

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CASSIO GOBBATO

**INVERSOR PWM COM CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES EM
TEMPO DISCRETO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2015

CASSIO GOBBATO

INVERSOR PWM COM CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - CO-ELT - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Prof. Emerson Giovani Carati

PATO BRANCO

2015

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **INVERSOR PWM COM CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES EM TEMPO DISCRETO** do acadêmico **Cassio Gobbato** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **72 de 2015**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Emerson Giovani Carati

Prof. Dr. Jean Patric da Costa

Prof. Dr. Rafael Cardoso

Este trabalho é dedicado aos meus pais, Renor e Alice, pelo amor, carinho e seus ensinamentos de vida. Aos meus irmãos, Marcio e Jane, por todo o apoio e compartilhamento de experiências que me ajudaram com absoluta certeza a concluir com sucesso mais uma etapa da minha jornada.

"Você não pode mudar o vento, mas pode ajustar as velas do barco para chegar aonde quer."

Confúcio

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família por estar ao meu lado em todos os momentos para que esse sonho pudesse ser alcançado, sendo meu porto seguro nas horas mais difíceis.

Agradeço a minha namorada, pelo carinho, companheirismo e por muitos belos momentos compartilhados ao meu lado.

Agradeço também aos professores Jean Patric da Costa, Jorge Ortiz e Rafael Cardoso, pelos conhecimentos transmitidos e pela ajuda necessária nos momentos que precisava.

Por fim, agradeço ao professor Emerson Giovani Carati pela comprometimento, ajuda e orientação deste trabalho, fundamentais para que fosse concluído com sucesso.

RESUMO

GOBBATO, Cassio. Inversor PWM com Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto. 2015. 70 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação) - Departamento Acadêmico de Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, PR, 2015.

Este trabalho apresenta uma das topologias mais utilizadas de uma Fonte Ininterrupta de Energia (*Uninterrupt Power System* (UPS)) com foco principal para as etapas do inversor PWM e do controlador utilizado: Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto (CMDTD). O inversor PWM juntamente com um filtro LC contribuem significativamente para as características da tensão de saída, dessa forma, este trabalho apresenta inicialmente as características de um inversor PWM e como é gerado um sinal PWM através de seu *driver*. Um filtro LC é modelado matematicamente e projetado. A tensão de saída a ser controlada passa por vários estágios antes de ser enviada a unidade de processamento, a qual é a responsável por gerar a ação de controle. Os estágios compreendidos por: aquisição, condicionamento, conversão, processamento e geração do sinal PWM são apresentados e modelados para simulação computacional. A técnica de Controle por Modos Deslizantes (CMD) é uma das técnicas usadas em UPS's. Esta técnica de controle é uma ferramenta bem empregada em sistemas não lineares tendo como principal característica a sua eficiência e robustez sob variações paramétricas. Esta técnica foi projetada e implementada em tempo discreto para controle da tensão de saída de um inversor PWM. A avaliação do desempenho foi realizada através de simulações computacionais e apresentou excelente resposta mesmo na presença de distúrbios aleatórios ou periódicos, também como para variação da carga.

Palavras-chave: UPS, inversor PWM, Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto.

ABSTRACT

GOBBATO, Cassio. PWM Inverter with Sliding Mode Control in Discrete Time. 2015. 70 f. Monograph (Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação) - Electrical Engineering Department, Federal Technological University of Paraná, Pato Branco, PR, 2015.

This work presents one of the most used topologies of an Uninterruptible Power Supply (UPS) with main focus to the steps of the PWM inverter and control used: Sliding Mode Control in Discrete Time. The PWM inverter with an LC filter contribute significantly to the appearance of the output voltage, thus, this work show initially the characteristics of a PWM inverter and how is generated a PWM signal through his driver. An LC filter is mathematically modeled and designed. The output voltage to be controlled passes through several blocks before being sent to processing unit, which is responsible for generating the control action. The blocks comprised of: acquisition, conditioning, conversion, processing and generation of the PWM signal are presented and modeled for computer simulation. The technique Sliding Modes Control is one of the techniques used in UPS's. This control technique is a well-used tool in nonlinear systems with the main feature its efficiency and robustness under parametric variations. This technique was designed and implemented in discrete time to control the output voltage of a PWM inverter. The performance evaluation was conducted through computer simulations and even showed excellent response in the presence of random or periodic disturbances, as well as to load variation.

