

Haiglan Frank Batista Plotzki

**Controle Adaptativo de Corrente Média Ponderada
em Conversores com Filtro de Saída do Tipo LCL**

Alegrete, RS
23 de janeiro de 2015

Haiglan Frank Batista Plotzki

**Controle Adaptativo de Corrente Média Ponderada
em Conversores com Filtro de Saída do Tipo LCL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Orientador Prof. Dr. Márcio Stefanello

Coorientador: Prof. Me. Marcelo Durgante

Universidade Federal do Pampa – Unipampa

Curso de Engenharia Elétrica

Alegrete, RS

23 de janeiro de 2015

p729 Plotzki, Haiglan Frank Batista
Controle Adaptativo de Corrente Média Ponderada em Conversores
com Filtro de Saída do Tipo LCL / Haiglan Frank Batista Plotzki.
77 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal
do Pampa, Campus Alegrete, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2015.
“Orientação: Prof. Dr. Márcio Stefanello”.

1. Controle Adaptativo. 2. Controle de Conversores. 3. Projeto de Filtros
LCL. 4. Desenvolvimento de Bancada Experimental. I. Título

Autoria: Haiglan Frank Batista Plotzki

Título: CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE MÉDIA PONDERADA EM CONVERSORES COM FILTRO DE SAÍDA DO TIPO LCL

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como parte das atividades para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa.

Os componentes da banca, abaixo listados, consideram este trabalho aprovado

	Nome	Titulação	Instituição	Assinatura
1	Márcio Stefanello	Prof. Dr.	unipampa	<i>Marc Stefanello</i>
2	Felipe Bovolini Grigoletto	Prof. Dr.	unipampa	<i>Felipe B. Grigoletto</i>
3	Luiz Antonio Maccari Junior	Prof. Me.	unipampa	<i>Luiz Antonio Maccari Junior</i>

Data da aprovação: 16 de Janeiro de 2015.

Dedicatória

Aos meus pais, Nelson e Sandra, às minhas irmãs, Anna Maria e Isabella, pelo apoio, confiança e incentivo.

Agradecimentos

Ao meu tio, Marcelo da Silva Batista, pela recomendação do curso de engenharia elétrica.

Aos meus pais, Nelson e Sandra, pela presença e pelo suporte em todos os momentos da minha vida.

Às minhas irmãs, Anna Maria e Isabella, pelo companheirismo e incentivo.

Ao meu orientador, Márcio Stefanello, pela difícil tarefa de incentivo junto com a cobrança necessária para o desenvolvimento do trabalho.

Ao professor e amigo, Marcelo Durgante, pelo auxílio com as fotos e o texto do trabalho, as explicações sobre o controle adaptativo e as metodologias para apresentação.

Aos colegas do laboratório de eletrotécnica, Antonio Dalmolin, Cleiton Lucatel e Gerson Sena, pela ajuda na montagem dos protótipos e ideias com outros trabalhos.

Ao amigo Robison Gomes pelas aulas de como utilizar a dSpace.

Aos amigos do grupo de pesquisa do GESEP (Grupo de Energia e Sistemas Elétricos de Potência) pelos momentos de diversão.

E a todos que de alguma forma ajudaram, agradeço por acreditarem no meu potencial e nas minhas ideias.

“Aqueles que têm um grande autocontrole, ou que estão totalmente absortos no trabalho, falam pouco. Palavra e ação juntas não andam bem. Repare na natureza: trabalha continuamente, mas em silêncio.”
(Mahatma Gandhi)

Resumo

O uso de conversores eletrônicos de potência apresenta inúmeras aplicações como o acionamento de motores, conexão com a rede de distribuição etc. O conversor mais adequado para cada caso depende da aplicação almejada. As topologias mais usuais para os conversores são *buck*, *boost* e o conversor em ponte completa. Em todos os casos utiliza-se do acionamento de chaves eletrônicas (MOSFET, IGBT e Tiristores) para sintetizar a forma de onda desejada. O efeito da comutação dessas chaves é a criação de componentes harmônicas de alta frequência na saída do conversor. Para reduzir esse efeito, conecta-se filtros para permitir a passagem das formas de onda que apresentam baixa frequência e rejeitar as de alta frequência. O sinal gerado pelo conversor é definida para que o sistema conectado ao mesmo apresente um comportamento desejado, dessa forma utiliza-se de controladores para realizar o ajuste da tensão gerada. Neste trabalho é utilizado o Controle Adaptativo por Modelo de Referência para realizar o rastreamento da corrente média ponderada dos indutores do filtro do tipo LCL conectado em um conversor eletrônico de potência com configuração em ponte completa. Para a validação do controlador realizou-se simulações no *software* Simulink e em uma bancada experimental desenvolvida para esse fim. Os resultados obtidos em ambas as simulações mostraram que o controlador proposto realizou o rastreamento da referência utilizada. Entretanto, os resultados experimentais apresentaram problemas quanto à instrumentação da medição das correntes que circulam sobre as indutâncias do filtro, assim como problemas relacionados com o acionamento do conversor.

Palavras-chave: Controle adaptativo. Controle de conversores. Projeto filtro LCL.

Abstract

Using electronic power converters has many applications like as drive motors, connection to the distribution grid etc. The most suitable converter for each case depends on the desired application. The most common topologies for the converters are buck, boost and the full-bridge converter. In all cases it is used the actuation of electronic switches (MOSFET, IGBT and Thyristor) for synthesizing a desired waveform. A consequence effect of switching these devices is setting up high-frequency harmonic components at the converter output. To reduce this effect, filters are used to deny the passage of waveforms that have high frequency and allow the passage of waveforms that have low frequency. The signal generated by the converter is chosen so that the system connected to it presents the desired behavior, thereby controllers are used to perform the adjustment of the voltage generated. In this work the Adaptive Control by Reference Model is used to track the weighted average current of the inductors from the LCL filter connected to an electronic power converter with full-bridge configuration. To verify the controller, simulations were performed in Simulink software and in a bench for testing designed for this purpose. The results of both simulations show that the proposed controller performed the tracking of the reference used. However, the experimental results presented problems related to instrumentation for measuring the circulating currents on the filter inductances, as well as problems related to the inverter drive.

Key-words: Adaptive control. Converters connected in the power grid. LCL filter design.

Lista de Ilustrações

Figura 1	Circuito equivalente para inversor monofásico de meia-ponte	19
Figura 2	Formas de onda para o circuito da Fig. 1	20
Figura 3	Circuito conversor para operação em ponte completa	21
Figura 4	Formas de onda para o circuito da Fig. 3	21
Figura 5	Ligação para conversor trifásico	22
Figura 6	Ligação para conversor trifásico com 6 transistores	22
Figura 7	Sinais para o comando por modulação por largura de pulso único e a tensão nos terminais do conversor	23
Figura 8	Geração do sinal de comando e tensão de saída do conversor.	24
Figura 9	Sinais de comando e tensão de saída do conversor	25
Figura 10	Forma de onda para comando por MSPWM	26
Figura 11	Exemplos de filtros.	27
Figura 12	Resposta em frequência para as correntes dos indutores do filtro LCL (I_1 e I_2) e para a corrente de um filtro L (I_L , com $L = L_1 + L_2$).	28
Figura 13	Exemplo de circuito ressonante	30
Figura 14	Resposta em frequência para um circuito LC da Fig. 13.	31
Figura 15	Coordenadas abc e $\alpha\beta$ no plano complexo	33
Figura 16	Coordenadas $\alpha\beta$ e dq no plano complexo	34
Figura 17	Forma de onda de tensão trifásica em coordenadas abc	35
Figura 18	Representação das formas de onda da Fig. 17 em coordenadas $\alpha\beta$	35
Figura 19	Representação das formas de onda da Fig. 17 em coordenadas dq	36
Figura 20	Representação do Filtro LCL monofásico.	36
Figura 21	Representação em diagramas de blocos do método de aproximação da corrente média ponderada.	37
Figura 22	Representação do funcionamento do controlador adaptativo.	40
Figura 23	Diagrama de blocos para o cálculo da ação de controle do MRC.	41
Figura 24	Esquemático para verificação do controle adaptativo para o conversor conectado à rede elétrica.	45
Figura 25	Esquemático para a variação da indutância da rede elétrica no instante de tempo de 0,3 segundos.	46
Figura 26	Diagrama de conexão para o bloco que contém as equações do controlador.	47
Figura 27	Esquemático elétrico proposto para a bancada experimental.	48

Figura 28	Diagrama de montagem dos equipamentos e protótipos utilizados. . . .	49
Figura 29	Bancada utilizada para validação dos controladores.	49
Figura 30	Esquemático elétrico para acionamento de cada chave IGBT.	50
Figura 31	Esquemático elétrico da placa de condicionamento de sinais.	50
Figura 32	Placa confeccionada para o condicionamento dos sinais de corrente e tensão.	51
Figura 33	Montagem do filtro LCL e dos sensores de corrente e tensão.	52
Figura 34	Protótipo final para as placas de alimentações.	53
Figura 35	Circuito programado na plataforma dSpace.	53
Figura 36	Circuito utilizado para remoção do offset gerado pelos sensores.	54
Figura 37	Lógica para a síntese dos sinais de modulação PWM.	54
Figura 38	Forma de onda da corrente média e da corrente do modelo de referência durante a simulação em software.	56
Figura 39	Forma de onda da ação de controle durante a simulação no Simulink. . .	57
Figura 40	Comportamento da corrente média no início da simulação.	57
Figura 41	Correntes dos indutores no período de inicialização do sistema para simulação em software.	58
Figura 42	Comportamento da ação de controle no início do teste no Simulink. . .	58
Figura 43	Corrente média para o regime permanente com indutância de $5mH$. . .	59
Figura 44	Correntes dos indutores durante a operação em regime permanente com indutância de $5mH$	59
Figura 45	Ação de controle referente a operação em regime com a indutância de $5mH$	60
Figura 46	Forma de onda da corrente média na troca das indutâncias da rede. . .	60
Figura 47	Correntes i_1 e i_2 para o instante de chaveamento das indutância.	61
Figura 48	Ação de controle para o instante de 0,3 segundos.	61
Figura 49	Corrente média para o regime permanente com indutância de $2,5mH$. . .	62
Figura 50	Correntes dos indutores durante a operação com indutância da rede de $2,5mH$	62
Figura 51	Ação de controle referente a conexão com a rede apresentando uma indutância de $2,5mH$	63
Figura 52	Evolução dos θ no decorrer do acionamento da simulacao.	63
Figura 53	Imagem da tela de trabalho do <i>software</i> ControlDesk.	64
Figura 54	Forma de onda da corrente média e da corrente do modelo de referência durante a simulação na bancada.	64
Figura 55	Forma de onda da ação de controle durante a simulação na bancada. . .	65
Figura 56	Comportamento da corrente média no início do teste.	65
Figura 57	Correntes dos indutores no período de inicialização do sistema.	66
Figura 58	Comportamento da ação de controle no início do teste.	66

Figura 59	Corrente média para o regime permanente com referência de 5A.	67
Figura 60	Correntes dos indutores durante a operação em regime permanente com referência de 5A.	67
Figura 61	Ação de controle referente à operação em regime com referência de 5A.	68
Figura 62	Forma de onda da corrente média no rebaixamento da amplitude da referência.	68
Figura 63	Correntes i_1 e i_2 para o instante de rebaixamento.	69
Figura 64	Ação de controle para o instante de 5 segundos.	69
Figura 65	Corrente média para o regime permanente com referência de 3A.	70
Figura 66	Correntes dos indutores durante a operação em regime permanente com referência de 3A.	70
Figura 67	Ação de controle referente à operação em regime com referência de 3A.	71
Figura 68	Forma de onda da corrente média na elevação da amplitude da corrente de referência.	71
Figura 69	Correntes i_1 e i_2 para o instante de elevação da referência.	72
Figura 70	Ação de controle para o instante de 10 segundos.	72
Figura 71	Evolução dos θ no decorrer do acionamento da bancada.	73

Lista de Tabelas

Tabela 1	Parâmetros adotados para o filtro LCL durante a simulação em <i>software</i> .	45
Tabela 2	Parâmetros para simulação da rede elétrica.	46
Tabela 3	Parâmetros para projeto e configuração do controlador.	47
Tabela 4	Parâmetros para dimensionamento do filtro LCL	47
Tabela 5	Valores dimensionados para o filtro LCL	48
Tabela 6	Valores obtidos na montagem prática do filtro LCL e parâmetros para acionamento da bancada.	48

Sumário

Introdução	15
1.1 Objetivos	17
1.2 Resultados Esperados	17
1.3 Organização do Documento	17
2 Conversores de Potência	19
2.1 Principais Topologias	19
2.2 Modulação de Conversores Alimentados em Tensão	21
2.2.1 Modulação por largura de pulso único	22
2.2.2 Modulação por largura de pulso múltiplos	23
2.2.3 Modulação por largura de pulsos senoidais	24
2.2.4 Modulação por largura de pulsos senoidais modificadas	25
3 Projeto do Filtro LCL	27
3.1 Procedimento de Projeto	28
3.2 Frequência de Ressonância: Problemas e Soluções	30
4 Modelagem do Sistema	32
4.1 Transformação de Coordenadas	32
4.1.1 Transformadas de Clarke e Park	32
4.2 Modelo do Filtro LCL	35
5 Controle Adaptativo	39
5.1 Controle por Modelo de Referência	39
5.2 O Algoritmo	39
5.2.1 Equação de Casamento	41
5.2.2 Equações de Adaptação	42
6 Desenvolvimento	44
6.1 A Simulação	44
6.2 A Bancada Experimental	47
6.2.1 Circuitos de interconexão	48
7 Resultados	56
7.1 Resultados de Simulação	56

7.2 Resultados para a Bancada Experimental	64
Conclusão	74
7.3 Sugestões de Trabalhos Futuros	75
Referências Bibliográficas	76

Introdução

Com a intensificação da atividade industrial houve uma deterioração da qualidade de energia elétrica. Isso ocorre devido à presença de cargas indutivas como motores, forno de indução, transformadores etc. Quando o sistema é composto por cargas reativas (capacitores e indutores) há a defasagem entre a corrente e tensão elétrica, isso resulta em correntes reativas que causam perdas extras reduzindo aproveitamento de energia. O fator de potência é a grandeza que representa a quantidade da energia entregue que foi realmente utilizada pela carga. Dessa forma, o fator de potência da carga deve ser o mais próximo possível do valor unitário, pois indicaria que não há retorno de energia para a fonte geradora e, por consequência, a energia dissipada sobre a linha de transmissão é mínima.

Outro problema para a transmissão de energia elétrica são as correntes harmônicas que limitam a capacidade de condução de corrente. O conteúdo harmônico injetado na rede elétrica tem como fonte direta o uso de dispositivos eletrônicos e de comutação. As harmônicas provenientes dos dispositivos eletrônicos são geradas no processo de retificação, pois a maior parte deles utiliza alimentação em tensão contínua.(1)

As harmônicas produzidas pela comutação de chaves apresentam origem semelhante ao processo de retificação, pois a deformação da onda senoidal pura origina o surgimento de diferentes combinações de senos e cossenos, que podem ser calculados através da Transformada de Fourier, esse novo conjunto de sinais são denominados de harmônicos. (2)

Devido aos efeitos negativos das componentes harmônicas foram criadas normas internacionais que regulamentam o limite da distorção harmônica total (do inglês *Total Harmonic Distortion - THD*), índice que mede a quantidade do conteúdo harmônico contido em um sinal elétrico. As normas variam de acordo com o tipo de equipamento a ser conectado, a classe de tensão e o país de origem. Por exemplo, a IEC 1000 – 3 – 2 é utilizada como referência na União Europeia para equipamentos conectados a rede de baixa tensão (1), enquanto a IEEE 1547 – 2003 regulamenta a conexão de equipamentos de geração distribuída à rede elétrica dos Estados Unidos (3), e a IEEE 519 – 1992 dita as normas para o controle de harmônicas e compensação de reativo utilizando de conversores estáticos de potência (4).

Para atender a essas normas de conexão com a rede elétrica faz-se necessário a utilização de filtros, onde esses podem ser: os filtros passivos e os filtros ativos. Os filtros passivos são utilizados devido a característica que indutores e capacitores apresentam de

sofrer alteração de suas impedâncias de acordo com a frequência da forma de onda aplicada sobre eles, dessa forma pode-se controlar quais faixas de frequência serão atenuadas ou amplificadas. Já os filtros ativos atuam no processo de filtragem realizando a inserção das harmônicas geradas pela carga com mesma amplitude e com fase oposta, dessa forma há o cancelamento das mesmas. (5)

Com os avanços nas pesquisas de geração de energia elétrica utilizando fontes alternativas de energia (placas solares, turbinas eólicas etc.) houve uma grande disseminação do uso de equipamentos para a interconexão entre as fontes de geração distribuída e a rede do sistema elétrico, sendo amplamente utilizados conversores eletrônicos de potência.

O processo de acionamento dos conversores gera harmônicas de altas frequências. Dessa forma, é necessário o projeto de um filtro passivo para a saída do conversor. O filtro mais simples de ser projetado é o filtro do tipo L, onde se adiciona uma indutância em série com a saída, contudo esse tipo de filtro é oneroso devido a quantidade de material utilizado na sua fabricação e apresenta grandes dimensões físicas. Uma alternativa é a utilização de filtros LCL, essa topologia apresenta valores pequenos de indutância para a mesma faixa de operação de um filtro L, o que reduz as dimensões e o seu preço. Entretanto o filtro LCL apresenta problema de ressonância entre os indutores e o capacitor do filtro, o que torna necessário o uso de técnicas para reduzir esse efeito.(6)

Uma forma de redução do efeito de ressonância é o uso de resistências, visto que elas representam um amortecimento passivo no sistema, entretanto a presença de resistências indicam perdas por efeito Joule reduzindo assim a eficiência do sistema. (7) Outro método, o amortecimento ativo, utiliza uma malha de controle interna que controla a corrente que circula pelo capacitor do filtro, esse método é o que apresenta menos perdas ao sistema. Entretanto o amortecimento ativo apresenta uma grande sensibilidade à variação paramétrica do sistema.(8)

Além do amortecimento ativo, muitas técnicas de controle necessitam do conhecimento exato do sistema a ser controlado, e qualquer variação dos parâmetros que não foram previstas pode comprometer a estabilidade do controlador. Dessa forma, nos últimos anos vem crescendo o interesse científico em controladores que apresenta a capacidade de atuar em um sistema com parâmetros desconhecidos, totalmente ou parcialmente.

Um desses controladores é o controle adaptativo por modelo de referência, é um controlador que ajusta os seus parâmetros internos de forma a gerar uma ação de controle que proporciona que a resposta da planta do sistema seja capaz de seguir o comportamento de um modelo previamente estabelecido (9). Assim, para o caso de aplicações de conexão de conversores na rede elétrica, ele apresenta grandes benefícios, pois não há a necessidade do conhecimento dos distúrbios provenientes da rede elétrica.

1.1 Objetivos

O objetivo principal desse trabalho é realizar o controle da corrente média ponderada utilizando um Controlador Adaptativo por Modelo de Referência para rastreamento da referência de corrente e rejeição de distúrbios. Como forma de avaliar o correto funcionamento do sistema propõe-se a simulação em ambiente físico e controlado, onde será necessário:

- Realizar a confecção de circuitos impressos necessários à medição das grandezas elétricas utilizadas para a supervisão do sistema;
- Projetar um filtro LCL para reduzir o conteúdo harmônico gerado pelo conversor, a fim de respeitar as normas de conexão com a rede elétrica;
- Simular o sistema em *software* utilizando o controle adaptativo por modelo de referência para controlar a corrente injetada na rede elétrica;
- Obter os resultados experimentais.

1.2 Resultados Esperados

Como resultados espera-se obter, através da simulação em *software*, um controlador configurado para o controle de um conversor estático de potência conectado à rede elétrica capaz de rejeitar os distúrbios provenientes da mesma, e ainda verificar a correspondência entre os resultados obtidos através da simulação em *software* e do acionamento no sistema físico. Além disso, pretende-se obter um ambiente físico para a implementação de técnicas de controle que envolve o acionamento do conversor eletrônico de potência, podendo ser aproveitado por outros estudantes e pesquisadores para a validação de seus estudos.

1.3 Organização do Documento

Esse trabalho está organizado de forma que no Capítulo 1 apresente uma introdução sobre o assunto que será abordado durante o decorrer do texto.

No Capítulo 2 encontra-se uma descrição mais detalhada sobre o funcionamento dos conversores de potência.

O Capítulo 3 apresenta o procedimento de projeto para filtro LCL.

No Capítulo 4 são apresentados alguns dos métodos de modelagem utilizados no sistema elétrico.

O Capítulo 5 trata da teoria de controle adaptativo, uma teoria sobre o controlador e o algoritmo utilizado na aplicação do projeto.

O Capítulo 6 apresenta os passos adotados para a realização da simulação do circuito proposto, e as etapas de construção da plataforma proposta.

Já o Capítulo 7 apresenta os resultados obtidos relacionados à execução do controlador em ambiente virtual e físico.

Em fim, o último capítulo traz as conclusões adquiridas através da execução do trabalho, e propostas para trabalhos futuros.

2 Conversores de Potência

Conversores de Potência do tipo inversor de tensão ou VSI (do inglês *Voltage Source Inverter*) são dispositivos capazes de fornecer uma forma de onda de tensão ou corrente alternada a partir de uma fonte de alimentação de tensão ou corrente contínua. O processo de conversão utiliza-se de dispositivos de disparo ou bloqueios controlados (por exemplo, MOSFETs, IGBTs, etc.) ou tiristores de comutação forçada, dependendo do tipo de aplicação. Para realizar o acionamento destes componentes, geralmente, utiliza-se de pulsos PWM (do inglês *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) para a síntese da forma de onda desejada.

2.1 Principais Topologias

O conversor observado na Fig. 1 consiste em dois *choppers*, circuito conversor de CC (Corrente Contínua) para CC. Para o acionamento deste conversor, além da necessidade de uma fonte de CC com três pontos, é necessário que somente o transistor Q_1 esteja conduzindo por um tempo de $T_0/2$ resultando em uma tensão de V_0 com valor de $V_s/2$, e quando somente o transistor Q_2 esteja conduzindo por um tempo de $T_0/2$ aparecera um valor de $-V_s/2$ sobre a carga, a forma de onda resultante sobre a carga é semelhante a mostrada na Fig. 2 . O circuito de acionamento deve prevenir que Q_1 e Q_2 conduzam ao mesmo tempo.