Keywords: UPS, PWM inverter, Sliding Mode Controle in Discrete Time.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Indicador de continuidade DEC.	15
Figura 2:	Indicador de continuidade FEC.	15
Figura 3:	Visão geral de uma UPS.	19
Figura 4:	Tensões nas diferentes etapas de uma UPS.	20
Figura 5:	Circuito principal de um inversor PWM de ponte-completa monofásico.	22
Figura 6:	Modulação PWM em três níveis.	23
Figura 7:	Etapas de modulação.	24
Figura 8:	Filtro LC ideal com carga resistiva.	25
Figura 9:	Ondulação de tensão na carga.	27
Figura 10:	Diagrama de Bode de um filtro LC ideal com variação da carga R1.	29
Figura 11:	Sistema condicionador de sinais.	30
Figura 12:	Circuito condicionador de sinais.	31
Figura 13:	Simulação do circuito condicionador de sinais.	32
Figura 14:	Operações de um conversor analógico-digital.	33
Figura 15:	Tempo de conversão de um conversor A/D.	34
Figura 16:	Processo de S/H representado por um circuito eletrônico.	35
Figura 17:	Entrada e saída de um sinal durante o processo de S/H.	35
Figura 18:	Representação de um número de ponto-fixa de 8 <i>bits</i> não inteiro.	37
Figura 19:	Representação de um número de ponto-flutuante de 8 <i>bits</i> não inteiro.	37
Figura 20:	Relação entre sinal de controle e sinal PWM.	38
Figura 21:	Geração de um sinal PWM super discretizado.	42

Figura 22:	Sinal discreto $u(k)$ e sinal super discretizado $PWM(kc)$	43
Figura 23:	Comutação da carga R_1 para R_2 em t_x	44
Figura 24:	Simulação do sistema em malha aberta com carga linear e carga não linear.	46
Figura 25:	Efeito na tensão de saída devido a variação da carga.	47
Figura 26:	Modo deslizante do sistema para o caso em que $a_1 = a_2 = 0$	49
Figura 27:	Inversor PWM.	51
Figura 28:	Comparação entre o sinal ycn antes e depois da passagem pelo filtro.	61
Figura 29:	Sinal ymf antes e depois do conversor A/D.	62
Figura 30:	Simulação do sistema em malha fechada com carga linear e carga não linear.	63
Figura 31:	Simulação do sistema usando um controlador PID.	64
Figura 32:	Simulação do sistema em malha fechada com carga não linear nos primeiros ciclos com diferentes técnicas de controle.	65

LISTA DE TABELAS

1	Parâmetros do sistema.	40
2	Parâmetros do controlador.	60
3	Ganhos do controlador PID.	64

LISTA DE SÍMBOLOS

- ζ Coeficiente de amortecimento do filtro LC
- ϵ Tempo infinitesimal para modelo de carga não linear
- ϵ_c Parâmetro do CMDTD
- β Parâmetro do CMDTD
- α Parâmetro do CMDTD
- η Parâmetro do CMDTD
- δ Parâmetro do CMDTD
- ζ_c Parâmetro do CMDTD

LISTA DE QUADROS

3.1	Função de transferência do sistema.	41
3.2	Sinal PWM centralizado	42
3.3	Carga não linear	45
5.1	Filtro de segunda ordem para aquisição do sinal a ser controlado	61
5.2	Sinal de saída com ruído e filtragem	61
5.3	Simulação do grampeador e do conversor A/D	62

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	14
1.2	OBJETIVOS	17
1.3	ESTRUTURAÇÃO	17
2	FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA	19
2.1	VISÃO GERAL	19
2.2	INVERSOR PWM	21
2.3	FILTRO LC	25
2.3.1	Desenvolvimento matemático do filtro LC	25
2.3.2	Projeto do filtro LC	26
2.4	CONDICIONAMENTO DE SINAIS	30
2.5	PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	32
2.5.1	Conversor A/D	33
2.5.2	Unidade central de processamento	36
2.5.3	PWM	38
2.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	39
3	IMPLEMENTAÇÃO, SIMULAÇÃO E ANÁLISE DA UPS EM MALHA ABERTA	40
3.1	DISCRETIZAÇÃO DA PLANTA	41
3.2	MODULAÇÃO PWM	41
3.3	CARGA NÃO LINEAR	43
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	47
4	CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES	48
4.1	INTRODUÇÃO	48
4.2	MODELAMENTO MATEMÁTICO	51

4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	58
5	RESULTADOS	59
5.1	INTRODUÇÃO.....	59
5.2	DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS	59
5.3	SIMULAÇÕES	60
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	65
6	CONCLUSÕES.....	66
6.1	CONCLUSÕES GERAIS	66
6.2	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	67
	REFERÊNCIAS	70

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

A eletricidade se tornou algo muito importante no dia a dia das pessoas. Atividades simples como assistir à televisão, navegar pela internet ou até mesmo ligar uma lâmpada já se tornou algo rotineiro mas isso tudo se deve a disponibilidade da energia elétrica. Segundo os dados do relatório do Balanço Energético Nacional (BEN) de 2014 o Brasil teve capacidade de gerar, em seu total, um valor aproximadamente de 126 GW de energia elétrica no ano de 2013, resultando em um aumento de 5.8 GW em relação ao ano anterior.

Com tal importância da energia elétrica para as pessoas é necessário que seja dada significativa atenção para a continuidade e a qualidade desta energia fornecida, que são de responsabilidade tanto dos órgãos geradores de energia como dos próprios consumidores. Com o passar dos anos e com o desenvolvimento da tecnologia, essa qualidade está sendo prejudicada devido ao uso de, por exemplo, cargas eletrônicas as quais possuem características de não-linearidade fazendo com que a energia da rede elétrica sofra interferência destas cargas, distorcendo sua forma de onda, e interferindo na qualidade de energia (MEHL, 2013).

Além do mais, distúrbios devido a fenômenos naturais ou acidentais fazem com que a qualidade de energia fornecida seja comprometida estando fora dos padrões adotados por normas.

Para isso, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) desenvolveu indicadores de continuidade de energia a fim de controlar a qualidade do serviço prestado pelas concessionárias através de comparações destes indicadores com valores pré estabelecidos toleráveis, podendo ela ser multada caso não atenda as exigências especificadas por normas. Entre os indicadores tem-se a Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (DEC) que demonstra o tempo médio que cada consumidor permaneceu sem energia elétrica e outro indicador seria a Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (FEC) que indica a frequência de interrupções, em média, a que o consumidor foi submetido no fornecimento de

energia (PINHEIRO, 2012; SALES, 2011).

A figura 1 e 2 apresentam valores desses indicadores no Brasil e, através deles, nota-se que apesar do valor do FEC ter um leve decréscimo nos últimos anos o valor do DEC aumentou atingindo seu pico em 2012.

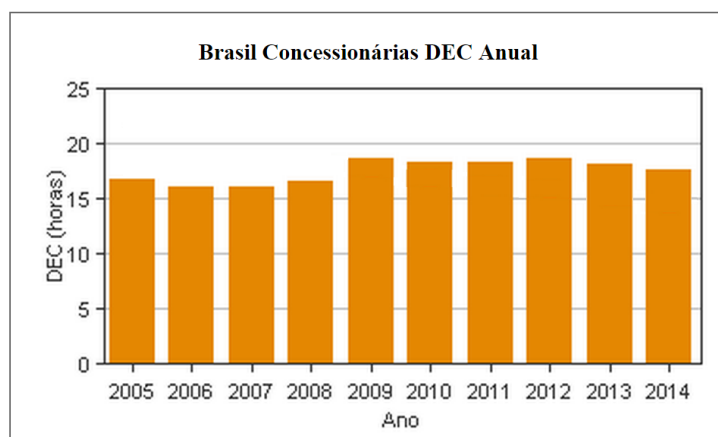


Figura 1: Indicador de continuidade DEC.

Fonte:(ANEEL, 2015).