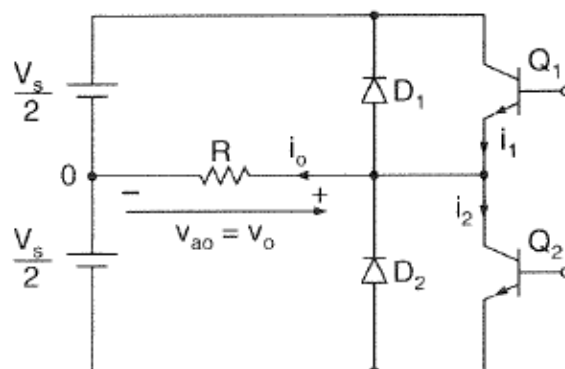


Figura 1: Circuito equivalente para inversor monofásico de meia-ponte

A tensão eficaz da saída pode ser encontrada através da Equação (2.1).

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} dt} \quad (2.1)$$

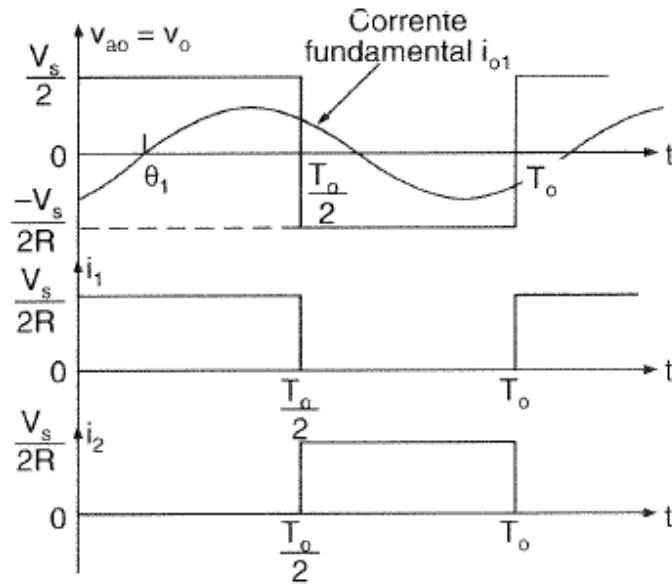


Figura 2: Formas de onda para o circuito da Fig. 1

A tensão instantânea de saída pode ser calculada pela série de Fourier, mostrado a seguir:

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.2)$$

onde:

- $\omega = 2\pi f_0$, sendo que f_0 é a frequência da tensão de saída, e é fornecido como $f_0 = 1/T_0$;
- V_s tensão da fonte CC;
- T_0 período do sinal alternado desejado;
- V_0 tensão eficaz sobre a carga;

Para conversores controlados em ponte completa pode-se utilizar o circuito da Fig. 3, sendo que neste caso utilizam-se quatro choppers. Para este circuito quando os transistores Q_1 e Q_2 conduzem ao mesmo tempo têm-se uma tensão V_s sobre a carga. Quando os transistores Q_4 e Q_3 conduzem simultaneamente a tensão sobre a carga é $-V_s$, como observado na Fig. 4. Novamente, nota-se que não se devem acionar as chaves semicondutoras do mesmo braço concomitantemente, pois causaria um curto circuito sobre as fontes.

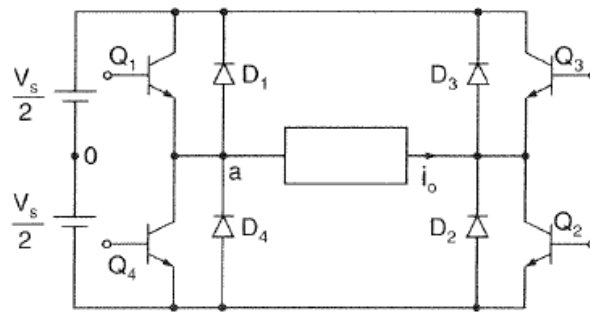


Figura 3: Circuito conversor para operação em ponte completa

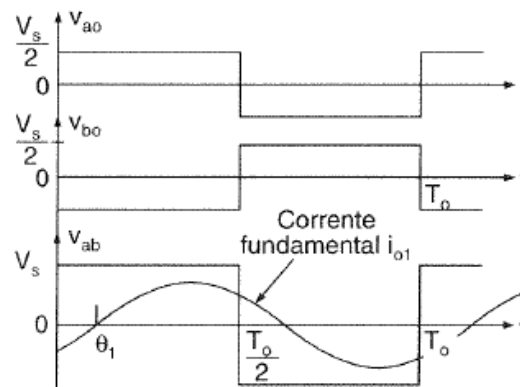


Figura 4: Formas de onda para o circuito da Fig. 3

As equações para a tensão eficaz e tensão instantânea de saída são mostradas, respectivamente, nas Equações (2.3) e (2.4).

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt} \quad (2.3)$$

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2.4)$$

O funcionamento de conversores trifásicos é semelhante, entretanto conectam-se três conversores monofásicos em paralelo, como mostrado na Fig. 5, ou a utilização do circuito da Fig. 6. Os sinais de controle para os conversores trifásicos precisam ser defasados em 120° um em relação ao outro para se obter sinais de tensão equilibrados.

2.2 Modulação de Conversores Alimentados em Tensão

Na maioria das aplicações industriais é necessário controlar os níveis da tensão de saída dos conversores, como por exemplo na manutenção da relação tensão/frequência de

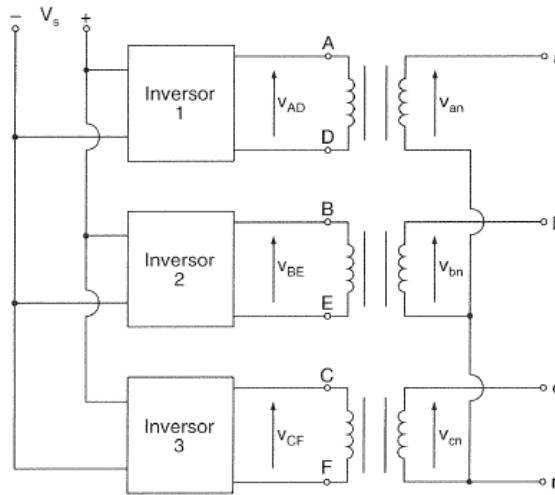


Figura 5: Ligação para conversor trifásico

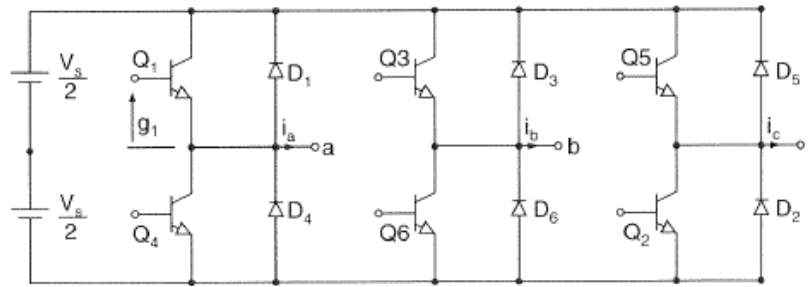


Figura 6: Ligação para conversor trifásico com 6 transistores

máquinas de indução, ou na redução do ripple da tensão retificada. Das técnicas usadas no controle do ganho dos conversores a utilização do sistema de controle por PWM é a que apresenta maior eficiência e simplicidade. A sintetização da onda PWM pode ser obtida através de várias técnicas, a seguir estão listadas as mais utilizadas no acionamento dos conversores.

2.2.1 Modulação por largura de pulso único

No controle por largura de pulso único, existe apenas um pulso por semiciclo, onde a largura deste é alterada para variar a tensão de saída do conversor. A Fig. 7 representa as formas de ondas da saída e dos sinais de comando para um conversor monofásico em ponte completa .

A sintetização da forma de onda do comando é realizada por meio da comparação entre um sinal de referência retangular, com amplitude A_r , com uma onda portadora triangular de amplitude A_c . A fase da largura do pulso (δ) pode ser variada entre 0° e 180° de acordo com a variação de A_r , e a sua duração de 0 até A_c , sendo que a relação entre A_r e A_c é conhecido como índice de modulação de amplitude ou índice de modulação,

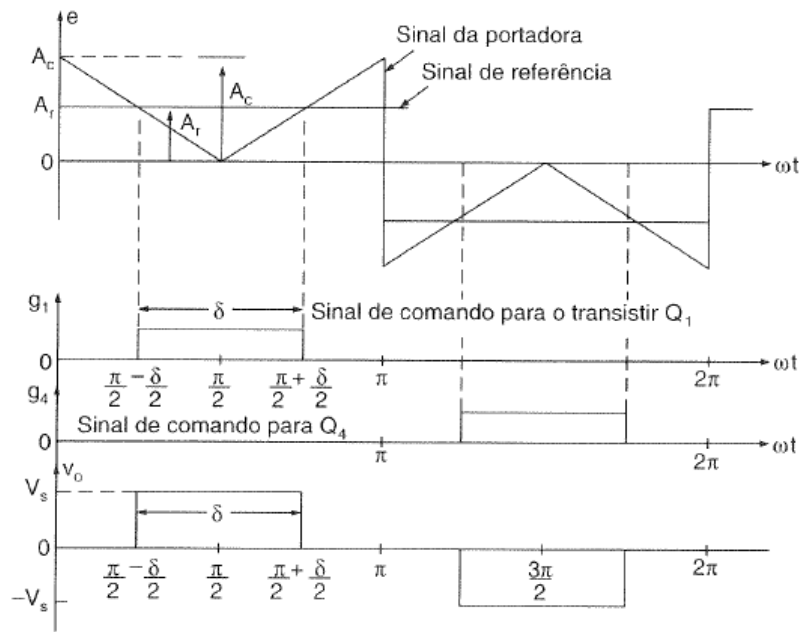


Figura 7: Sinais para o comando por modulação por largura de pulso único e a tensão nos terminais do conversor

disposta na Equação (2.5).

$$M = \frac{A_r}{A_c} \tag{2.5}$$

A tensão eficaz de saída pode ser encontrada por:

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t)} \tag{2.6}$$

E a tensão instantânea como:

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\omega}{2} \sin n\omega t \tag{2.7}$$

2.2.2 Modulação por largura de pulso múltiplos

A utilização de modulação por largura de pulsos múltiplos contribui com a redução dos harmônicos gerados pela modulação de pulso único. Este método consiste, como observado na Fig. 8, em estabelecer uma comparação entre um sinal de referência e uma onda portadora triangular. O sinal de referência determina a frequência de saída (f_0) e a frequência portadora (f_c) determina o número de pulsos por semiciclo (p).

Esta forma de modulação também é conhecida como UPWM (do inglês *Uniform Pulse-Width Modulation* - modulação por largura de pulso uniforme). O número de pulsos

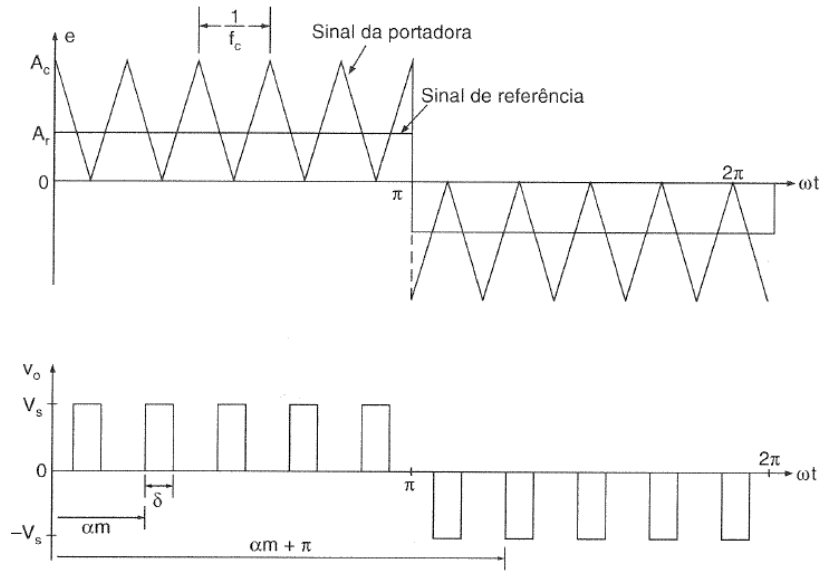


Figura 8: Geração do sinal de comando e tensão de saída do conversor.

por semiciclo é:

$$p = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{m_f}{2} \quad (2.8)$$

Onde $m_f = f_c/f_0$ é definido como a razão da frequência de modulação

A variação do índice de modulação (M) de 0 até 1 varia a largura do pulso de 0 até π/p e a tensão de saída de 0 até V_s .

A tensão eficaz de saída pode ser definida como:

$$V_0 = \sqrt{\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t)} \quad (2.9)$$

E a série de Fourier para uma tensão instantânea de saída será:

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\text{inf}} B_n \sin n\omega t \quad (2.10)$$

Onde o coeficiente B_n pode ser encontra da seguinte maneira:

$$V_0(t) = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (2.11)$$

2.2.3 Modulação por largura de pulsos senoidais

Neste método, geralmente denominado SPWM (do inglês *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* – Modulação com largura de pulso senoidal) varia-se a largura dos pulsos

proporcional a amplitude de uma onda senoidal, analisada no centro do mesmo pulso. Esta técnica reduz significativamente o fator de distorção e os harmônicos de mais baixa ordem.

Como mostrado na Fig. 9, os sinais de comando são originados a partir da comparação de um sinal senoidal com uma onda portadora triangular, com frequência f_c , frequência esta que controla o número de pulsos por semiciclo. A frequência do sinal referência (f_r) determina a frequência de saída do conversor (f_0), e sua amplitude máxima (A_r) é utilizada para o cálculo do índice de modulação, que regula o valor da tensão eficaz de saída V_0

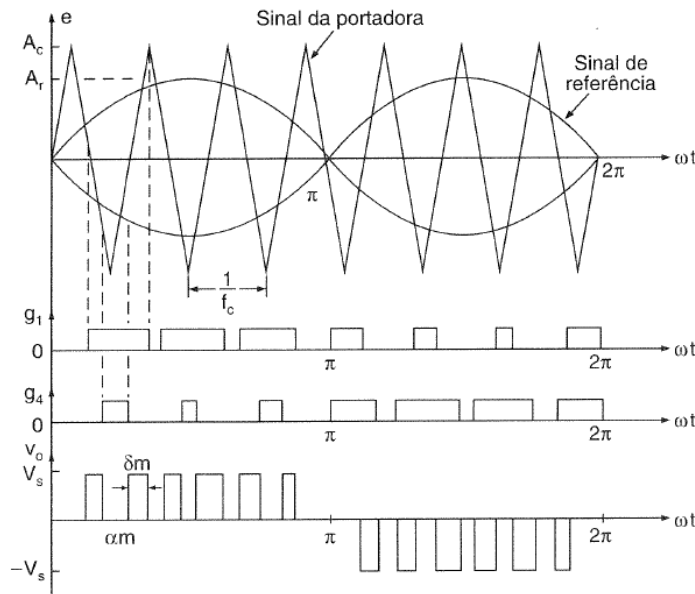


Figura 9: Sinais de comando e tensão de saída do conversor

Para encontrar o valor da tensão eficaz utiliza-se da seguinte equação:

$$V_0 = V_s \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \quad (2.12)$$

A equação para o calculo da tensão instantânea é a utilizada na equação 2.10, onde o valor do índice B_n pode ser calculado como:

$$V_0(t) = \sum_{m=1,3,5\dots}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \quad (2.13)$$

2.2.4 Modulação por largura de pulsos senoidais modificadas

O controle por MSPWM (do inglês *Modified Sinusoidal Pulse-Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso Senoidal Modificada) utiliza-se da pressuposição de que a onda senoidal entre os ângulos de 60° e 120° apresentam valores aproximadamente constantes com a variação do índice de modulação, sendo somente necessário o chaveamento

dos transistores entre os ângulos de 0° a 60° e 120° a 180° . Este método reduz a geração de harmônicos e também reduz o número de chaveamentos dos dispositivos de potência, diminuindo as perdas pela comutação.

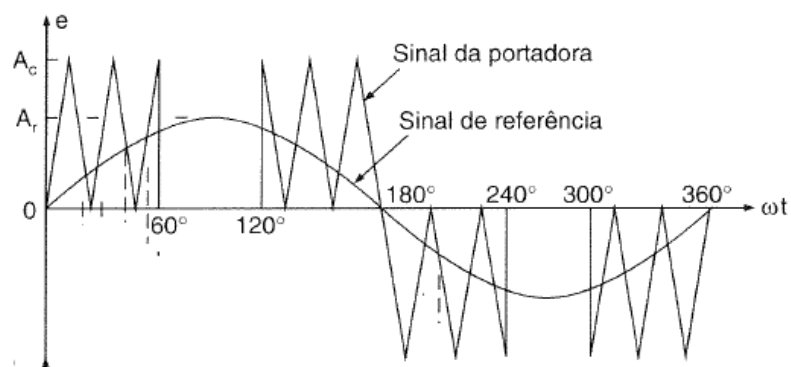


Figura 10: Forma de onda para comando por MSPWM

3 Projeto do Filtro LCL

Sabe-se que o efeito de chaveamento dos braços do conversor gera uma forma de onda composta de sinais pulsados de tensão e corrente na saída do conversor. Para suavizar a forma de onda da saída utiliza-se de filtros passivos na saída dos conversores.

Um simples filtro do tipo L (Fig. 11a) é uma boa alternativa para a redução significativa do ripple de corrente, entretanto quando utilizado em conversores comutando a baixas frequências, caso onde há diminuição das perdas pelo acionamento das chaves, há a necessidade de se utilizar um valor elevado de indutância para que haja uma melhor atenuação das componentes harmônicas, aumentando assim o custo do material, as dimensões físicas e as perdas associadas a energia reativa circulante.

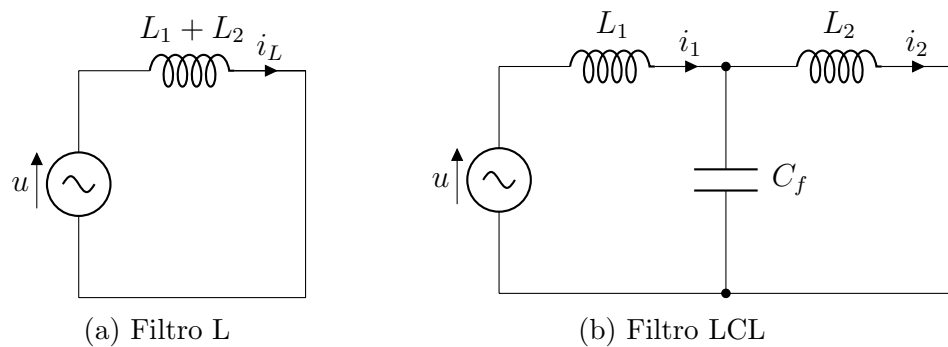


Figura 11: Exemplos de filtros.

Uma das alternativas que veem sendo amplamente utilizada para solucionar este problema é a utilização de filtros do tipo LCL (Fig. 11b). Esses filtros apresentam grande atenuação de componentes harmônicas de alta frequência utilizando-se de valores consideravelmente menores para a indutância do que o projetado caso fosse considerado apenas um filtro tipo L.

No diagrama de bode da Fig. 12 é apresentado a atenuação do ganho da corrente de acordo com a frequência para o filtro do tipo L e LCL, nele pode-se observar a diferença em utilizar os mesmos valores equivalentes de indutância para o filtro L (adotada como a soma das indutâncias do filtro LCL) e para o filtro LCL. Assim, observa-se que um filtro LCL apresenta a uma maior atenuação das correntes com elevadas frequências quando comparado ao caso do filtro L. Entretanto, a utilização do filtro LCL torna-se mais complexo a modelagem do sistema, o dimensionamento do filtro e a atuação do controle, devido à necessidade de amortecimento do pico de ressonância do filtro LCL que não existe no filtro L.

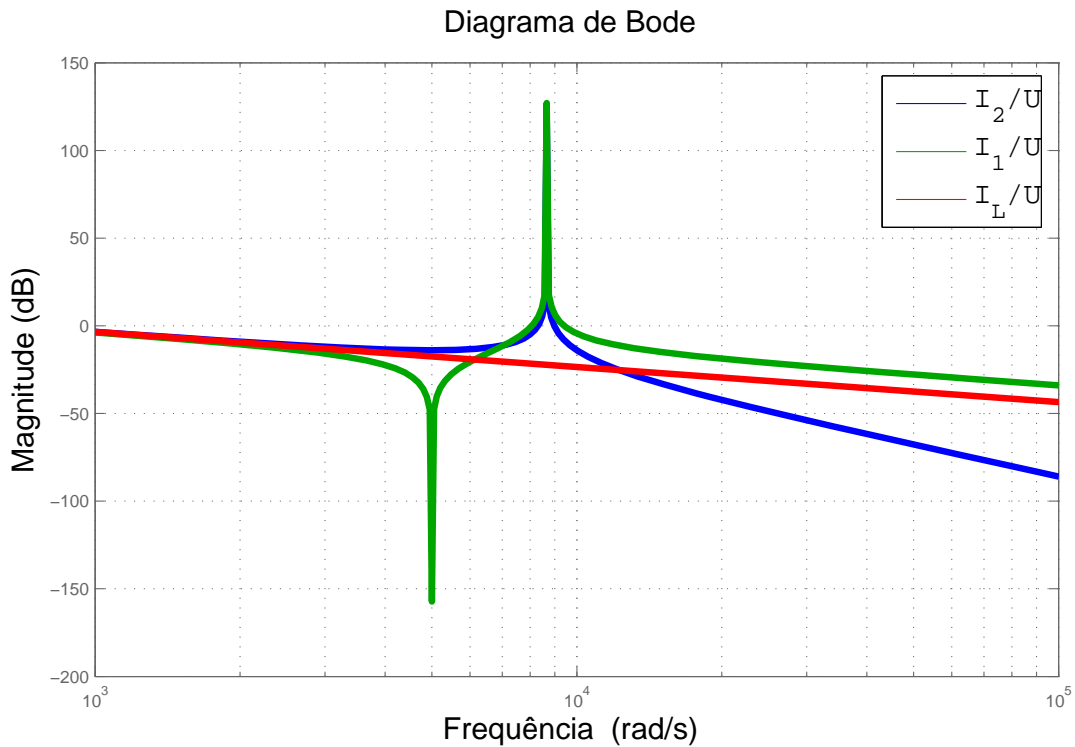


Figura 12: Resposta em frequência para as correntes dos indutores do filtro LCL (I_1 e I_2) e para a corrente de um filtro L (I_L , com $L = L_1 + L_2$).