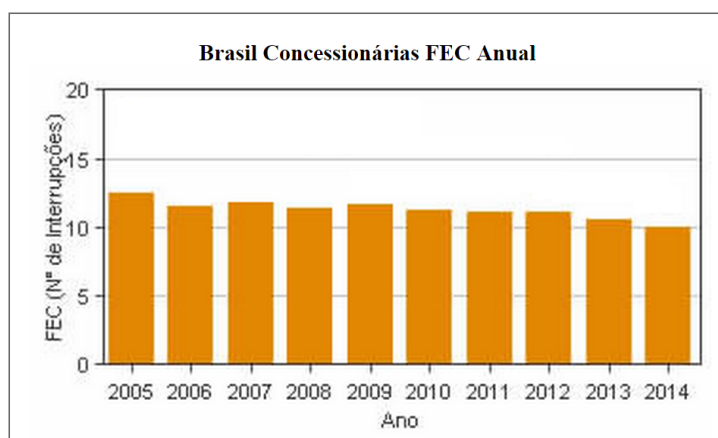


Figura 2: Indicador de continuidade FEC.

Fonte:(ANEEL, 2015).

Isso significa que os problemas relacionados com a falta de energia ainda afetam os consumidores. Em muitos casos há cargas alimentadas pela rede elétrica que não podem simplesmente ser desligadas pela ausência de energia elétrica pois tratam-se de situações críticas que envolvem valores financeiros ou até mesmo a saúde de pessoas. Para isso a Fonte Ininterrupta de Energia, do tempo em inglês

Uninterruptible Power Supply (UPS), é usualmente utilizada para alimentar cargas ditas críticas, pois garante o fornecimento de energia elétrica com qualidade para a carga na ausência de energia na rede elétrica (GNOATTO, 2011).

Essa energia é fornecida graças a um banco de baterias que é carregado enquanto há fornecimento de energia pela rede elétrica. No momento em que o fornecimento de energia pela rede elétrica é comprometido o banco de baterias assume a função de alimentar a carga. Todo esse processo torna-se possível devido ao uso de estruturas de retificadores, inversor, filtros, entre outras que compõem uma UPS.

O inversor utilizado pela UPS é o grande responsável por determinar a forma de onda que se deseja aplicar a carga, tanto em tensão como em frequência. Atualmente existem vários tipos de inversores, cada um com características particulares.

Os conversores CC-CA, que utilizam a técnica de Modulação de Largura de Pulso, do termo em inglês *Pulse Width Modulation* (PWM), normalmente chamados de inversores PWM, são os que mais se destacam entre os conversores de potência justamente por seu grande leque de aplicações. Esses inversores são amplamente utilizados em UPS, fonte de potência, filtros ativos, controle de velocidade de motores de corrente alternada e conversor de fator de potência (JUNG; TZOU, 1996; JUNG; TZOU, 1993; WONG *et al.*, 1999).

A UPS utiliza banco de baterias para alimentar a carga. Devido a isso, nos estágios iniciais trabalha-se com níveis de tensão contínua. Para Yan *et al.* (2007) é possível construir ou modificar uma função contínua a partir da técnica PWM. Essa técnica baseia-se em controlar dispositivos de chaveamento estando em estado aberto ou fechado, ou seja, modular um sinal, em um intervalo de tempo, em um pulso com amplitude fixa e largura proporcional a amplitude do sinal original.

Geralmente, para que se tenha uma tensão de saída desejada, desenvolve-se o controle de um inversor PWM em malha fechada, para isso é muito importante que uma estratégia de controle adequada seja escolhida (CHANG *et al.*, 2004).

Técnicas de controle com ação Proporcional Integral (PI), Repetitivo ou *Deadbeat* podem ser usadas em inversores PWM porém essas técnicas tem algumas desvantagens. A técnica de controle PI possui resposta pouco efetiva para referências variantes no tempo, enquanto a técnica de controle *Deadbeat* apresenta problemas de instabilidade devido a variação de parâmetros e a técnica de controle

Repetitivo possui dinâmica de resposta lenta e resposta comprometida para cargas sujeitas a ruídos. Devido a isso busca-se outras alternativas como técnica de controle (CHANG *et al.*, 2004).

A técnica de Controle por Modos Deslizantes (CMD) é uma ferramenta bem empregada em sistemas com ordem elevada, não lineares ou com plantas suscetíveis a variações de parâmetros. Sistemas de primeira ordem são muito simples de resolver quando comparado com sistemas de maior ordem. A técnica de CMD tem, entre uma das suas características, a capacidade de reduzir a ordem do sistema por atuar em uma região em que o sistema possui comportamento de ordem reduzida. Outras características tais como a capacidade de manter o sistema estável quando submetido a perturbações externas e a fácil implementação fazem do CMD um controlador robusto, com capacidade de seguir trajetórias e com boa regulação (UTKIN *et al.*, 1999; UTKIN, 1993; SLOTINE; LI, 1991; DECARLO *et al.*, 1988; KIM *et al.*, 2000).

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo projetar e analisar através de simulações computacionais o comportamento de um inversor PWM com Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto (CMDTD) que mantenha sua característica de robustez, com capacidade de seguir trajetórias, com boa regulação quando submetido a cargas não lineares e que seja menos suscetível a instabilidade tendo como base a metodologia apresentada por Schirone *et al.* (2012).

1.3 ESTRUTURAÇÃO

Este trabalho de conclusão de curso está estruturado em cinco capítulos sendo dividido da seguinte forma:

No primeiro capítulo é realizada a introdução do trabalho, a qual contém a motivação e seus objetivos. O segundo capítulo apresenta a estrutura básica de uma UPS, contendo uma visão geral da mesma através de diagramas. A atenção é voltada para o estágio do inversor, apresentando o circuito básico do mesmo incluindo o filtro e uma carga resistiva genérica. Um método para projeto do filtro será abordado e serão também discutidas as etapas de condicionamento e conversão de sinais, processamento e geração do sinal PWM que estão envolvidos no inversor.

O terceiro capítulo apresenta uma forma de se implementar em simulação computacional os diversos processos citados no capítulo 3. Realiza-se simulações em malha aberta com variações na carga e também na tensão de entrada do barramento CC a fim de evidenciar a necessidade de controle do inversor em malha fechada.

No quarto capítulo será abordado a técnica de CMD, bem como sua estrutura e método de projeto.

Finalizando, o quinto capítulo define os parâmetros usados nas simulações e seus resultados. Realiza-se uma comparação dos resultados entre o CMD e a técnica de controle PID.

2 FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA

2.1 VISÃO GERAL

Devido a má qualidade da energia elétrica fornecida ao consumidor, seja ela causada pela omissão de serviços eficientes, uso de cargas na qual poluem a energia entregue pela rede elétrica e a descontinuidade devido a fatores ambientais ou acidentais faz-se necessário a busca por alternativas que resolvam ou ao menos minimizem esses problemas. Cargas que envolvam, por exemplo, sistemas de informática, atendimentos hospitalares, transações bancárias e demais aplicações é de suma importância que sejam alimentadas de forma contínua, ou seja, sem interrupções, a fim de evitar grandes problemas financeiros ou até mesmo riscos à vida. Desta forma, o uso e estudos sobre a UPS são realizados a fim de melhorar a qualidade e garantir um fornecimento contínuo de energia (MENEZES, 2007).

A figura 3 apresenta uma visão geral de uma das topologias mais utilizadas para uma UPS, incluindo um conversor CC-CC (retificador) e um conversor CC-CA (inversor). Nesse trabalho esta estrutura básica será considerada e mais especificamente o estágio de conversão CC-CA destacado pelas linhas tracejadas.