3.1 Procedimento de Projeto

De acordo com o procedimento de projeto descrito por (10) e (11), deve-se considerar o valor RMS da tensão de linha de saída do conversor (V_L), a potência ativa fornecida pelo conversor (P), a tensão de alimentação do conversor (V_{DC}), a frequência da rede (f_g), a frequência de chaveamento (f_s), o ripple de corrente sobre o indutor do lado do conversor (r_p), o índice de redução das harmônicas de saída do filtro (K_a) e a frequência de ressonância (f_r) entre os elementos do filtro.

Para realização do projeto do capacitor do filtro é necessário calcular a capacitância base utilizando-se das equações (3.1) e (3.2).

$$Z_b = \frac{(V_L)^2}{P} \quad (3.1)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_g Z_b} \quad (3.2)$$

Para o projeto do capacitor considera-se que a variação do fator de potência não ultrapasse certa faixa, normalmente, utiliza-se um valor de 5% para o valor de x , mas pode-se ocorrer casos em que seja necessário utilizar valores maiores para contrapor com o valor da indutância encontrada para o filtro. Assim a capacitância do filtro é fornecida

pela Equação (3.3).

$$C_f = xC_b \quad (3.3)$$

O projeto dos indutores utiliza como parâmetro central a porcentagem admissível do ripple de corrente (r_p) na saída do indutor conectado ao conversor. A Equação (3.4) define a máxima amplitude de corrente (ΔI_{Lmax}) de acordo com o ripple de corrente de saída do conversor e os parâmetros de configuração do conversor.

$$\Delta I_{Lmax} = r_p \frac{P\sqrt{2}}{\sqrt{3}V_L} \quad (3.4)$$

A indutância do filtro conectado a saída do conversor (L_1) é encontrada pela Equação (3.5).

$$L_1 = \frac{2V_{DC}}{3\Delta I_{Lmax}} \frac{(1-m)m}{f_s} \quad (3.5)$$

A indutância do lado da rede (L_2) é obtida através da equação de transferência para uma fase do filtro LCL (Equação 3.6) que representa o conteúdo harmônico (onde o índice h corresponde a ordem da harmônica) gerado pelo inversor e que será injetado na rede, tendo como parâmetros de entrada a corrente do conversor e como saída a corrente injetada na rede.

$$\frac{i_g(h)}{i_{inv}(h)} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_1 C_b \omega_s^2 x)|} = K_a \quad (3.6)$$

Onde: $r = L_2/L_1$. Realizando as manipulações na Equação (3.6), tem-se que:

$$L_2 = \frac{\sqrt{1/K_a^2 + 1}}{C_f 4\pi^2 f_s^2} \quad (3.7)$$

Sendo que K_a é porcentagem de atenuação desejada para os sinais harmônicos, e pode ser dado pela relação da Equação 3.8.

$$K_a = \frac{\text{ripple sobre } L_2}{\text{ripple sobre } L_1} \quad (3.8)$$

Para verificar se os valores encontrados para os indutores e os capacitores estão corretos encontra-se a frequência de ressonância do filtro (Equação (3.9)s), caso esteja na

faixa especificada pela Equação (3.10) os valores estão bem dimensionados.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (3.9)$$

$$10f_g < f_r < 0,5f_s \quad (3.10)$$

Posteriormente ao projeto do filtro devem-se utilizar métodos que possibilitem eliminar ou reduzir o efeito da ressonância entre os componentes. Esses métodos serão discutidos na Seção 3.2.

3.2 Frequência de Ressonância: Problemas e Soluções

A ressonância é um efeito que ocorre em circuitos compostos por elementos capacitivos e indutivos conectados em série ou paralelo. Como esses elementos possuem impedâncias dependentes do valor da frequência do sinal a qual estão submetidos, há a possibilidade que a associação desses elementos, para uma determinada frequência, cancele as parcelas reativas restando somente a parcela resistiva da impedância equivalente, essa frequência é denominada frequência de ressonância. (12)

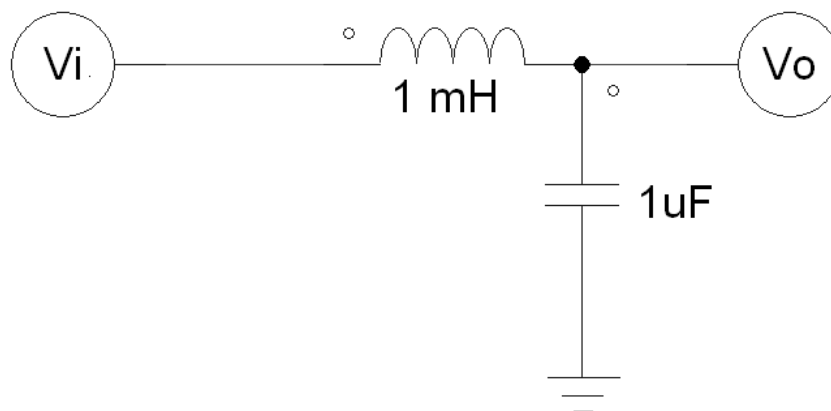


Figura 13: Exemplo de circuito ressonante

Para circuitos LC puros (sem a presença de resistência, como mostrado na Fig. 13) a impedância do circuito para a frequência de ressonância é nula, caracterizando assim um curto-circuito. Em determinadas situações esse efeito é de grande importância, como por exemplo em receptores e transmissores, mas em outras aplicações pode ser altamente indesejáveis, como a aplicação em equipamentos eletrônicos, visto que a corrente pode se

elevar de tal maneira que provoque danos ao equipamento. No caso de plantas associadas as diversas aplicações envolvendo eletrônica de potência a ressonância é um efeito prejudicial que pode acarretar na instabilidade do sistema. Principalmente quando esta frequência está sujeita a alteração devido a variações paramétricas e tende a valores próximos as da referência a ser rastreada ou dos distúrbios a serem compensados.(13)

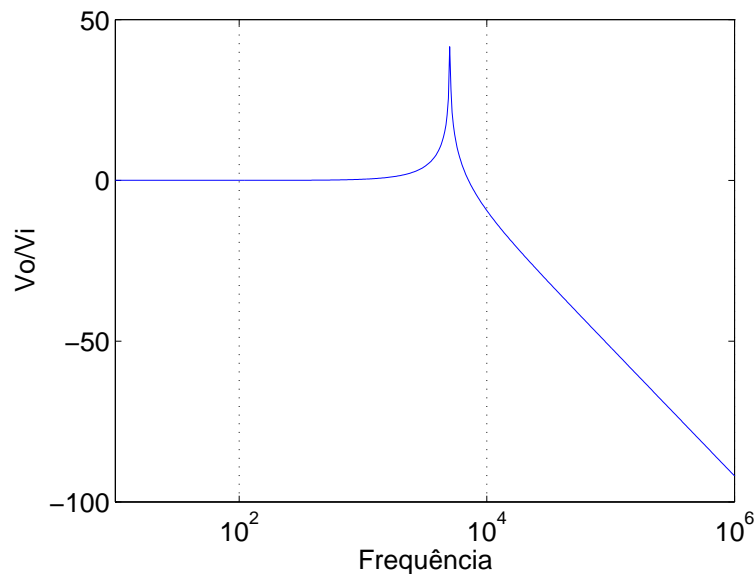


Figura 14: Resposta em frequência para um circuito LC da Fig. 13.

Existem diversas formas de lidar com o problema de ressonância, o mais usual é o projeto e a inserção de resistências no circuito a fim de diminuir o efeito da ressonância, método chamado de amortecimento passivo. Apesar da fácil aplicação desse método, ele possui o inconveniente de diminuir a eficiência do sistema, pois resistores estão associados a perdas.

Outro método de para reduzir os efeitos da ressonância é a adição de uma malha de controle responsável pelo ajuste dos níveis de tensão e corrente que será aplicado ao circuito, método conhecido como amortecimento ativo. Essa metodologia consiste em modificar os parâmetros ou a estrutura do controlador para diminuir os valores de pico ocorridos durante a ressonância, e/ou prover uma alteração na fase das formas de onda quando estas se aproximam da frequência de ressonância.

O amortecimento ativo apresenta uma faixa maior de eliminação da ressonância, e ainda não produz perdas para o sistema, entretanto esse método é mais sensível às incertezas paramétricas além de tornar o controle consideravelmente mais complicado.

4 Modelagem do Sistema

Os sistemas físicos podem ser representados através de equações que descrevem o seu comportamento em função do tempo. Através dessa modelagem do sistema há a possibilidade de prever o comportamento que este terá quando submetido a diferentes sinais de entrada.

Em sistemas de controle é de fundamental importância conhecer o sistema que se deseja controlar, pois existem inúmeros fatores a se levar em consideração a se realizar, como por exemplo, o tipo de controlador, a estabilidade do sistema etc.(14)

Em algumas aplicações a utilização das equações obtidas através da modelagem do sistema pode requerer uma maior manipulação de equações com alto grau de complexidade, dessa forma, procura-se realizar operações matemáticas que simplifiquem as equações do modelo, mas que mantenha o mesmo comportamento. Um desses métodos utilizados para modelos elétricos é a transformada de Clarke e Park.

4.1 Transformação de Coordenadas

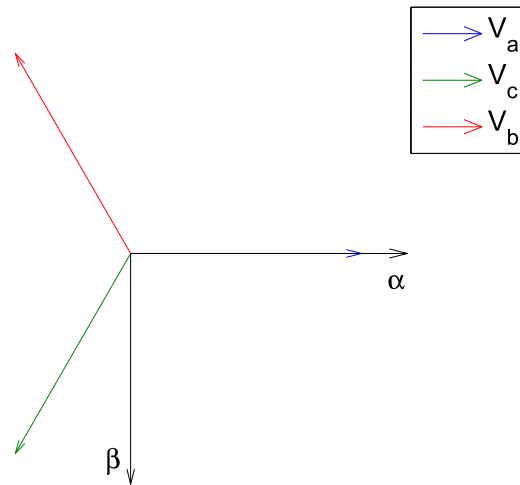
Para a conexão das unidades geradoras à rede elétrica trifásica é necessário utilizar de um conversor trifásico. Entretanto, o equacionamento matemático é mais complexo quando comparado ao sistema monofásico. Desta forma, desenvolveram-se métodos matemáticos para simplificar o projeto e implementação dos controladores através da representação do sistema trifásico em três sistemas monofásico.

4.1.1 Transformadas de Clarke e Park

Essas transformadas são usadas para converter um sistema trifásico equilibrado (abc) em três sistemas monofásicos desacoplados ($\alpha\beta 0$), ou seja, três circuitos totalmente independentes.(15)

Para realizar a transformada de Clarke utiliza-se da representação das coordenadas abc no plano complexo estacionário (Fig. 15). A representação em $\alpha\beta$ é obtida através da projeção desses vetores nos eixos x e y , neste caso α e β , respectivamente.

A equação responsável por realizar a conversão entre as coordenadas é dada pela

Figura 15: Coordenadas abc e $\alpha\beta$ no plano complexo

Equação (4.1). Sendo que a coordenada V_0 tem o valor nulo, quando o sistema é equilibrado.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

A transformada inversa é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

A transformada de Park é semelhante à transformada de Clarke, exceto que essa é utilizada para eixos girantes (Fig. 16), e não há o desacoplamento do circuito trifásico.

A equação que realiza a conversão entre as coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$ é dada pela Equação (4.3).

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Sendo que θ é o ângulo variante no tempo utilizado como referência para o eixo

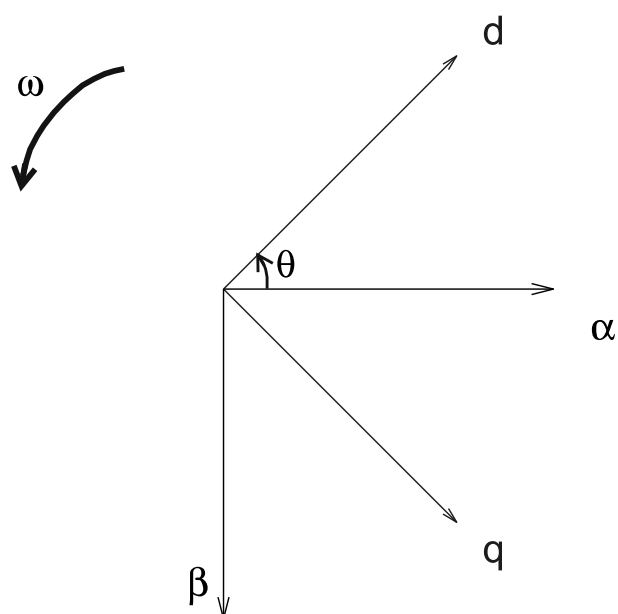


Figura 16: Coordenadas $\alpha\beta$ e dq no plano complexo

girante. A transformada inversa de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Na Fig. 18 e 19 tem-se um exemplo das transformadas aplicadas às formas de onda da Fig. 17.

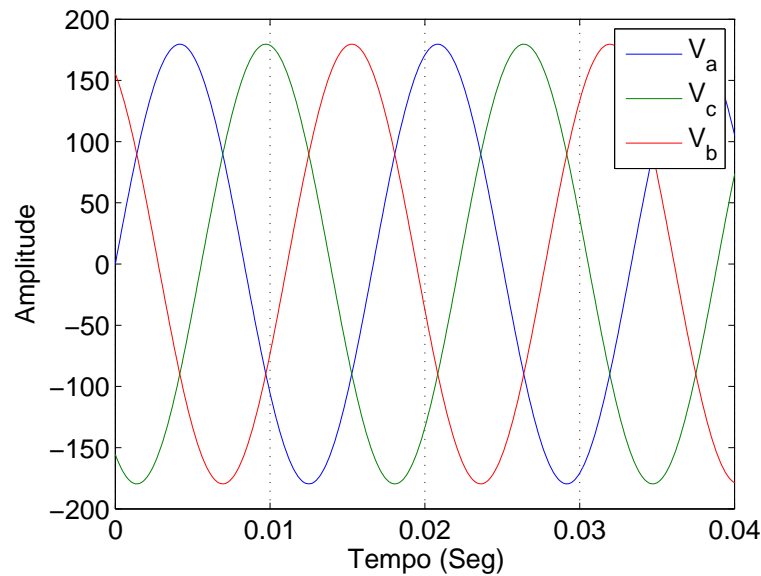


Figura 17: Forma de onda de tensão trifásica em coordenadas abc .

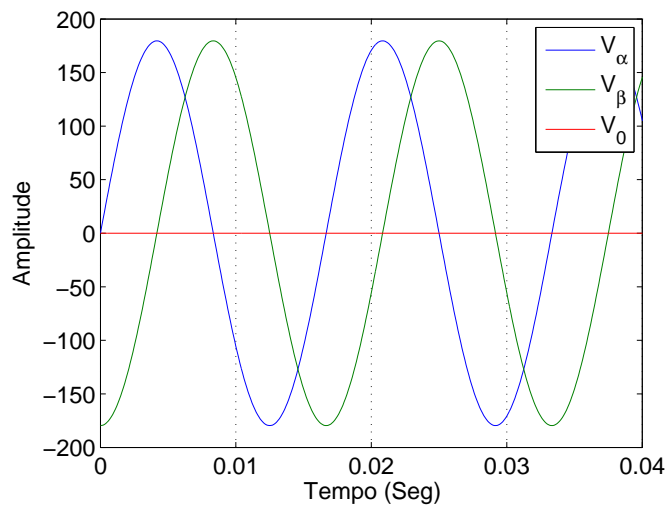


Figura 18: Representação das formas de onda da Fig. 17 em coordenadas $\alpha\beta$.

4.2 Modelo do Filtro LCL

Adotando que o circuito de conexão do filtro LCL trifásico pode ser reduzido para o formato monofásico através do uso da transformada de Clark. A configuração resultante pode ser definida como a disposta na Fig. 20, as equações que modelam o comportamento dele são definidas nas Equações (4.5), (4.6) e (4.7).

$$\frac{di_1}{dt} = u - \frac{R_1}{L_1}i_1 - v_c \quad (4.5)$$

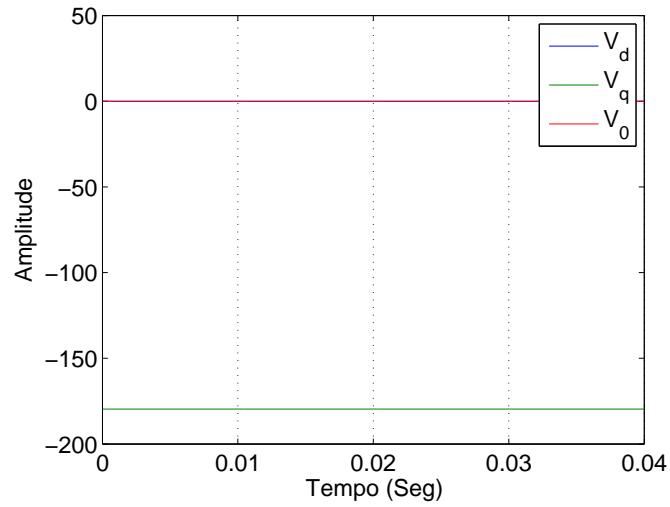


Figura 19: Representação das formas de onda da Fig. 17 em coordenadas dq .

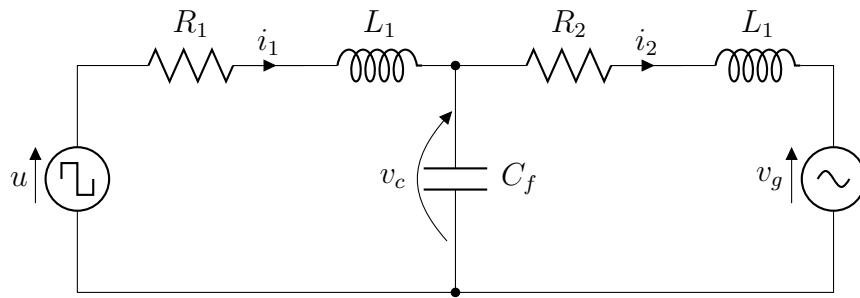


Figura 20: Representação do Filtro LCL monofásico.

$$\frac{di_1}{dt} = v_c - \frac{R_2}{L_2}i_1 - v_g \quad (4.6)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_f}i_1 - \frac{1}{C_f}i_2 \quad (4.7)$$

Utilizando do método de representação em Função de Transferência, método de representação obtido a partir da mudança das equações do domínio do tempo para o domínio da frequência, através do uso da transformada de Laplace, tem-se que:

$$I_1(s) = \frac{U(s) - V_c(s)}{L_1s + R_1} \quad (4.8)$$

$$I_2(s) = \frac{V_c(s) - V_g(s)}{L_2s + R_2} \quad (4.9)$$

$$V_c(s) = \frac{I_1(s) - I_2(s)}{C_f s} \quad (4.10)$$

No caso específico de aplicação em micro-redes, a variável que se deseja controlar é a corrente que circula pelo indutor de saída do filtro (I_{L2}), neste caso a função de transferência do sistema é definida como:

$$\frac{I_{L2}(s)}{U(s)} = \frac{1}{s^3(CL_1L_2) + s^2(CL_2R_1 + CL_1R_2) + s(L_1 + L_2 + CR_1R_2) + R_1 + R_2} \quad (4.11)$$

Como forma de reduzir o esforço computacional e simplificar o equacionamento realiza-se uma aproximação matemática a fim de reduzir o filtro LCL para apenas um filtro L. Essa aproximação, descrito em (16) e mostrada na Fig. 21, consiste em realizar uma média ponderada entre as correntes que circulam entre os indutores L_1 e L_2 , e é apresentado na Equação (4.12).

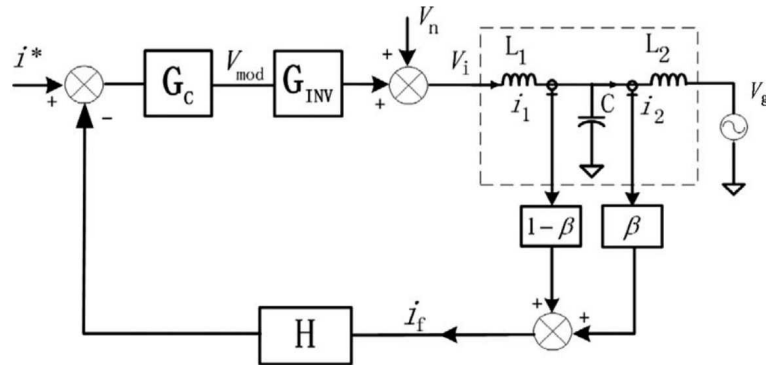


Figura 21: Representação em diagramas de blocos do método de aproximação da corrente média ponderada.

$$I_L = \frac{L_1}{L} I_1 + \frac{L_2}{L} I_2 \quad (4.12)$$

Sendo que I_1 e I_2 são as correntes que circulam nos indutores referentes ao conversor e à rede, respectivamente, e $L = L_1 + L_2$.

Dessa forma a equação que representa a função de transferência do sistema é dada

pela Equação (4.13) ao invés da Equação (4.11).

$$\frac{I_L(s)}{U(s)} = \frac{1/L}{s + R/L} \quad (4.13)$$

Sendo $R = R_1 + R_2$.

5 Controle Adaptativo

Existem duas topologias para realizar a adaptação dos parâmetros do controlador adaptativo, os métodos são denominados como: o controle adaptativo direto (Fig. 22a), e controle adaptativo indireto (Fig. 22b).

O controle adaptativo direto os parâmetros do controlador são adaptados diretamente na lei de controle. Neste método de controle são comumente utilizadas duas técnicas: o método de Lyapunov ou método gradiente.(17)

Já o controle adaptativo indireto apresenta o seu funcionamento de forma diferente ao adaptativo direto. Esse controlador primeiramente utiliza-se de algoritmos para realizar a estimação dos parâmetros que compõem a planta do sistema, posteriormente aplica-as ao modelo aproximado da planta para somente depois realizar o controle do sistema. (17)

5.1 Controle por Modelo de Referência

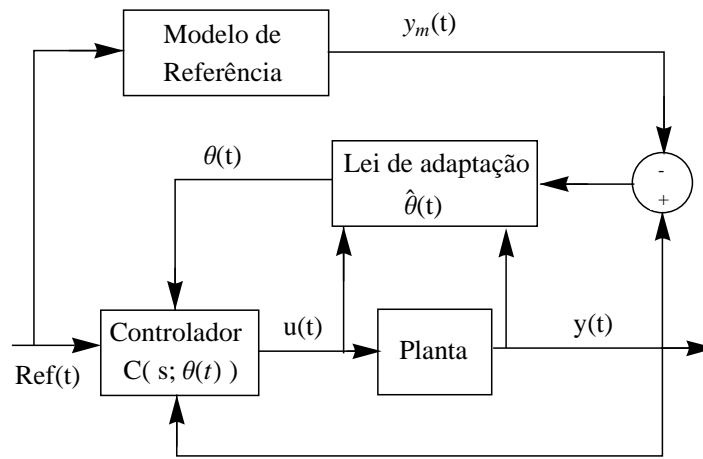
O MRC (do inglês *Model Reference Control* – Controle por Modelo de Referência) é amplamente utilizado devido a sua simplicidade de projeto e larga faixa aplicações. Esse método visa forçar a o sistema controlado a seguir o comportamento de um modelo previamente estabelecido. Quando os parâmetros do sistema são desconhecidos, utiliza-se leis de controle adaptativas para realizar a atualização dos parâmetros, essas leis de controle estão descritas no próximo tópico.