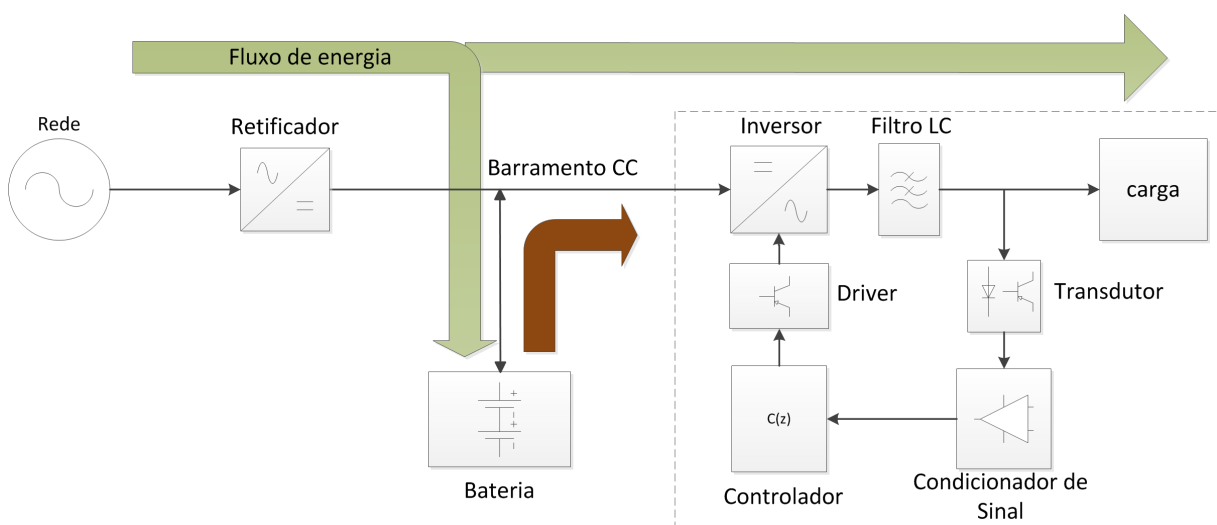


Figura 3: Visão geral de uma UPS.

A energia proveniente da rede elétrica ou de fontes que forneçam energia elétrica em corrente alternada passa por diodos retificadores que alimentam um barramento CC, esse barramento alimenta o inversor. Ao mesmo tempo que o barramento CC alimenta o inversor, uma bateria ou um banco de baterias é carregado. Nesse estágio a tensão CC é convertida para uma tensão senoidal através da comutação das chaves do inversor passando por um filtro LC. Esse tem por finalidade atenuar as harmônicas indesejadas. Após a filtragem, a tensão alimenta a carga desejada que pode ser simplesmente resistiva ou até mesmo não linear (como uma fonte de alimentação com um retificador na entrada ou uma carga com um TRIAC (do inglês *Triode for Alternating Current*) em série. A tensão que alimenta a carga é medida através de um circuito condicionador de sinal. O sinal medido é condicionado a níveis aceitáveis de tensão e corrente pela unidade de controle. Nesta etapa a ação de controle é calculada e então gera-se sinais PWM para o acionamento dos dispositivos de chaveamento.

Uma outra forma de visualizar este processo citado acima é apresentado na figura 4. Pode-se verificar a forma de onda em cada etapa do processo.

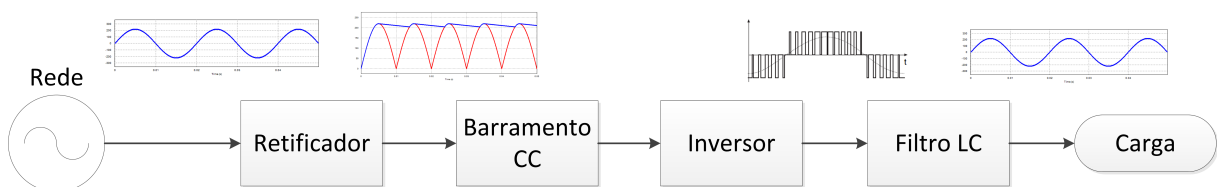


Figura 4: Tensões nas diferentes etapas de uma UPS.

Para que a tensão aplicada a carga esteja da forma desejada (uma senoide de 220 Vrms e 60 Hz, por exemplo) faz-se necessário um controle em malha fechada fazendo com que o sistema tenha uma reação a perturbações externas eliminando ou ao menos amenizando o erro entre o sinal de saída e o sinal de referência adotado.

Portanto, a malha fechada representada pela área pontilhada da figura 3 será o foco deste trabalho com a atenção voltada para o estágio do controlador onde será considerada a estrutura referente a técnica do CMDTD.

2.2 INVERSOR PWM

Através do uso de dispositivos de chaveamento de potência é possível realizar a conversão de corrente contínua em corrente alternada. Esses dispositivos de chaveamento são, muitas vezes, chaves semicondutoras do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) (GNOATTO, 2011).