5.2 O Algoritmo

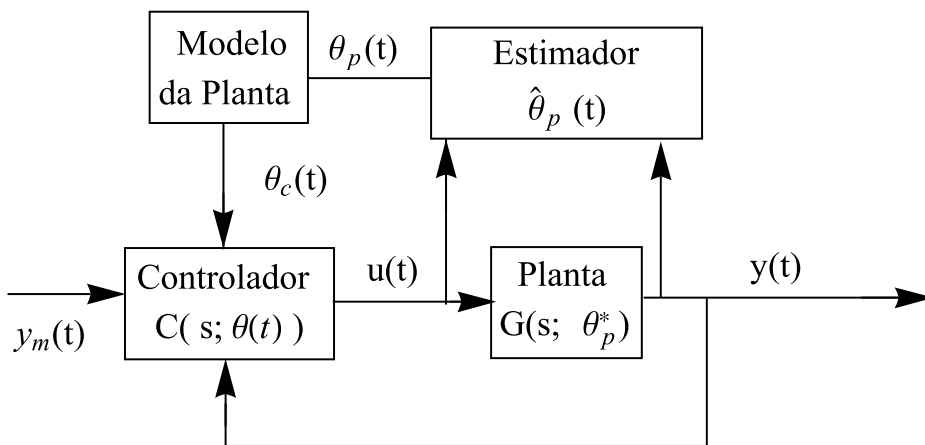
Utilizando-se do método gradiente para estimação dos parâmetros para o controle adaptativo direto de um MRC, no domínio do tempo discreto, é obtida pelas seguintes equações. A equação que define a ação de controle é dada pela Equação (5.1). A representação em diagramas de blocos é disposta na Fig. 23.

$$u(k) = \theta^T(k) \omega(k) \quad (5.1)$$

Sendo que $\theta^T = [\theta_1^T \ \theta_2^T \ \theta_{2n-1} \ \theta_{2n}]^T$ é vetor contendo os parâmetros que serão ajustados de acordo com o algoritmo adaptativo do tipo gradiente, e $\omega(k) = [\omega_1^T(k) \ \omega_2^T(k) \ y(k) \ r(k)]^T$. A obtenção de ω_1^T e ω_2^T é através da Equação (5.2), y é a variável que se deseja controlar, e r é a referência adotada para a variável controlada.



(a) Direto



(b) Indireto

Figura 22: Representação do funcionamento do controlador adaptativo.

$$\begin{aligned} \omega_1(k) &= \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)}u(k) \\ \omega_2(k) &= \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)}y(k) \end{aligned} \tag{5.2}$$

Onde os parâmetros para o filtro são dispostos a seguir.

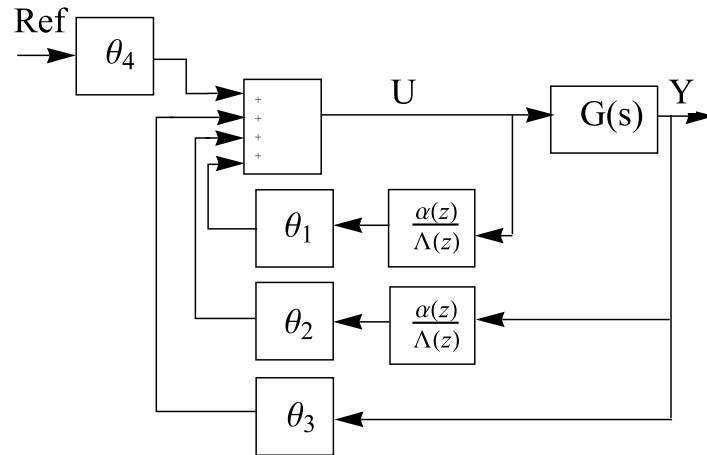


Figura 23: Diagrama de blocos para o cálculo da ação de controle do MRC.

$$\begin{aligned} \alpha(z) &= [z^{n-2}, \dots, z, 1]^T \\ \Lambda(z) &= z^{n-1} + \lambda_{n-2}z^{n-2} + \dots + \lambda_1z + \lambda_0 \end{aligned} \quad (5.3)$$

A execução desse algoritmo é dependente do conhecimento parcial ou total da planta que se deseja controlar, caso seja conhecido todos os parâmetros e não havendo variação paramétrica, pode-se utilizar esse controlador com os ganhos θ^T fixos, ou seja, não há adaptação dos seus valores. Dessa forma utiliza-se da equação de casamento para calcular os ganhos dos θ^T . Caso exista a variação dos parâmetros da planta é necessária a utilização das equações de adaptação, podendo usar a equação de casamento para proporcionar um chute inicial dos ganhos do controlador.

5.2.1 Equação de Casamento

Sendo as funções de transferência da planta e do modelo de referência definidos, respectivamente, como:

$$\begin{aligned} G_0(z) &= kp \frac{Z_0(z)}{P_0(z)} \\ G_m(z) &= \frac{km}{P_m(z)} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Sendo que $P_0(z)$ e $Z_0(z)$ os pólos e zeros da planta do sistema, $P_m(z)$ os pólos do modelo de referência. km e kp são os ganhos do modelo e da planta, respectivamente.

A equação de casamento para os parâmetros θ_1 , θ_2 e θ_3 é estabelecida na Equação (5.5), e para o θ_4 na Equação (5.6):

$$P_0(z)\theta_1\alpha(z) + kpZ_0(z)(\theta_2\alpha(z) + \theta_3\Lambda(z)) = (P_0(z) - P_m(z)Z_0(z))\Lambda(z) \quad (5.5)$$

$$\theta_4 = \frac{km}{kp} \quad (5.6)$$

E $\alpha(z)$ e $\Lambda(z)$ são zeros e pólos da função transferência do filtro utilizado para o cálculo dos parâmetros do $\omega(k)^T$.

5.2.2 Equações de Adaptação

A equação que define o erro aumentado dos parâmetros θ é dado pela Equação (5.7).

$$\epsilon(k) = e(k) + \xi(k) \quad \rho(k) \quad (5.7)$$

Onde e é o erro de rastreo, definido como:

$$e(k) = y(k) - y_m(k) \quad (5.8)$$

Sendo $y(k)$ a saída do sistema e $y_m(k)$ a saída do modelo de referência. A equação que define $\xi(k)$ é mostrada na Equação (5.9).

$$\begin{aligned} \xi(k) &= -W_m(z) \left[\theta^T(k) \omega(k) \right] + \theta^T(k) \zeta(k) \\ \zeta(k) &= W_m(z) \omega(k) \end{aligned} \quad (5.9)$$

O algoritmo para realizar a adaptação dos parâmetros $\theta(k)$ e $\rho(k)$ considera as Equações (5.10) e (5.11).

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \frac{\text{sign}(k_p) \gamma_d \epsilon(k) \zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (5.10)$$

$$\rho(k+1) = \rho(k) - \frac{\gamma \epsilon(k) \xi(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (5.11)$$

Onde $\text{sign}(k_p)$ é definido como o sinal do ganho da planta.

O sinal de normalização é dado por:

$$\bar{m}^2(k) = m^2(k) + \zeta^T(k) \zeta(k) + \xi^2(k) \quad (5.12)$$

Sendo que:

$$m^2(k+1) = \delta_0(m^2(k) - 1) + |u(k)|^2 + |y(k)|^2 + 1, m(0) = 1 \quad (5.13)$$

Deve-se respeitar as seguintes condições para manter a estabilidade do sistema:

$$\begin{aligned} 0 < \gamma_d < 1 \\ 0 < \delta_0 < 1 \\ 1 - \frac{k_{p0}}{k_m} \gamma_d - \gamma > 0 \end{aligned} \quad (5.14)$$

6 Desenvolvimento

A comprovação do controle adaptativo aplicado ao conversor com filtro LCL consistiu em duas etapas: uma simulação do sistema no *software* Simulink, da empresa *MathWorks*[®], para a verificação do controlador utilizando-se o modelo completo do sistema (conexão com a rede elétrica), a segunda etapa consistiu no acionamento em bancada desenvolvida para a validação do controlador, neste caso não foi realizado o acionamento conectado com a rede elétrica devido a falta de dispositivos de segurança necessários para esse tipo de conexão.

6.1 A Simulação

A simulação consistiu na implementação de um conversor eletrônico de potência monofásico conectado a um modelo de rede elétrica com variação da sua indutância. A topologia proposta é apresentada na Fig. 24.

Para a aplicação da ação de controle utilizou-se de uma fonte de tensão controlada por tensão para simular o comportamento do acionamento do conversor, visto que a simulação utilizando do conversor eletrônico de potência não apresentou a correta sintetização da ação de controle. O valor das indutâncias utilizados no filtro foram as obtidos através da montagem física do protótipo, os valores estão dispostos na Tabela 5. Projetou-se a inserção de uma resistência de $1,5\Omega$ em série com o capacitor do filtro para reduzir o efeito da ressonância no circuito, e ainda aproximar o capacitor ao modelo real.

Admitiu-se que a rede apresenta comportamento puramente indutiva, e apresentava variação de sua indutância, para averiguar o comportamento do controlador. Os parâmetros utilizados na configuração do filtro LCL estão dispostos na Tabela 1, enquanto que os parâmetros da rede estão dispostos na Tabela 2, e o esquemático da variação da indutância da rede está disposta na Fig. 25.

As equações utilizadas para o controlador foram as definidas no Capítulo 5, entretanto devido à conexão com a rede elétrica é necessário o acréscimo de mais dois elementos aos vetores de θ e ω . Os valores a serem adicionados ao vetor ω correspondem à decomposição da tensão da rede em termos de Série de Fourier, onde uma função é decomposta em termos de senos e cossenos. Assim o novo vetor é definido como:

$$\omega = [\omega_1 \ \omega_2 \ y \ r \ \text{sen}(2\pi f_g t) \ \text{cos}(2\pi f_g t)]^T \quad (6.1)$$

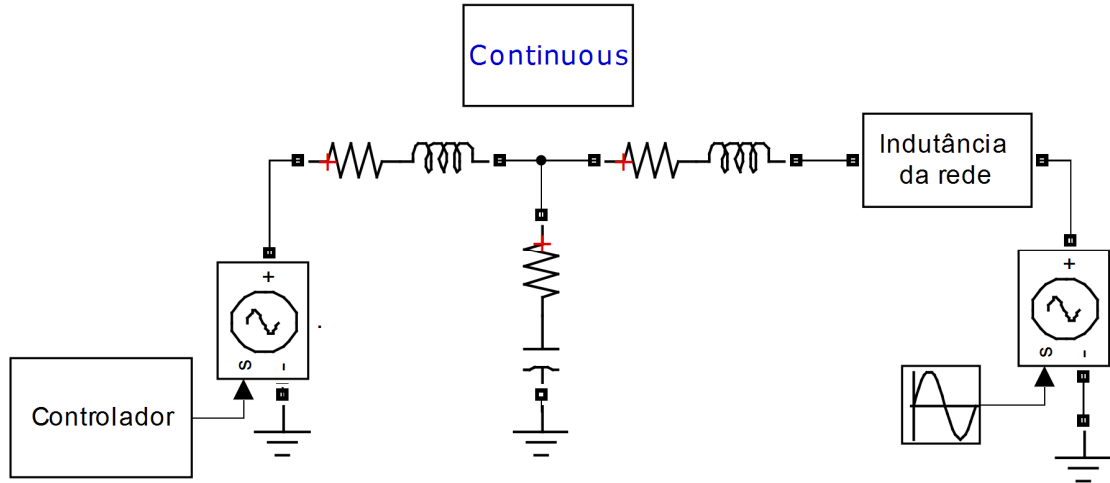


Figura 24: Esquemático para verificação do controle adaptativo para o conversor conectado à rede elétrica.

Tabela 1: Parâmetros adotados para o filtro LCL durante a simulação em *software*.

Parâmetro	Valor
L_1	1,05 mH
L_2	0,49 mH
R_{L_1}	0,18 V
R_{L_2}	0,18 V
C_f	15 μF
R_{C_f}	1,5 Ω
f_s	9 KHz

Onde f_g é o mesmo disponibilizado na Tabela 2.

Os valores do vetor θ serão iniciados de acordo com a Equação 6.2. Os elementos adicionados devido à conexão com a rede serão os valores normalizados das amplitudes do seno e cosseno que compõem a tensão da rede no momento de conexão do filtro à rede, no caso da simulação em *software*, esse valor é conhecido por se tratar de uma onda senoidal sem defasagem, sendo assim o sinal é inteiramente modelado por um valor senoidal.

$$\theta = [-0,29 \quad 0,41 \quad -0,15 \quad 10,62 \quad 1 \quad 0]^T \quad (6.2)$$

Tabela 2: Parâmetros para simulação da rede elétrica.

Parâmetro	Valor
V_{gRMS}	120V
f_g	60Hz
L_{g1}	5mH
L_{g2}	5mH

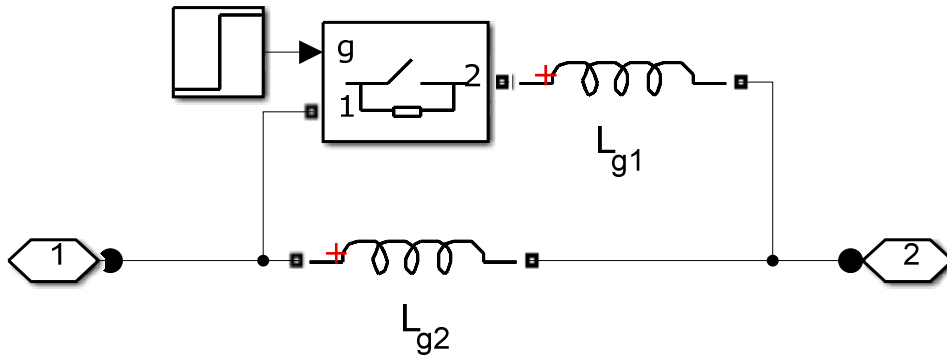


Figura 25: Esquemático para a variação da indutância da rede elétrica no instante de tempo de 0,3 segundos.

Essas equações do controlador foram implementadas via código, escritas em linguagem Matlab, no bloco nomeado “Controlador” e disponibilizado na Fig. 26. As entradas desse bloco são: a referência de corrente para o circuito; o tempo, utilizado para o cálculo dos valores do seno e cosseno que compõem o vetor ω ; e as correntes medidas sobre os indutores do filtro LCL. A saída do bloco é a ação de controle que representa a tensão fornecida pelo conversor eletrônico de potência.

Ao escolher controlar a corrente média ponderada se reduziu toda a planta controlada a um sistema de primeira ordem, portanto elimina-se o efeito de ressonância do circuito, e ainda permite a escolha de um modelo de referência com baixo número de pólos. Dessa forma a escolha da função de transferência baseou-se em alocar os polos e zeros o mais próximo da origem do plano complexo, assim tem-se que:

$$Wm(z) = \frac{(1 - 0,1)^2}{(z - 0,1)^2} \quad (6.3)$$

Na Tabela 3 consta os demais valores utilizados para a configuração do algoritmo do controle adaptativo. Sendo que esse valores também foram utilizados para o controlador implementado na bancada experimental.

O dimensionamento do filtro LCL baseou-se nas equações apresentadas na Capítulo 3. Na Tabela 4 contém os valores de entrada para o algoritmo de projeto do filtro.

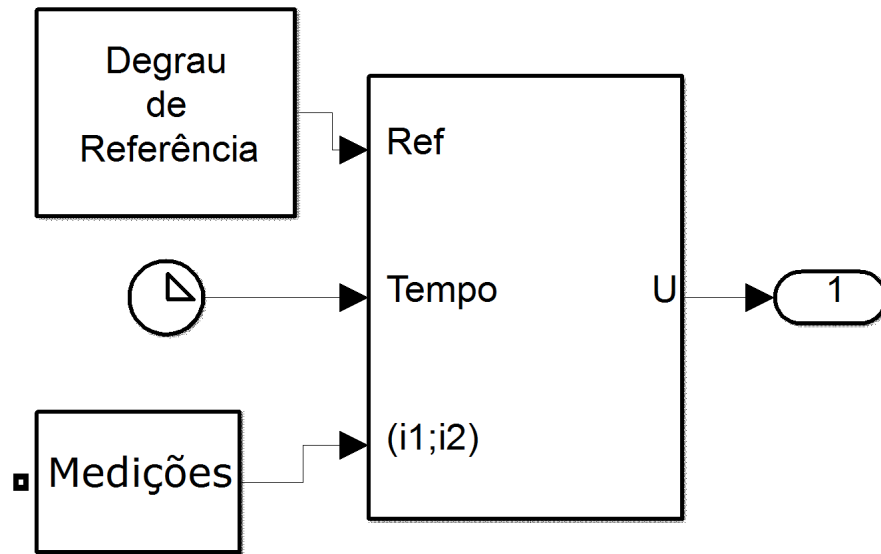


Figura 26: Diagrama de conexão para o bloco que contém as equações do controlador.

Tabela 3: Parâmetros para projeto e configuração do controlador.

Parâmetro	Valor
γ_d	0,9
γ	0,8
δ_0	0,1
$signKp$	1
$\alpha(z)$	1
$\Lambda(z)$	$z - 5$
f_s	9kHz

Tabela 4: Parâmetros para dimensionamento do filtro LCL

Parâmetro	Valor
P	5 KW
$V_{f_{RMS}}$	127 Volts
f_g	60Hz
V_{DC}	700 Volts
f_s	12KHz
Variação do fator de potência	0,06
rp	0,3
K_a	0,023

Na Tabela 5 encontra-se os valores encontrados pelo algoritmo.

6.2 A Bancada Experimental

O processo de validação do controlador em um ambiente físico e supervisionado permite identificar comportamentos que não são modelados pelos *softwares*. Para realizar

Tabela 5: Valores dimensionados para o filtro LCL

Elemento	Valor
L_1	1,12 mH
L_2	0,51 mH
C_{max}	17,49 μF

essa validação, montou-se uma bancada experimental de acordo com o esquemático da Fig. 27, sendo que na Tabela 6 está definido os valores dos parâmetros utilizados para os elementos que compõem o circuito.

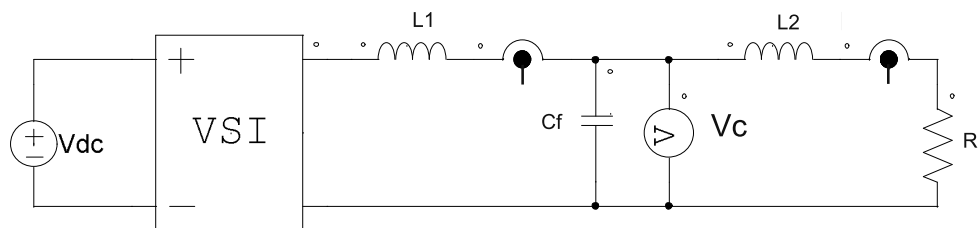


Figura 27: Esquemático elétrico proposto para a bancada experimental.

Tabela 6: Valores obtidos na montagem prática do filtro LCL e parâmetros para acionamento da bancada.

Parâmetro	Valor
L_1	1,05 mH
L_2	0,49 mH
C_f	40 μF
R_l	5 Ω
f_s	9 KHz
V_{dc}	40 V

O desenvolvimento da bancada consistiu na conexão de diversos elementos necessários para o funcionamento do conjunto. Os componentes principais do trabalho proposto são: o conversor eletrônico de potência, desenvolvido pela empresa SEMIKRON, e a plataforma de aquisição e processamento de dados dSpace DS1130. Os demais componentes foram desenvolvidos com o propósito de realizar a conexão de forma segura entre esses dois dispositivos, além de realizar a confecção do filtro de saída do conversor.

6.2.1 Circuitos de interconexão

Os circuitos necessários para conexão entre o conversor e a dSpace estão relacionados com as medições de tensão e corrente, e aos pulsos de acionamento dos braços do conversor. Na Fig. 28 é apresentado um diagrama de blocos da conexão entre as placas desenvolvidas e os equipamentos utilizados.

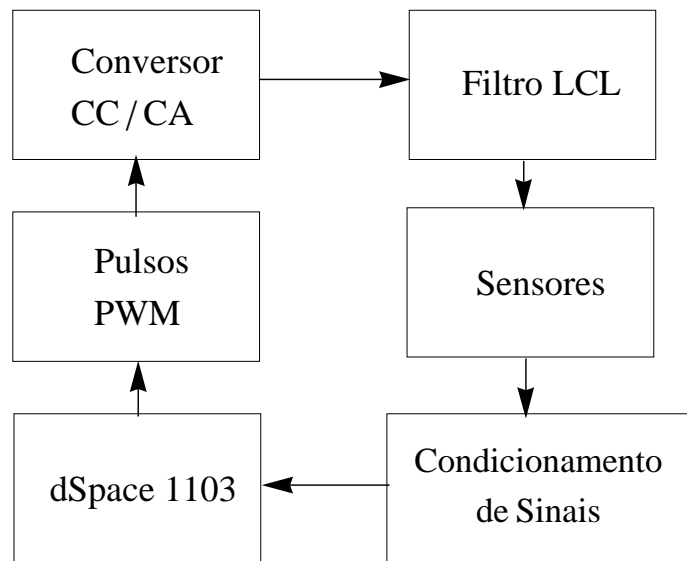


Figura 28: Diagrama de montagem dos equipamentos e protótipos utilizados.

Na Fig. 29 é apresentada a montagem física do diagrama da Fig. 28.

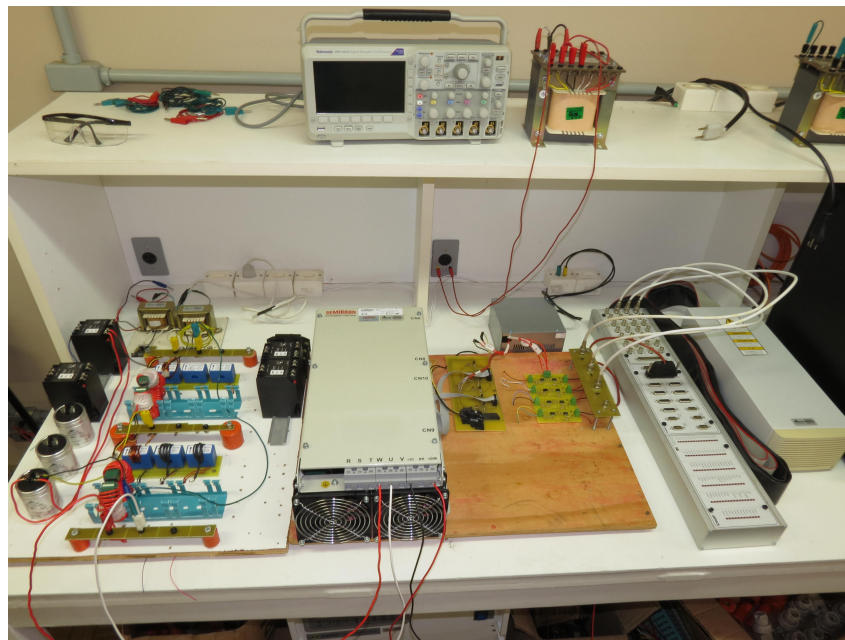


Figura 29: Bancada utilizada para validação dos controladores.

O diagrama elétrico para a conexão da saída PWM da plataforma dSpace aos drives de acionamento dos IGBTs do conversor está disposta na Fig. 30, ele tem a finalidade de ajustar o nível da tensão de saída da dSpace (0 – 10 V) com o nível de tensão dos drives dos IGBTs (0 – 15 V), além de garantir que não haja uma drenagem de corrente acima da capacidade das portas da dSpace.

Outra placa de circuito impresso desenvolvida foi para o condicionamento do sinal

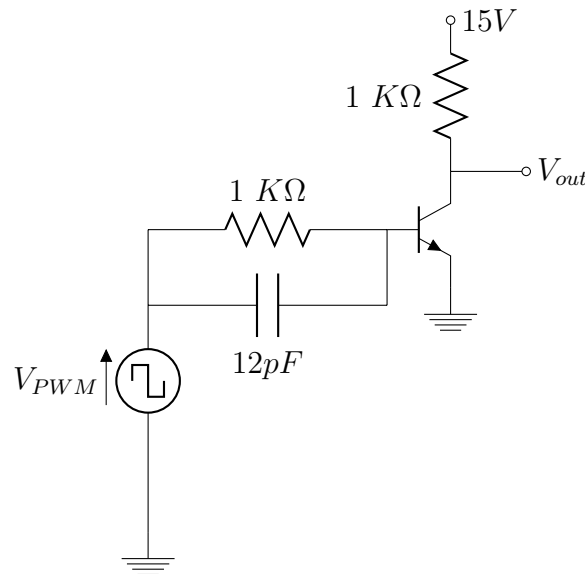


Figura 30: Esquemático elétrico para acionamento de cada chave IGBT.

gerado pelos sensores de tensão (modelo 600V020ALF-XX disponibilizado pela empresa SECON) e corrente (modelo 100CI-15 disponibilizado pela empresa SECON) o esquemático elétrico para essa placa é mostrada na Fig. 31, sendo na Fig. 32 é disponibilizado como ficou a prototipação. O circuito de condicionamento de sinal apresentam duas etapas: uma diferencial e uma somadora.

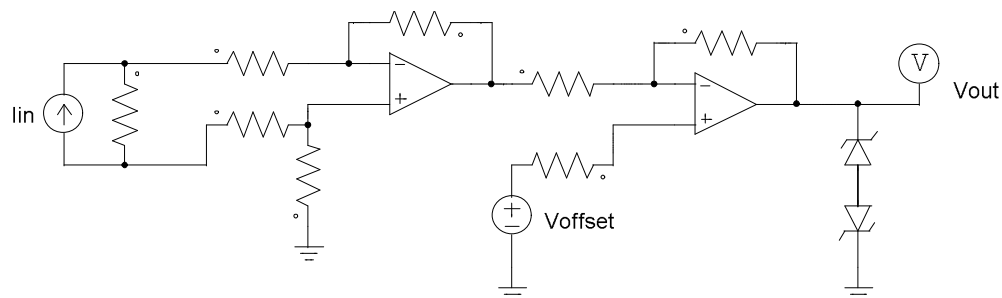


Figura 31: Esquemático elétrico da placa de condicionamento de sinais.

A etapa diferencial é utilizada para remover componentes de modo comum provenientes de ruídos a qual os cabos de conexão estão susceptíveis, sendo que o ganho nessa etapa é unitário. A etapa somadora é utilizada para realizar a subtração do nível DC gerado pelos sensores. Para ajuste do valor a ser retirado, acionou-se o circuito sem somar nenhuma tensão e mediram-se os níveis DC obtidos para os sensores de corrente e tensão, posteriormente calculou-se um divisor resistivo de forma a cancelar o nível offset desejado.

Cabe salientar que para os sensores de tensão aplicou-se um ganho de aproximadamente duas vezes (x2) na etapa de remoção do offset, optou-se por esse ganho para que houvesse um aumento na precisão da medição, visto que a saída máxima do sensor de tensão era de 5 V e a entrada do conversor A/D da dSpace suporta até 10 V, e aplicou-se

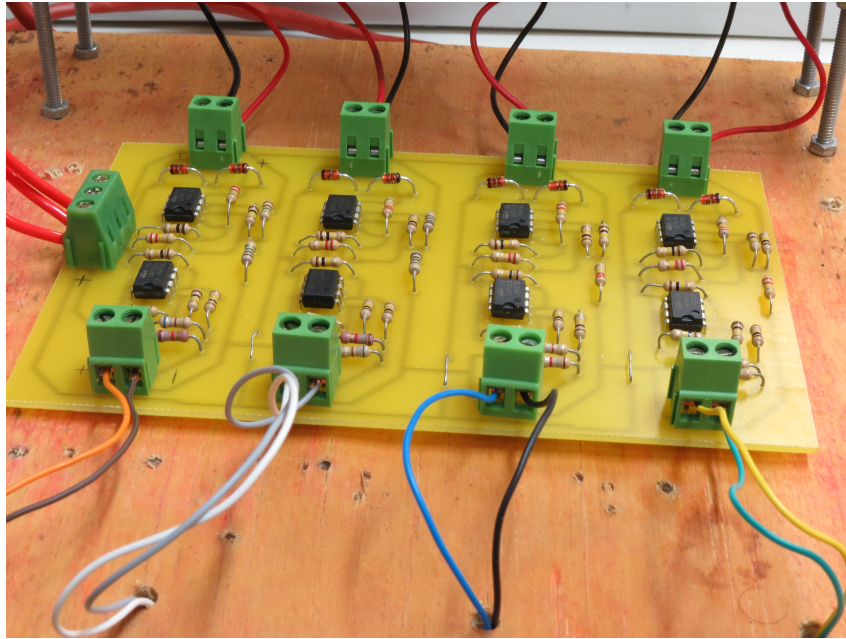


Figura 32: Placa confeccionada para o condicionamento dos sinais de corrente e tensão.

um ganho unitário aos condicionadores dos sensores de corrente para evitar eventuais saturações da medição.

Além desses circuitos foram confeccionados os indutores do filtro LCL com base nos parâmetros disponibilizados na Tabela 4. Sendo que os valores obtidos na prática estão na Tabela 6, e na Fig. 33 encontra-se a conexão do filtro e os sensores para medição das grandezas envolvidas no processo de controle.

Após o desenvolvimento dos circuitos propostos projetou-se duas fontes lineares e isoladas para realizar a alimentação das placas. As fontes para a alimentação dos drives do IGBTs possuem tensão de $15V$ sem carga, e tensão de $14.8V$ quando aplicado uma corrente de carga nominal de aproximadamente $0,5A$. A fonte de tensão para as placas de condicionamento de sinais apresentam saída simétrica com valor de -14 e $14V$, tendo capacidade para uma carga de até $0,15A$. Na Fig. 34 está disponibilizada o resultado final das fontes de alimentação.

Após o processo de montagem da bancada realizou-se a programação do controlador na plataforma dSpace. Uma das vantagens dessa plataforma é devido a possibilidade de trabalhar com diagrama de blocos disponíveis no *software* Simulink, facilitando o processo de programação, visto que a diferença entre a simulação e a aplicação é a inserção dos blocos específicos dos conversores analógico-digitais, onde tem a medição do sinal de entrada, e a inserção dos geradores de pulsos PWM, onde deseja acionar o conversor.

A diferença entre os algoritmos está na presença do distúrbio da rede elétrica. Como na validação prática não foi possível realizar a conexão com a rede elétrica, devido a falta de elementos de proteção, houve uma simplificação do algoritmo devido a retirada

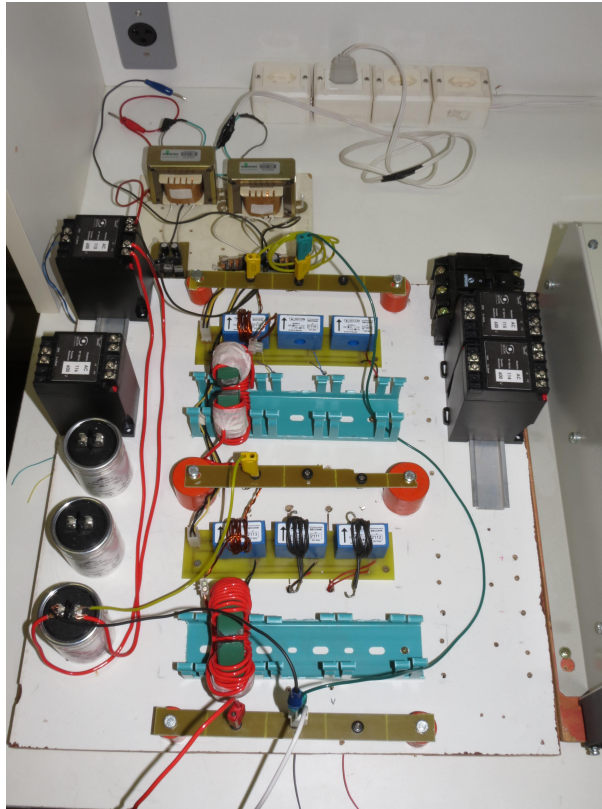


Figura 33: Montagem do filtro LCL e dos sensores de corrente e tensão.

dos dois parâmetros de ω responsáveis pela adaptação dos ganhos referentes ao distúrbio gerado pela rede, sendo que os demais valores de inicialização dos ganhos θ são os mesmos adotados para a simulação em *software*. Dessa forma os vetores de θ e ω são representados como:

$$\theta = [\theta_1^T \theta_2^T \theta_{2n-1} \theta_{2n}]^T \quad (6.4)$$

$$\omega = [\omega_1^T \omega_2^T y r]^T \quad (6.5)$$

Na Fig. 35 encontra-se como ficou a programação da dSpace dividido em blocos de códigos. O bloco “MUX ADC” é fornecido junto com o programa de instalação da plataforma dSpace, e tem como função realizar o acesso aos valores presentes nas portas dos conversores analógico-digitais. Outro bloco próprio da dSpace é o “PWM”, esse bloco tem a finalidade de realizar a conversão da forma de onda disponibilizada nos terminais de entrada (Duty cycle a\b\c) em pulsos PWM acessados no hardware. A porta “PWM Stop” é usada para ligar\desligar o periférico responsável pelos pulsos.

O processo de programação consistiu na criação de quatro blocos de funções: Remover offset, Degrau de Referência, Controlador e Ajuste PWM. O circuito presente no bloco Remover offset está disposto na Fig. 36, neste bloco utiliza-se de um demux

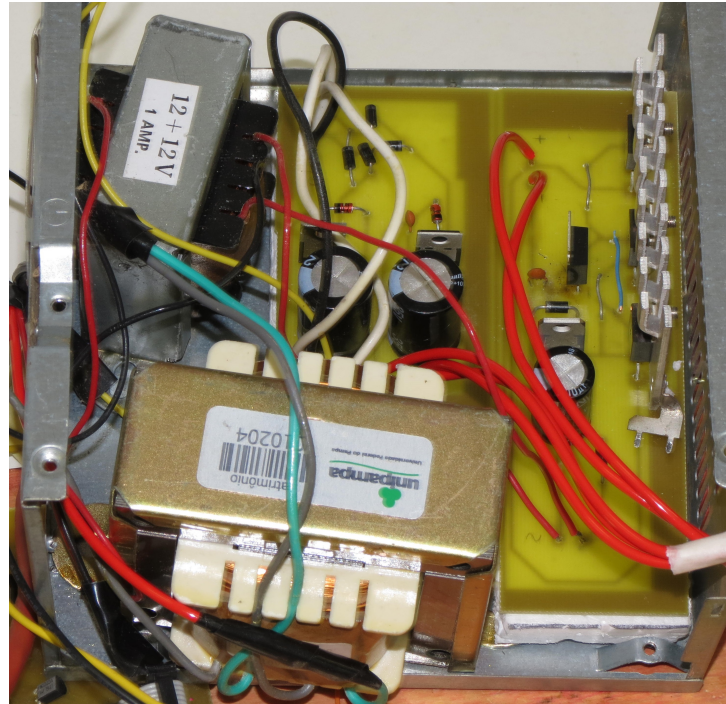


Figura 34: Protótipo final para as placas de alimentações.

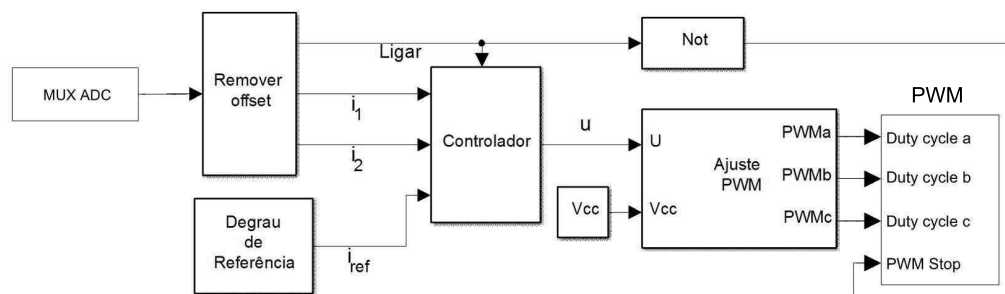


Figura 35: Circuito programado na plataforma dSpace.

para realizar a separação da informação disponibilizada pelo bloco “MUX ADC”, além de aplicar o ganho para recuperar o correto valor medido pelos sensores.

O bloco Calibração é realizado a média dos valores adquiridos pelos sensores no momento em que não há o acionamento do conversor, posterior ao tempo de 10 segundos (contado pelo bloco Step) o valor de saída do bloco é o valor medido retirado do valor médio previamente calculado. No momento em que há a subtração da média aciona-se um sinal (saída Liga) que habilita o controlador e aciona o hardware dos PWMs.

O bloco Degrau de Referência é responsável por aplicar a variação da amplitude da forma de onda utilizada como referência para os testes na bancada. A forma de onda utilizada como referência é uma onda senoidal com amplitude de $5A$ e frequência de $60Hz$, durante o intervalo de 5 a 10 segundos a amplitude da referência é reduzida para $3A$.

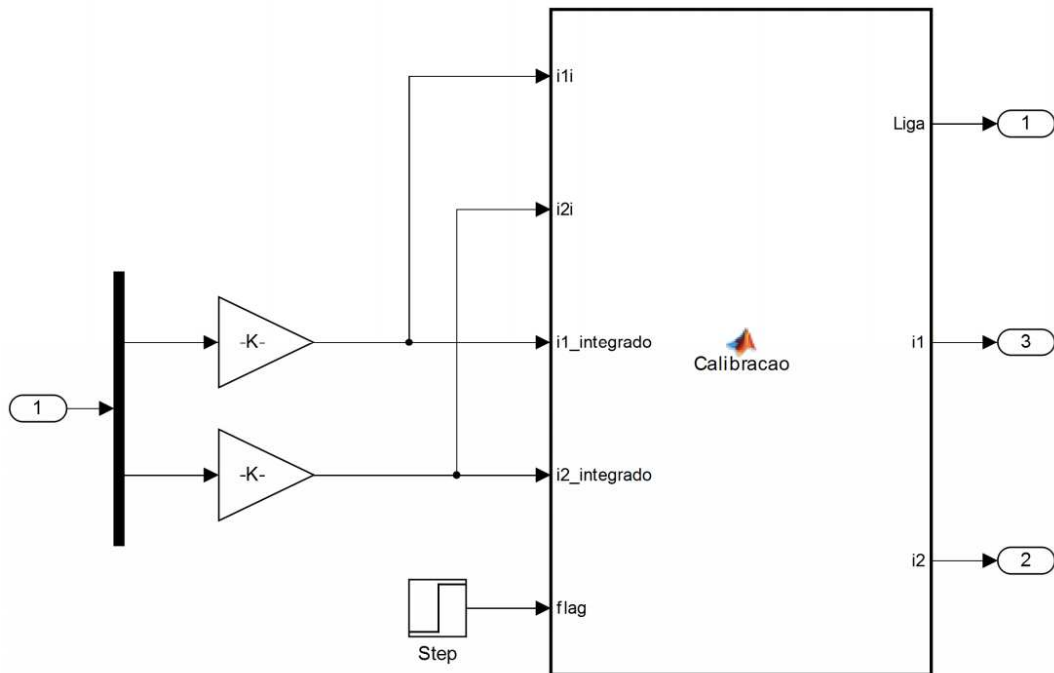


Figura 36: Circuito utilizado para remoção do offset gerado pelos sensores.

O bloco do Controlador contém um bloco do Simulink intitulado “MATLAB Function”, esse bloco é responsável por criar um script em linguagem Matlab que pode ser processado dentro do ambiente do Simulink. Neste bloco está contido todas as equações para a configuração e execução do controle adaptativo por modelo de referência. A ação de controle calculada no bloco do controlador deve passar por um ajuste antes de ser convertida em pulsos PWM, isso ocorre devido a lógica de implementação dos pulsos adotadas pelo hardware da dSpace. O procedimento de ajuste é mostrado na Fig. 37.

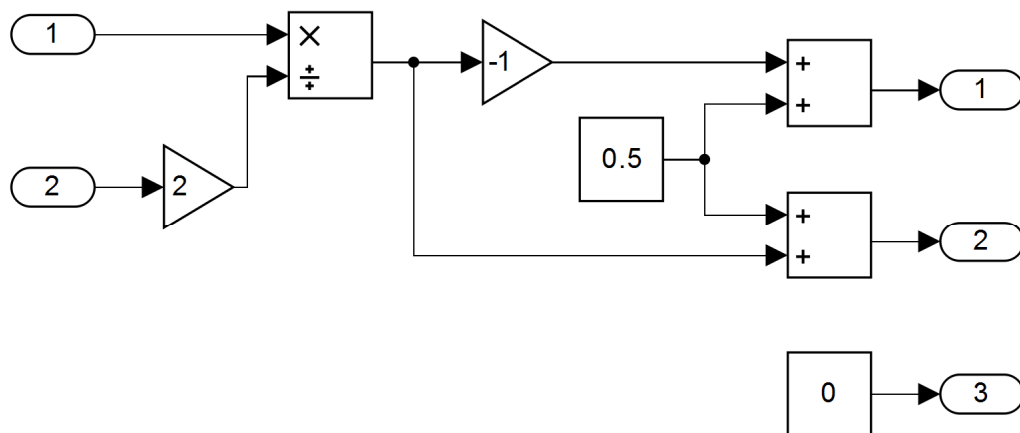


Figura 37: Lógica para a síntese dos sinais de modulação PWM.

Posterior ao processo de programação, realiza-se a compilação do arquivo do

Simulink para que ele possa ser transferido à plataforma e posteriormente processado em tempo real e monitorado através do *software* ControlDesk.

7 Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos através do processo de simulação e acionamento da bancada proposta.

7.1 Resultados de Simulação

As Fig. 38 e 39 apresentam as formas de onda durante todo o processo de simulação utilizando o controle da média ponderada da corrente dos indutores, das correntes observadas em cada indutor, e da ação de controle resultante.

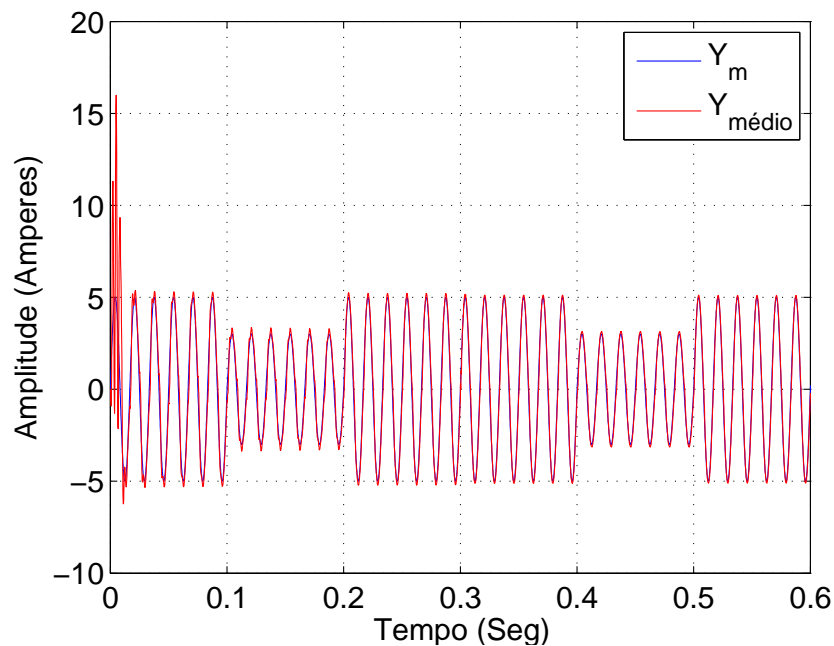


Figura 38: Forma de onda da corrente média e da corrente do modelo de referência durante a simulação em software.

Para melhor visualização do processo de simulação dividiu-se a representação em intervalos: o transitório inicial; a operação com a rede elétrica apresentando uma indutância de $5mH$; o instante de mudança da indutância da rede elétrica; e por fim a rede elétrica com operação com uma indutância de $2,5mH$. Assim, nas Fig. 40, 41 e 42 é apresentado o comportamento da corrente média, das correntes dos indutores, e da ação de controle no início de operação do sistema.

Nessas figuras pode-se observar um surto inicial de corrente devido a pressuposição de que o circuito não apresentava energia armazenada antes da inicialização da simulação.

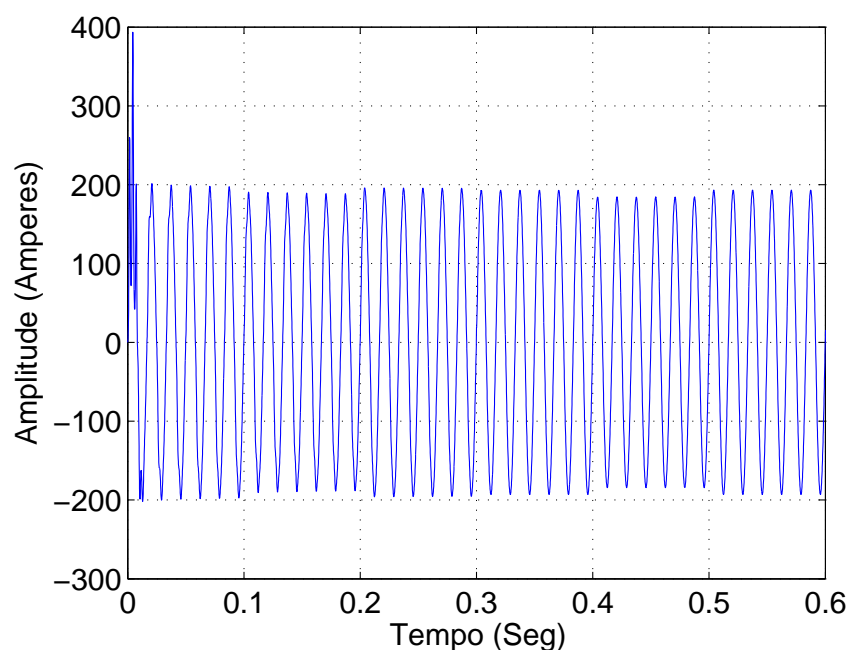


Figura 39: Forma de onda da ação de controle durante a simulação no Simulink.

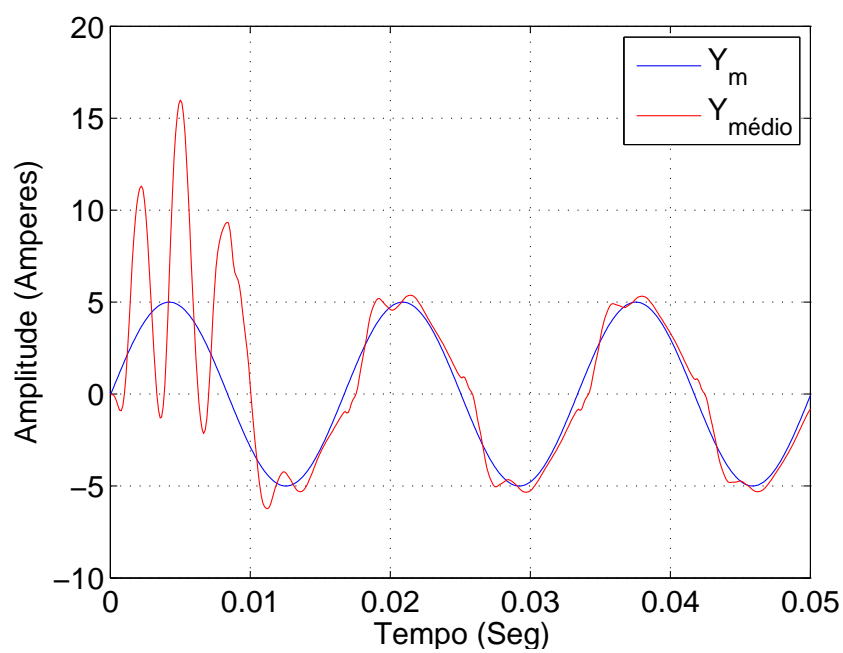


Figura 40: Comportamento da corrente média no início da simulação.

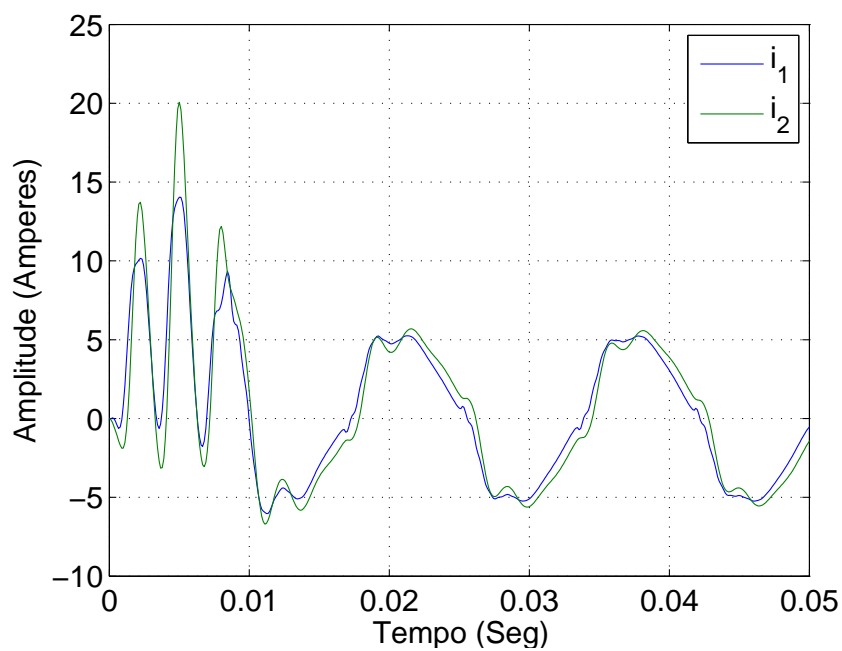


Figura 41: Correntes dos indutores no período de inicialização do sistema para simulação em software.

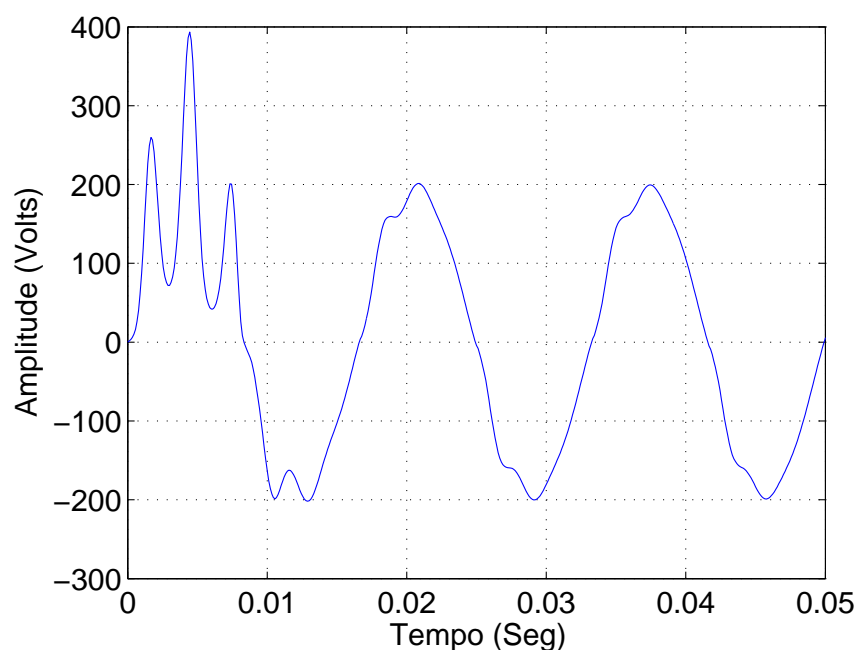


Figura 42: Comportamento da ação de controle no início do teste no Simulink.

Nas Fig. 43, 44 e 45 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e da ação de controle durante o regime permanente quando a indutância adotada para a rede é de $5mH$.

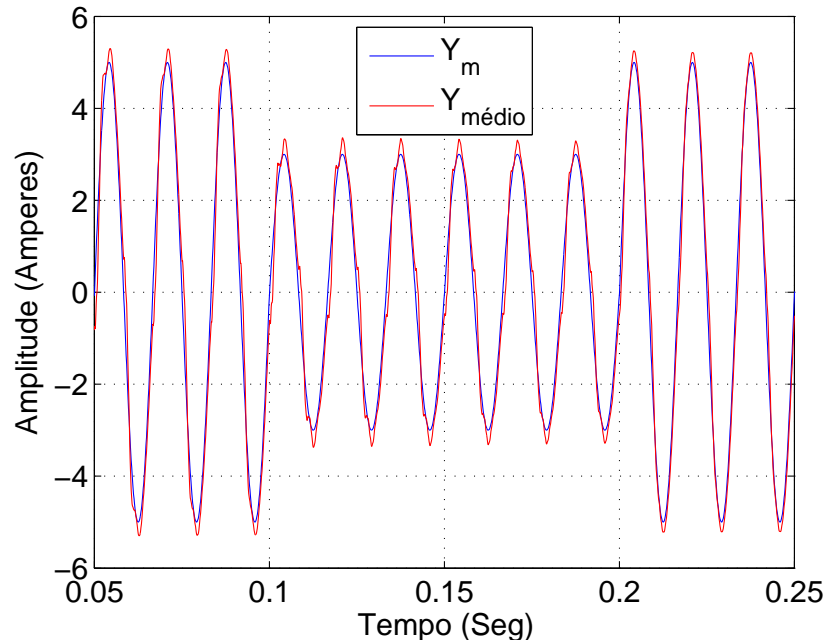


Figura 43: Corrente média para o regime permanente com indutância de $5mH$.

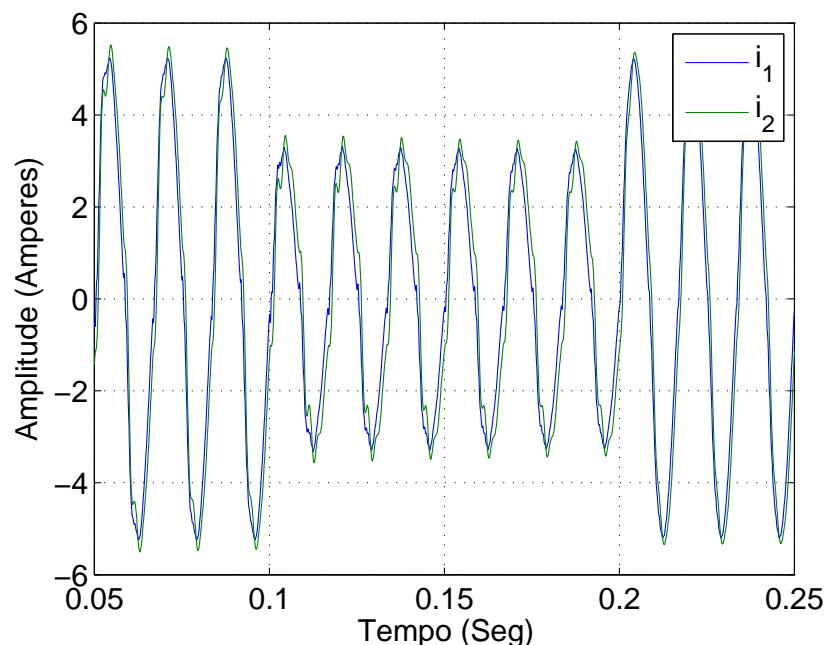


Figura 44: Correntes dos indutores durante a operação em regime permanente com indutância de $5mH$.

Neste período da simulação houve a primeira variação da referência, indo de $5A$ para $3A$ e, posteriormente, retornando para $5A$. Realizou-se esse procedimento para que fosse possível avaliar a resposta do controlador a um degrau de subida e decida da referência.

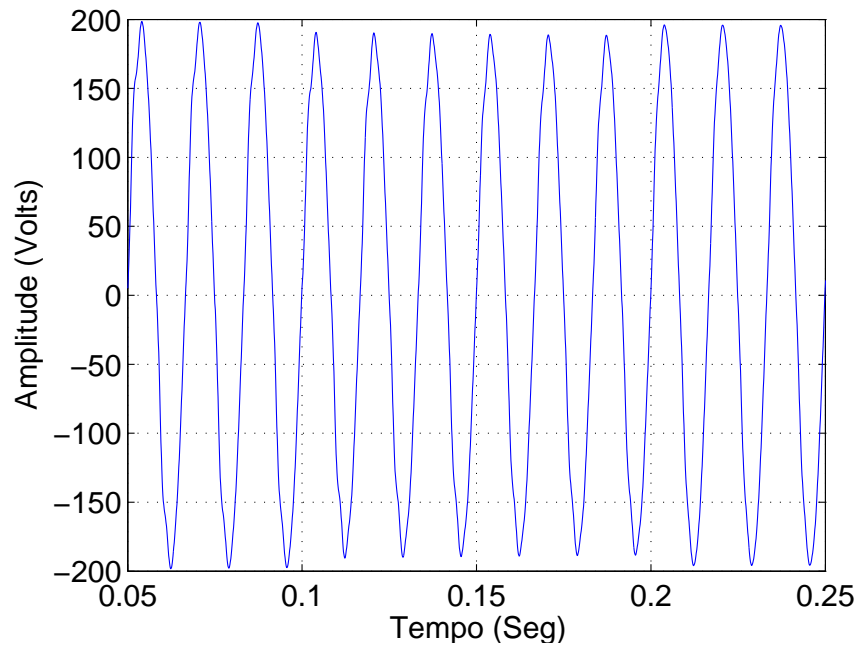


Figura 45: Ação de controle referente a operação em regime com a indutância de $5mH$.

No instante de 0,3 segundos há a mudança da indutância da rede elétrica de $5mH$ para $2,5mH$. Nas Fig. 46, 47 e 48 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e a ação de controle.

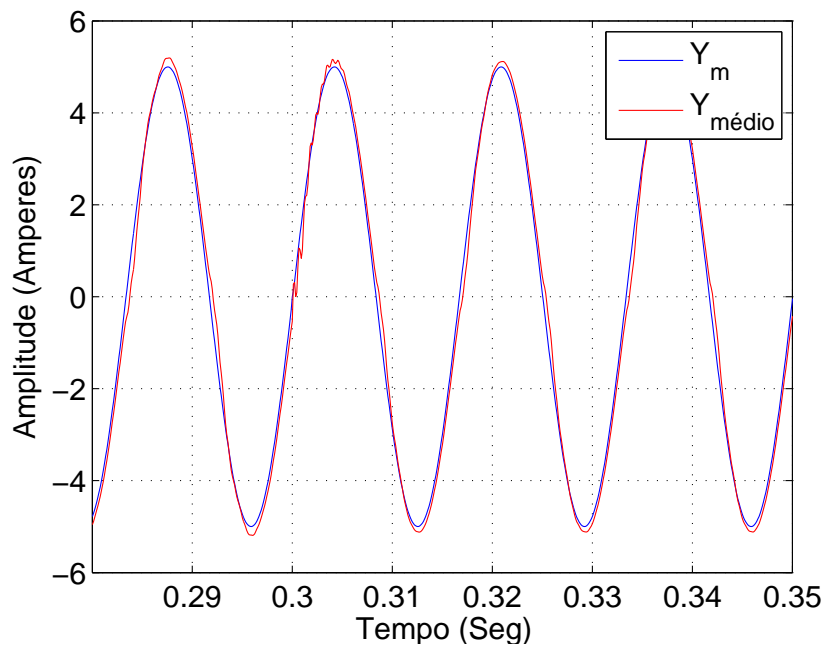


Figura 46: Forma de onda da corrente média na troca das indutâncias da rede.

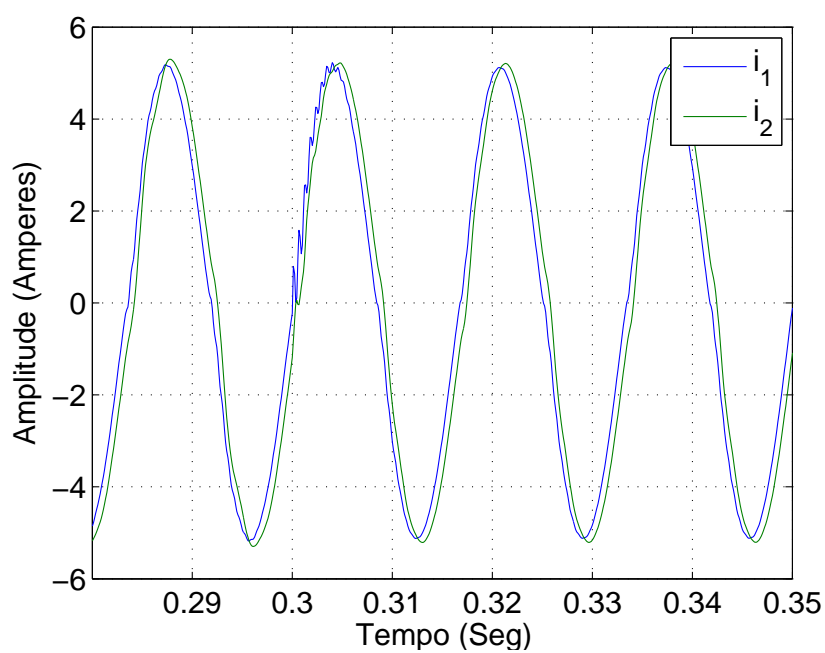


Figura 47: Correntes i_1 e i_2 para o instante de chaveamento das indutância.

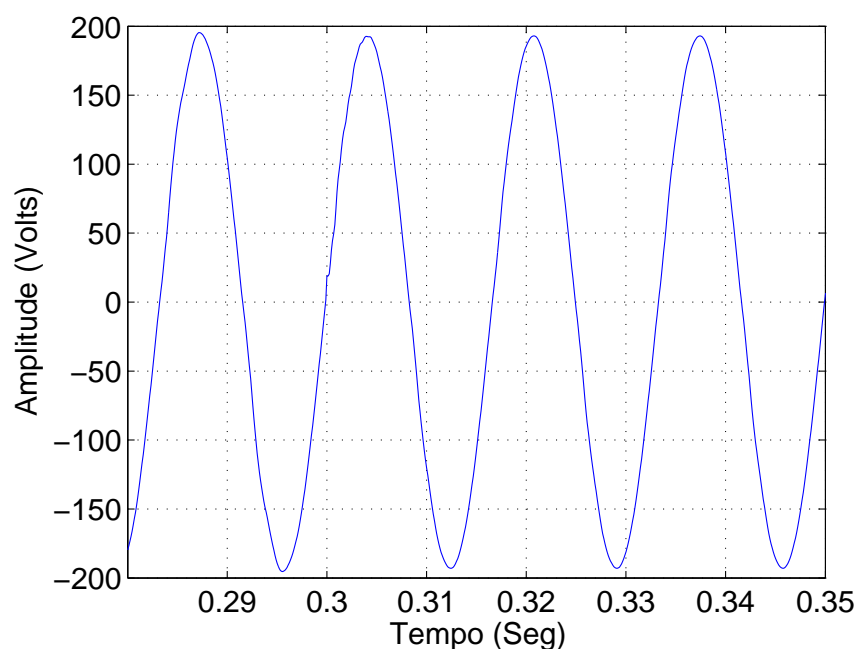


Figura 48: Ação de controle para o instante de 0,3 segundos.

Nas Fig. 49, 50 e 51 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e da ação de controle com o novo valor de indutância.

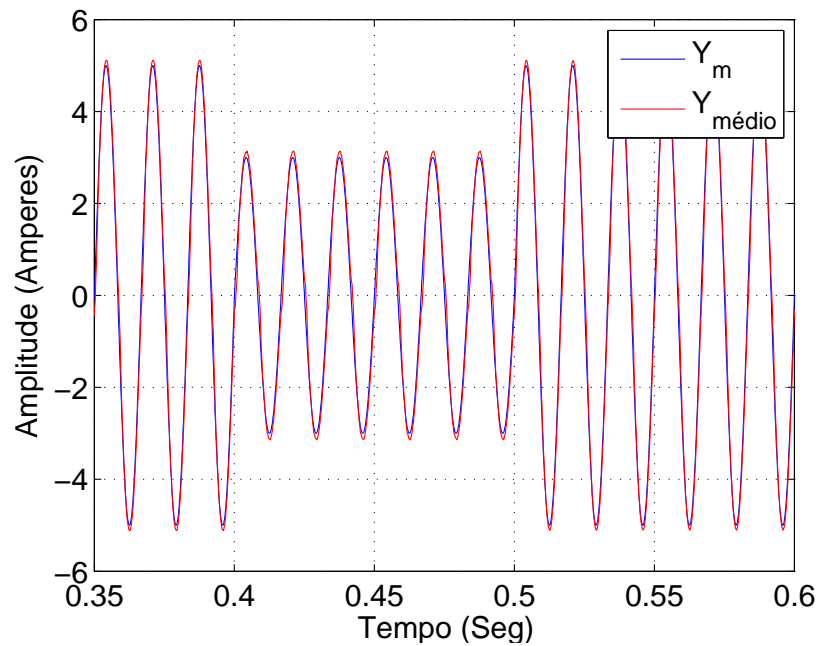


Figura 49: Corrente média para o regime permanente com indutância de $2,5mH$.

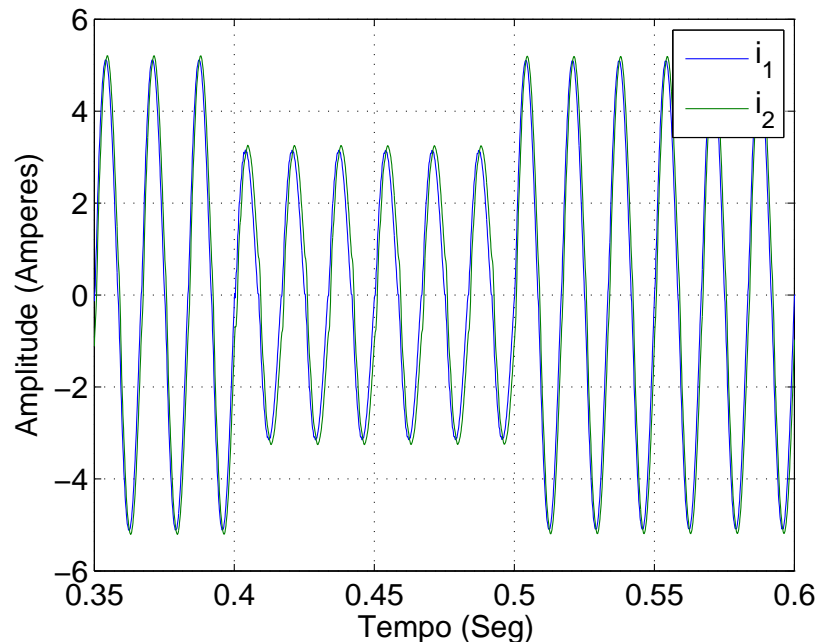


Figura 50: Correntes dos indutores durante a operação com indutância da rede de $2,5mH$.

Realizou-se por aplicar uma nova variação da referência para averiguar qual o impacto da nova indutância da rede sobre a dinâmica do sistema.

Na Fig. 52 é apresentado a evolução dos ganhos do controlador no decorrer do tempo.

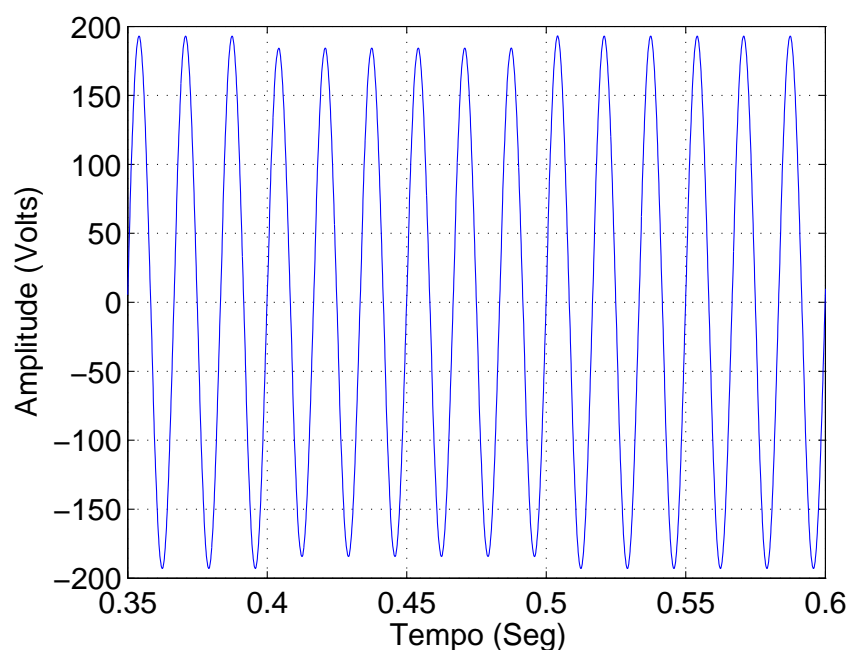


Figura 51: Ação de controle referente a conexão com a rede apresentando uma indutância de $2,5mH$.

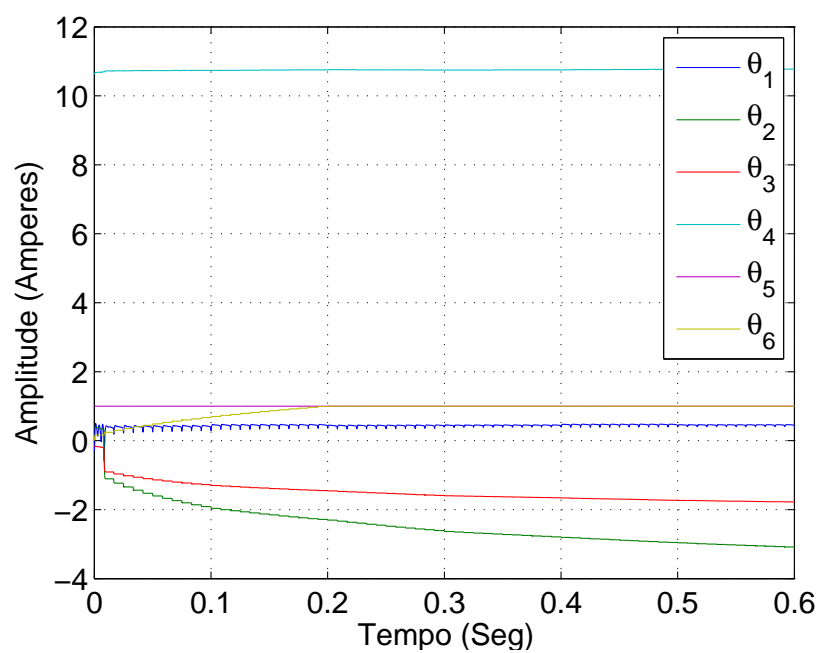


Figura 52: Evolução dos θ no decorrer do acionamento da simulacao.

7.2 Resultados para a Bancada Experimental

Para a obtenção das formas de ondas utilizadas como resultados experimentais utilizou-se do *software* ControlDesk versão 3.7.2 para realizar a aquisição dos dados. Esses valores foram armazenados em um arquivo “.mat” e posteriormente utilizado no Matlab para o tratamento dos dados. Na Fig. 53 é apresentada uma imagem da tela utilizada durante a simulação da bancada.

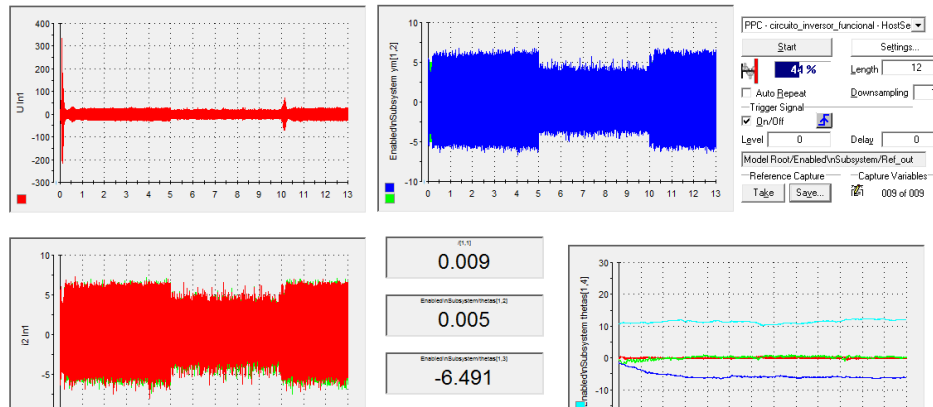


Figura 53: Imagem da tela de trabalho do *software* ControlDesk.

As Fig. 54 e 55 apresentam as formas de onda durante todo o processo de simulação da bancada com o controle da média ponderada da corrente dos indutores, das correntes observadas em cada indutor, e da ação de controle resultante.

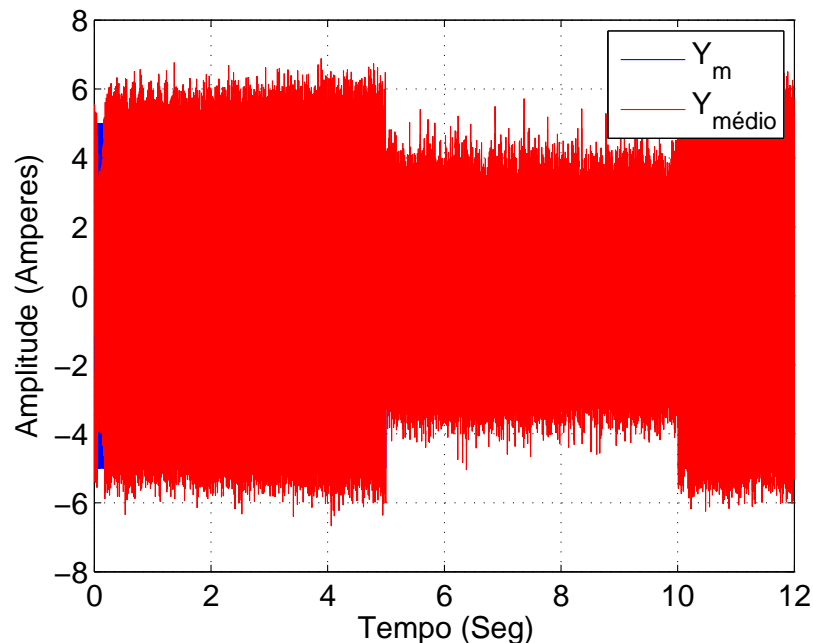


Figura 54: Forma de onda da corrente média e da corrente do modelo de referência durante a simulação na bancada.

Para melhor visualização do processo de simulação dividiu-se a representação nos intervalos de transitório e em regime permanente. Sendo assim, nas Fig. 56, 57 e 58 é

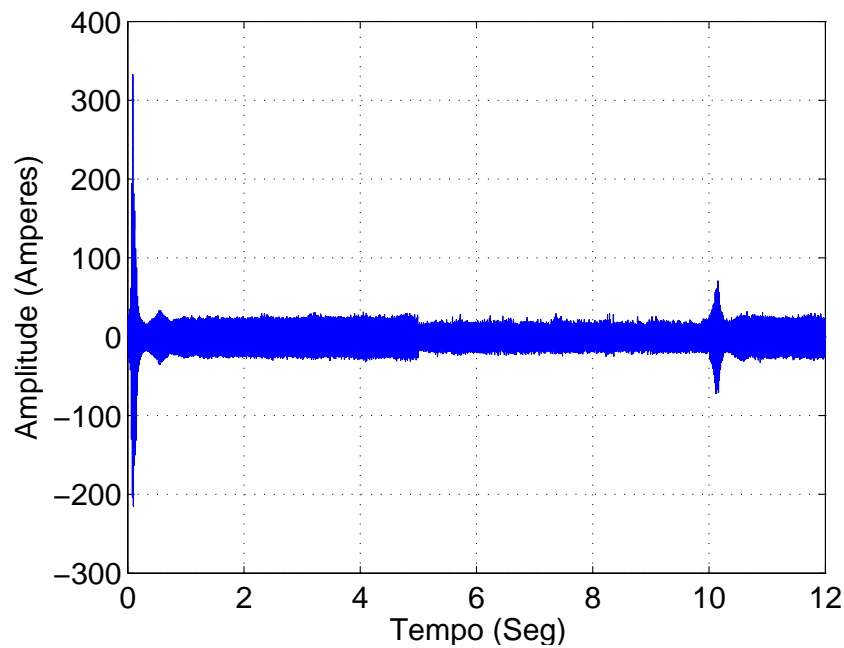


Figura 55: Forma de onda da ação de controle durante a simulação na bancada.

apresentado o comportamento da corrente média, das correntes dos indutores, e da ação de controle no início de operação do sistema.

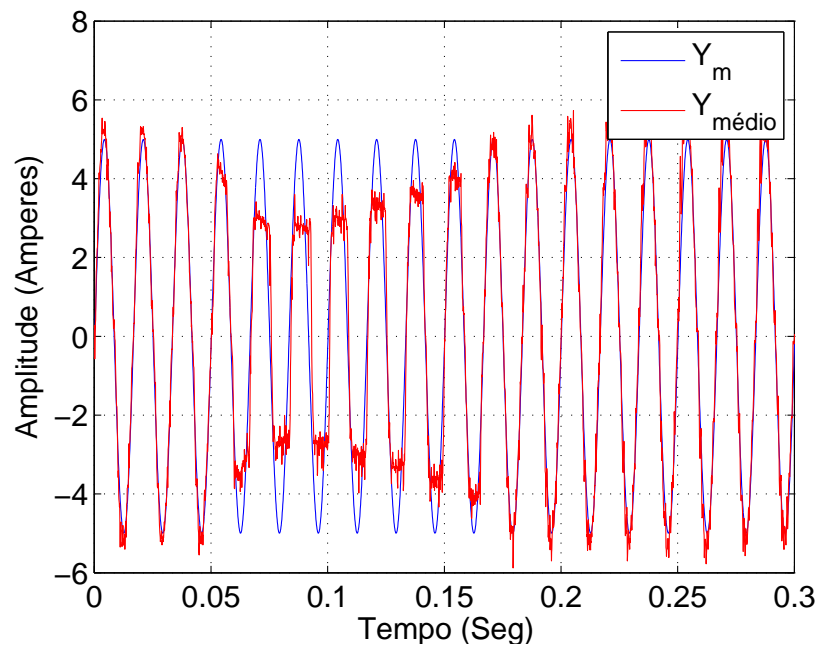


Figura 56: Comportamento da corrente média no início do teste.

O comportamento da ação do sistema físico foi semelhante ao da simulação em *software* no período de inicialização do sistema, entretanto como houve a saturação do barramento cc (tensão definida em 40V) a ação de controle sintetizada não corresponde com a calculada pelo algoritmo, dessa forma, a corrente sintetizada apresenta certa deformação até que o sistema carregue os capacitores e indutores, e a ação de controle seja corrigida.

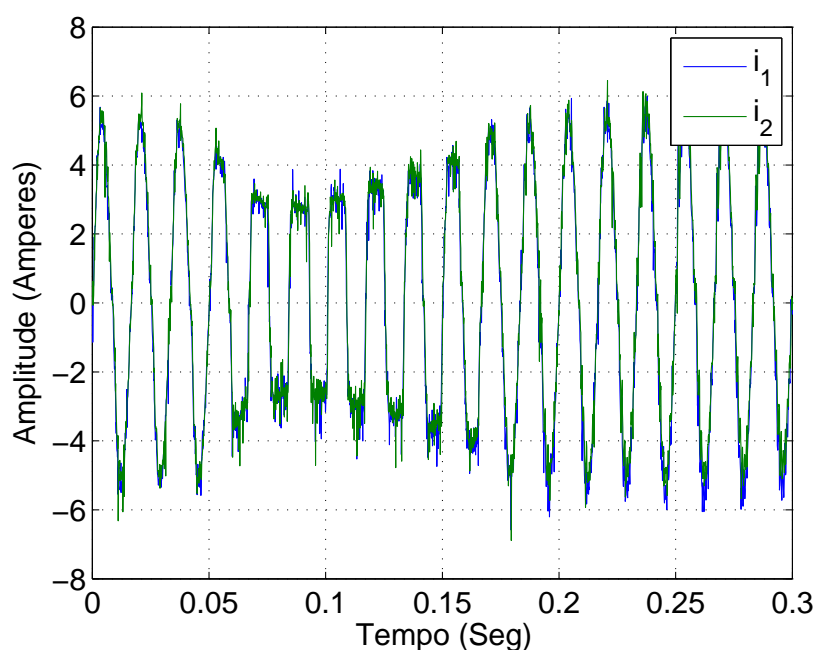


Figura 57: Correntes dos indutores no período de inicialização do sistema.

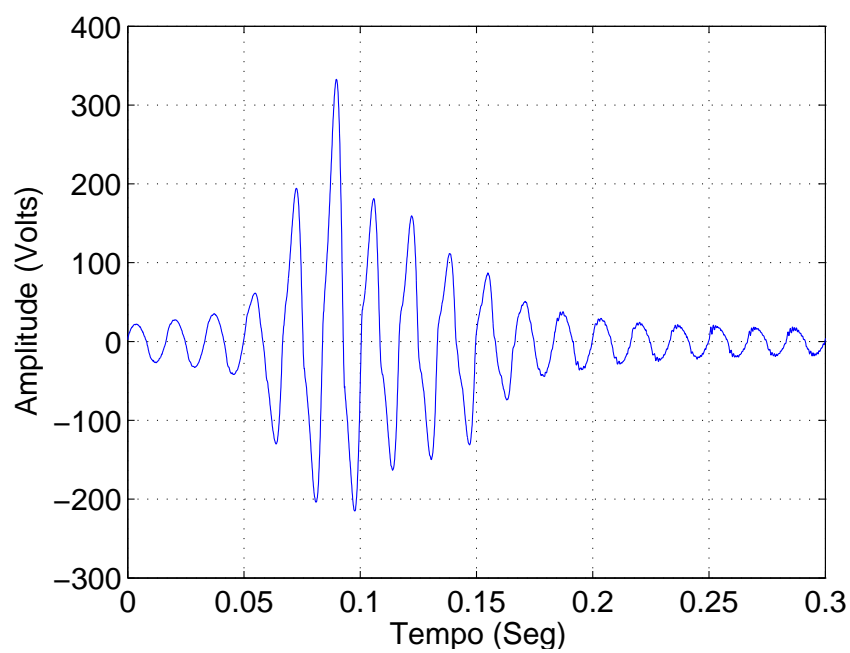


Figura 58: Comportamento da ação de controle no início do teste.

Nas Fig. 59, 60 e 61 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e da ação de controle durante o regime permanente quando a referência adotada é de 5A.

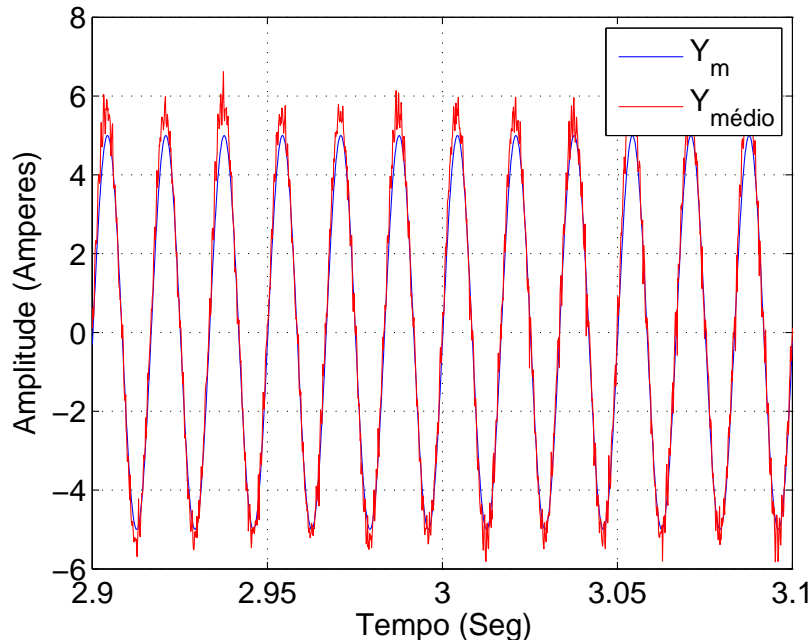


Figura 59: Corrente média para o regime permanente com referência de 5A.

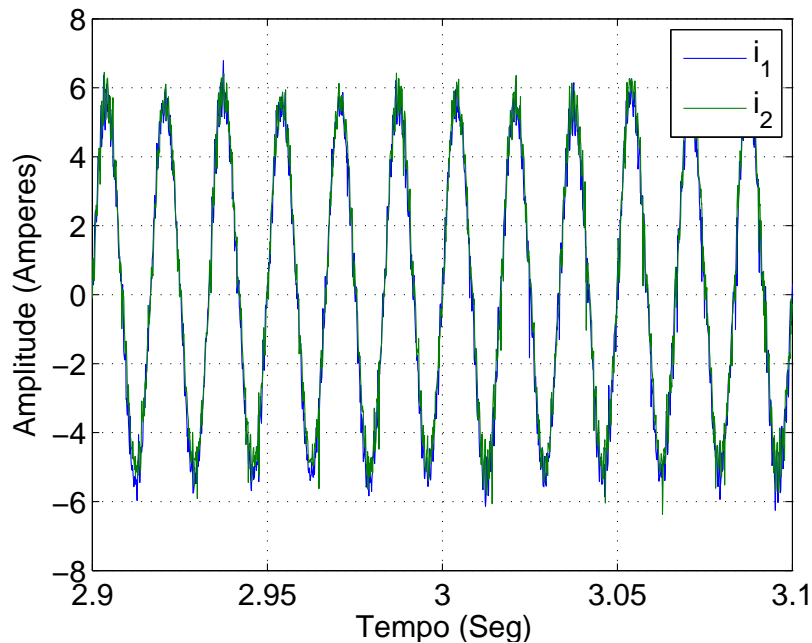


Figura 60: Correntes dos indutores durante a operação em regime permanente com referência de 5A.

No instante de 5 segundos há a mudança da amplitude da referência de 5A para 3A. Nas Fig. 62, 63 e 64 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e a ação de controle.

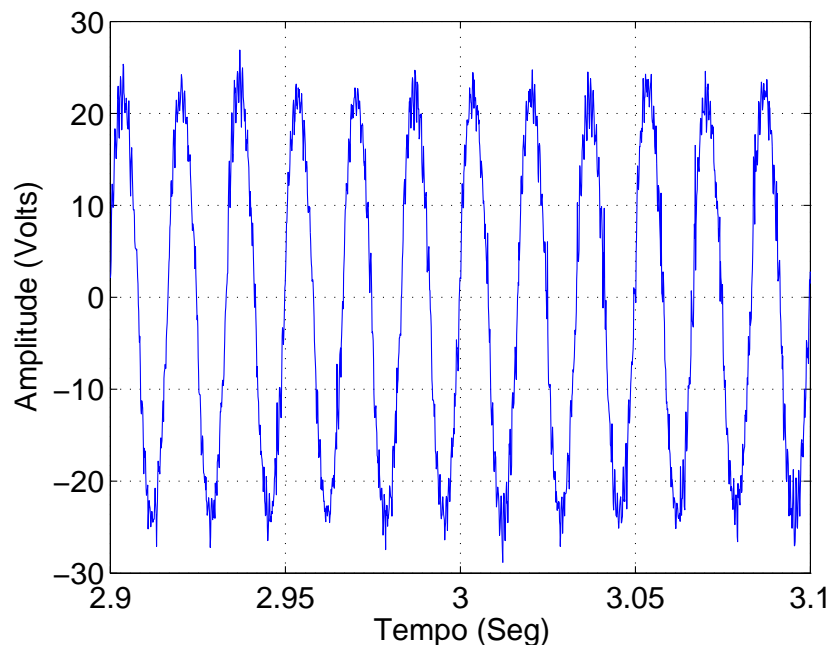


Figura 61: Ação de controle referente à operação em regime com referência de 5A.

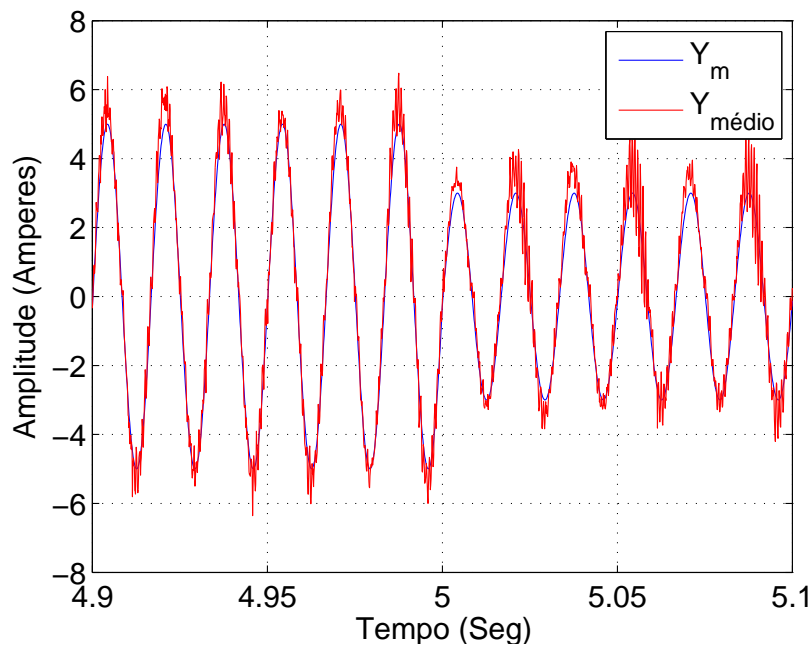


Figura 62: Forma de onda da corrente média no rebaixamento da amplitude da referência.

Assim como na simulação em *software*, aplicou-se um degrau na referência de corrente para avaliar o comportamento do controlador. No instante de transição pode-se observar que o controlador é capaz de rastrear a corrente de referência.

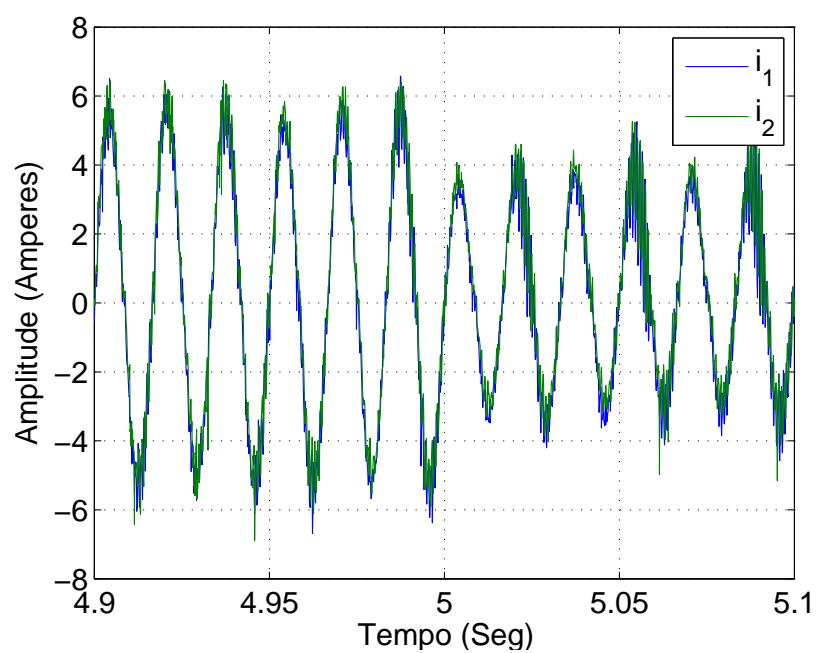


Figura 63: Correntes i_1 e i_2 para o instante de rebaixamento.

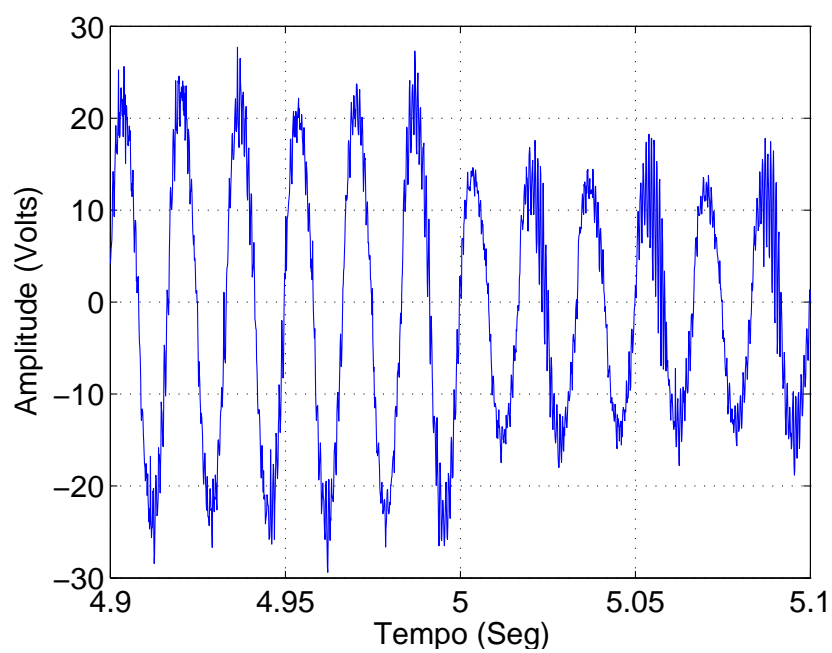


Figura 64: Ação de controle para o instante de 5 segundos.

Nas Fig. 65, 66 e 67 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e da ação de controle durante o regime permanente quando a referência adotada é de 3A.

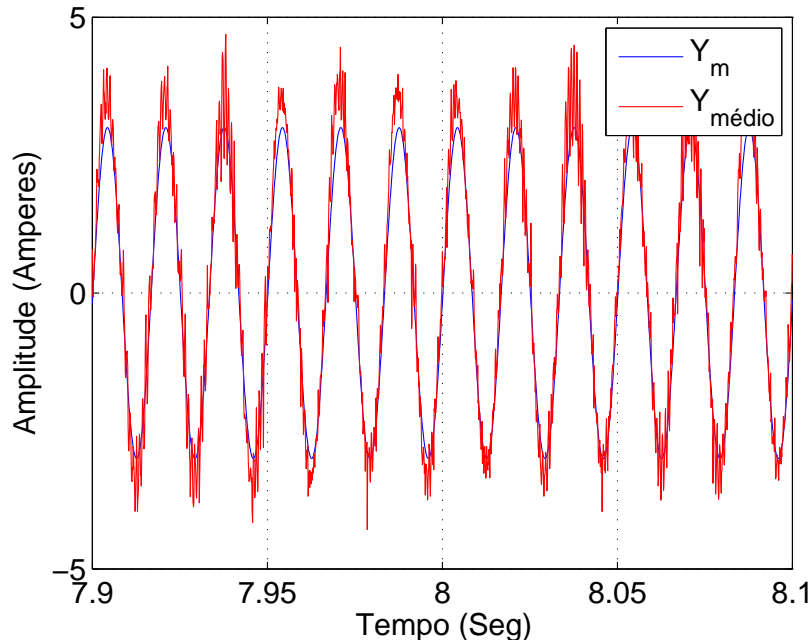


Figura 65: Corrente média para o regime permanente com referência de 3A.

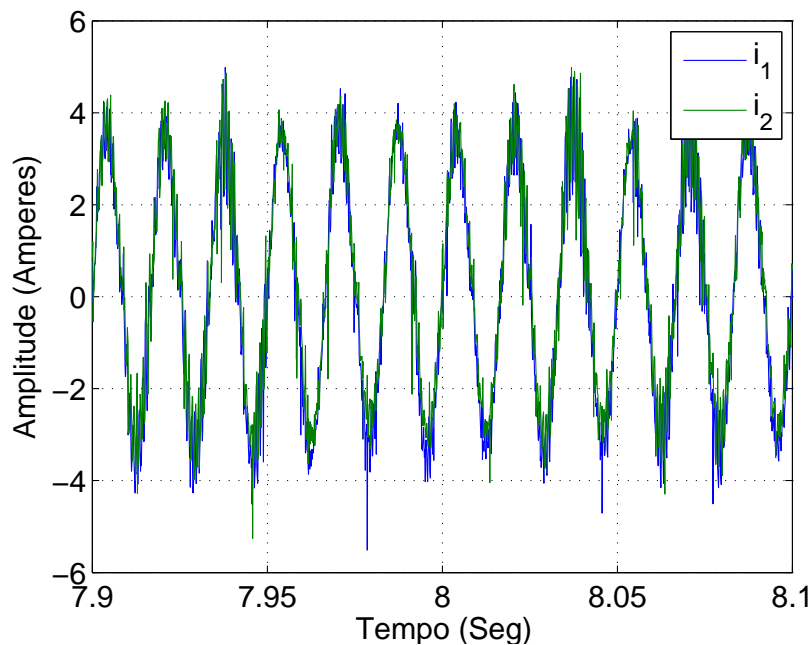


Figura 66: Correntes dos indutores durante a operação em regime permanente com referência de 3A.

Através dessas figuras observa-se que há pequenas componentes de alta frequência sobre a forma de onda, entretanto essas frequências aparecem com maior intensidade para valores baixos de corrente.

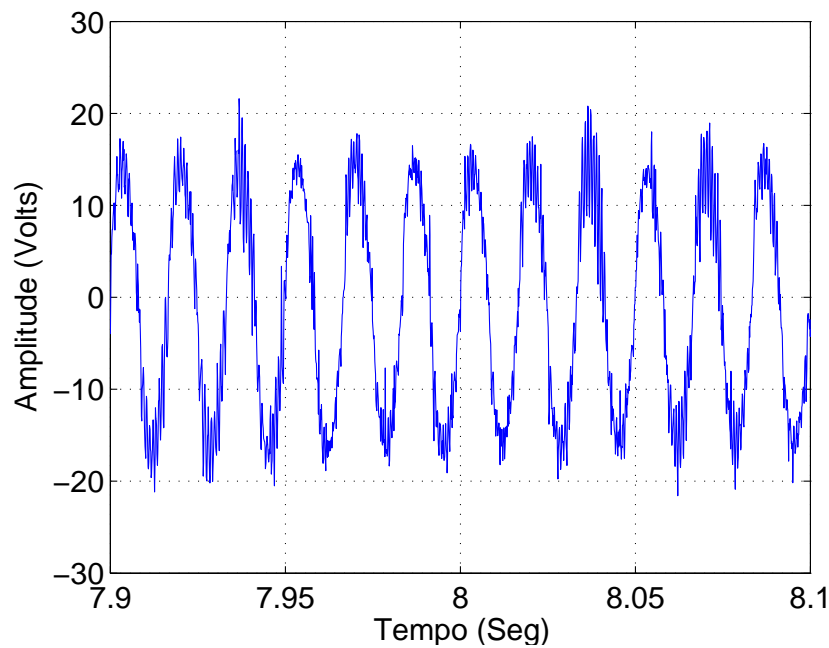


Figura 67: Ação de controle referente à operação em regime com referência de 3A.

No instante de 10 segundos há a elevação da amplitude da referência de 3A para 5A. Nas Fig. 68, 69 e 70 são apresentados os comportamentos da corrente média, das correntes i_1 e i_2 , e a ação de controle.

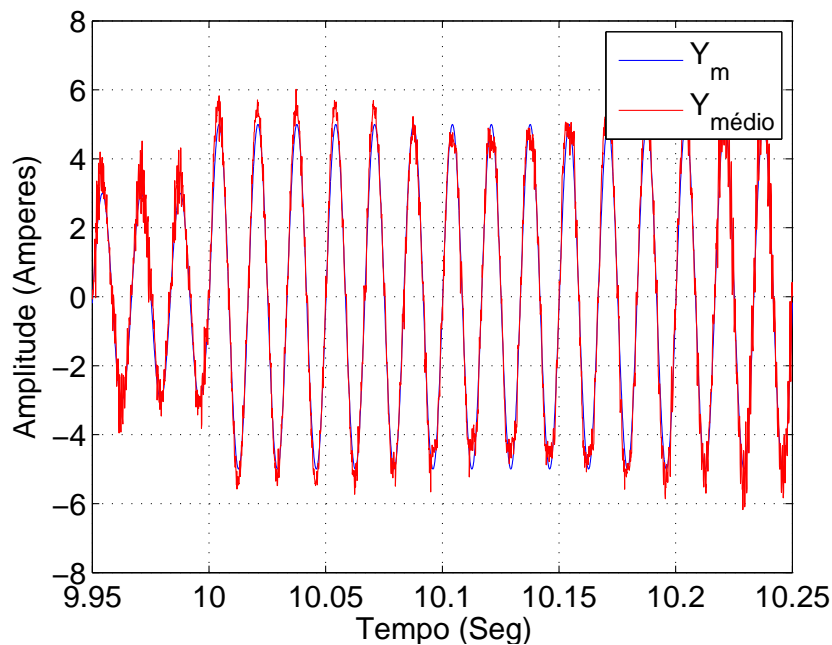


Figura 68: Forma de onda da corrente média na elevação da amplitude da corrente de referência.

Assim como na inicialização do sistema, no instante em que aplicou-se um degrau de subida à corrente controlada ocorreu a saturação do barramento cc, onde após um período de adaptação dos ganhos o controlador voltou a rastrear a corrente média.

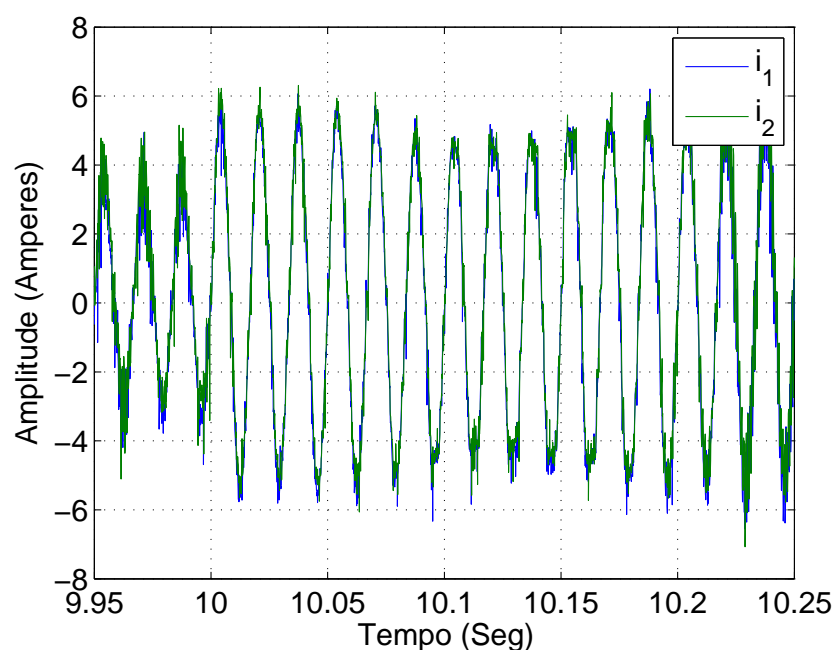


Figura 69: Correntes i_1 e i_2 para o instante de elevação da referência.

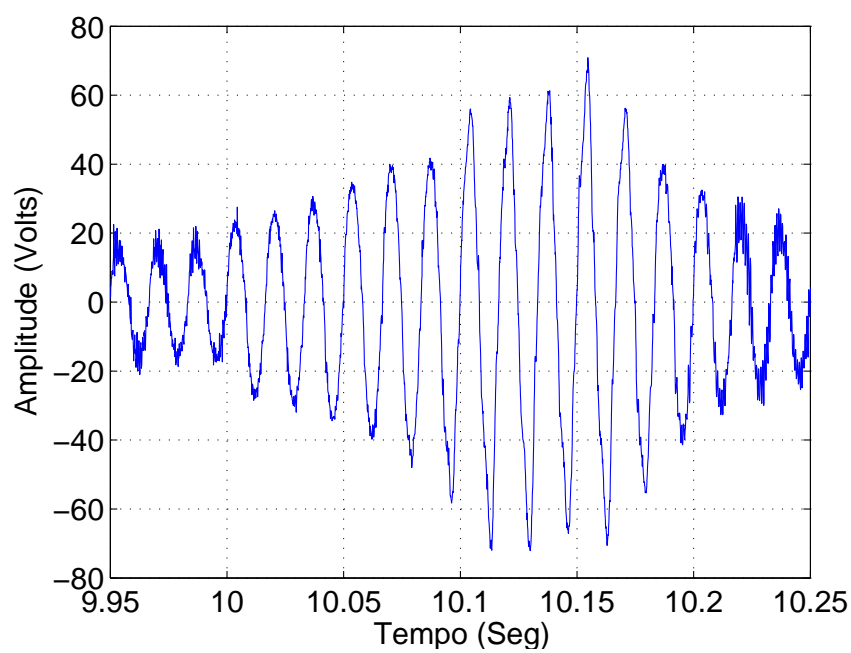


Figura 70: Ação de controle para o instante de 10 segundos.

Na Fig. 71 é apresentado a evolução dos ganhos do controlador no decorrer do tempo.

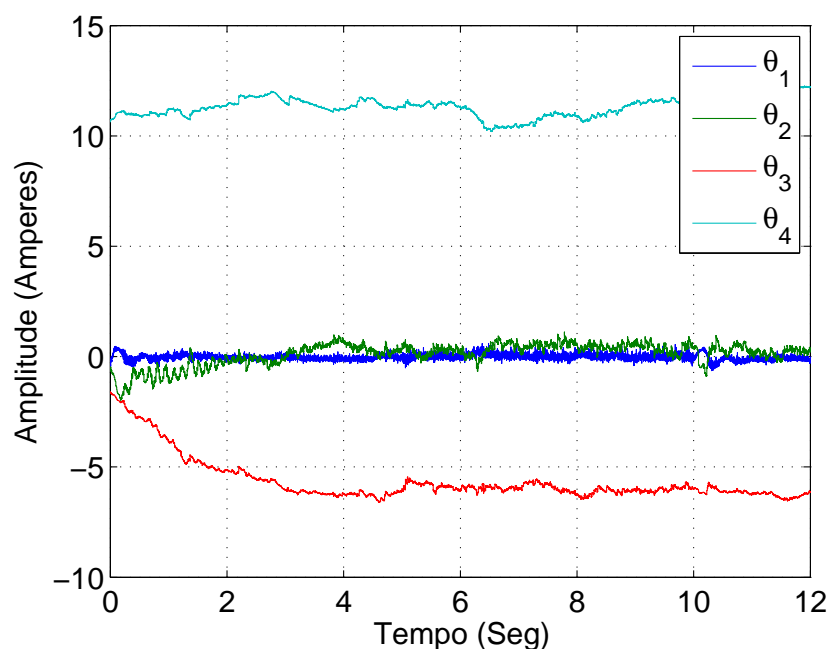


Figura 71: Evolução dos θ no decorrer do acionamento da bancada.

Conclusão

Os resultados apresentados no Capítulo 7 mostram a eficácia do controlador proposto. Os resultados provenientes da simulação mostraram que a operação do controlador durante o regime permanente apresenta um rastreamento da corrente média entre os indutores, mesmo nos degraus aplicados às referências, assim como na etapa de redução da indutância da rede elétrica, etapa onde o erro de rastreo durou menos que um ciclo de onda. As correntes que circulam nos indutores apresentaram pouca deformação quando comparado com a referência uma característica favorável, pois como se esta controlando a média das correntes, pode ocorrer das correntes reais apresentarem comportamentos desproporcionais.

A simulação na bancada experimental também apresentou comportamento satisfatório do controlador, apesar de haver ocorrido a elevação da ação de controle na inicialização do acionamento. Essa elevação na ação de controle ocasionou na saturação da ação de controle, pois o barramento CC utilizado foi de 40V, como observado essa saturação não foi suficiente para causar a desestabilização do sistema, como previsto pela prova de estabilidade apresentada em (17). Essa elevação da ação de controle é devido a necessidade de energização dos elementos armazenadores de energia, e como foi limitado a corrente de saída da fonte houve a necessidade de uma elevada ação de controle para forçar o rastreo da corrente.

Observou-se que a qualidade da instrumentação utilizada interferia no controlador, pois quando adotados valores baixo para a corrente (menores que 4A) havia um aumento das oscilações nos picos das ondas, sendo que uma possível fonte de erro são os sensores, devido a ser um valor muito abaixo da corrente nominal para o qual foram projetados, assim como possíveis ter ocorrido problemas nos circuitos condicionamento de sinal, pois utilizou-se amplificadores de uso comum, que geralmente apresentam uma elevada relação ruído/volt.

Em outro instante em que ocorreu a saturação da ação de controle foi no tempo de 10 segundos, momento em que houve o degrau de subida da referência. Apesar desses instantes o controlador na prática correspondeu ao esperado, ou seja, a corrente média dos indutores foi capaz de rastrear a referência de corrente.

7.3 Sugestões de Trabalhos Futuros

As próximas etapas do trabalho seriam a realização do projeto e montagem do sistema de proteção e inicialização dos elementos de potência para realizar a conexão à rede elétrica sem causar mau funcionamento dos equipamentos. Ainda é previsto realizar a montagem do sistema atual em configuração trifásica, tanto na confecção dos filtros LCL, que precisaram ser adicionado um gap de ar para prevenir a saturação dos núcleos dos indutores, como o sistema de medição, que foi realizado apenas uma placa de condicionamento de sinais.

Após a conexão com a rede elétrica pretende-se realizar a montagem de outro conversor, para que o laboratório seja capaz de realizar teste de paralelismo entre conversores eletrônicos de potência.

Referências Bibliográficas

- 1 COMPLIANCE Testing to the IEC 1000-3-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3) Standards. Citado na página 15.
- 2 ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. *Power system harmonics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004. Citado na página 15.
- 3 IEEE 1547 series of standards: interconnection issues. *IEEE 1547*, v. 19, n. 5, p. 1159–1162, Sept 2004. ISSN 0885-8993. Citado na página 15.
- 4 IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. *IEEE Std 519-1992*, p. 1–112, April 1993. Citado na página 15.
- 5 PENG, F. Harmonic sources and filtering approaches. *Industry Applications Magazine, IEEE*, v. 7, n. 4, p. 18–25, Jul 2001. ISSN 1077-2618. Citado na página 16.
- 6 ELSAHARTY, M.; ASHOUR, H. Passive l and lcl filter design method for grid-connected inverters. In: *Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 13–18. Citado na página 16.
- 7 CHEN, C. et al. A novel passive damping lcl-filter for active power filter. In: *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado na página 16.
- 8 MALINOWSKI, M.; BERNET, S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase pwm converters with an lcl filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 4, p. 1876–1880, April 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 16.
- 9 IOANNOU, P. A.; SUN, J. *Robust adaptive control*. [S.l.]: Courier Dover Publications, 2012. Citado na página 16.
- 10 REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, March 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 28.
- 11 LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1. ISSN 0197-2618. Citado na página 28.
- 12 TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. Citado na página 30.
- 13 MALINOWSKI, M.; BERNET, S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase pwm converters with an lcl filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 4, p. 1876–1880, April 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 31.

- 14 NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado na página 32.
- 15 DUESTERHOEFT, W.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. ISSN 0096-3860. Citado na página 32.
- 16 SHEN, G. et al. A new feedback method for pr current control of lcl-filter-based grid-connected inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, June 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 37.
- 17 TAO, G. *Adaptive control design and analysis*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 74.