Para realizar o chaveamento desses dispositivos pode-se utilizar a técnica PWM que é largamente utilizada para aplicar a estratégia de controle quando se deseja níveis de tensões variados na saída. Esses diferentes níveis de tensões na saída podem ser tanto positivo quanto negativo e são obtidos a partir da modulação em uma determinada frequência dos dispositivos de chaveamento, no qual fazem com que a largura do pulso varie. Através disso, é possível controlar a tensão e também a frequência de saída.

Para Barr (2001) o PWM trata-se de uma poderosa técnica de acionamento para circuitos analógicos a partir de microprocessadores digitais. Os microprocessadores são responsáveis pelo acionamento dos dispositivos de chaveamento, controlando o tempo em que permanecerão abertos ou fechados.

Desde a década de setenta estudos vem sendo realizados sobre estratégias e conceitos do PWM, com foco na redução da distorção harmônica provocado pelo uso desta técnica e até mesmo estudos sobre diferentes estratégias de modulação com o intuito de atender as mais diversas topologias de inversores existentes atualmente (HOLMES; LIPO, 2003).

Para Holmes e Lipo (2003), o principal objetivo da estratégia de modulação de pulsos é gerar trens de pulsos que tenham a mesma tensão média quando comparados com uma onda de tensão de referência em um dado instante. Entretanto, nesse processo harmônicas indesejadas são geradas.

Para Zhang e Chen (2009) há três tipos de topologias para os inversores PWM:

- Inversor PWM de meia-ponte monofásico;
- Inversor PWM de ponte-completa monofásico;
- Inversor PWM tipo-ponte trifásico;

Na maioria dos casos prefere-se trabalhar com inversor em ponte completa, em alimentação monofásica, pois pode-se obter três níveis de atuação e desta forma reduzir o conteúdo harmônico da tensão de saída.

Para desenvolvimento deste trabalho o estudo sobre os inversores PWM será focado somente para a topologia do inversor PWM de ponte-completa monofásico. Mas vale ressaltar que para as outras topologias a estrutura e funcionamento são similares.

A figura 5 apresenta o circuito principal de um inversor PWM de ponte-completa monofásico. Nota-se que o circuito é composto por pequenos grupos de duas chaves em série, denominados de "braços", ou seja, o inversor PWM de ponte-completa monofásico apresenta dois braços enquanto o o inversor PWM de meia-ponte apresentaria apenas um braço.

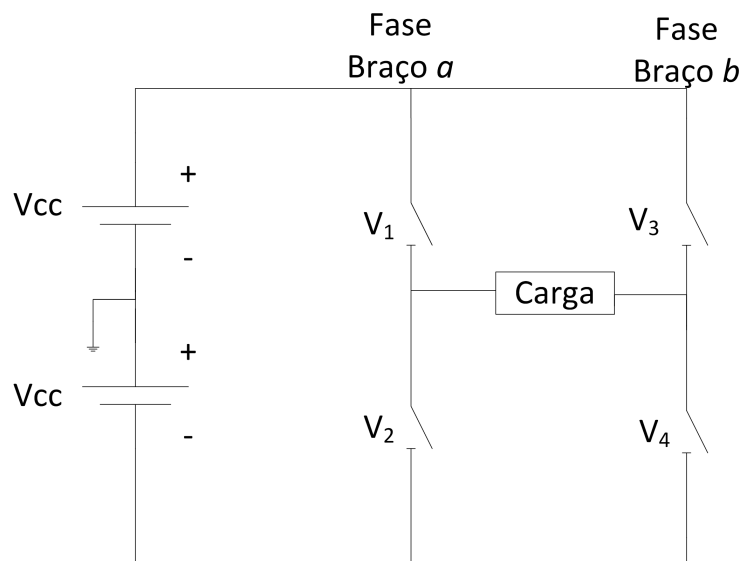


Figura 5: Circuito principal de um inversor PWM de ponte-completa monofásico.

O circuito do inversor PWM de ponte-completa apresenta algumas vantagens em relação ao de meia-ponte. Para Zhang e Chen (2009) tanto a tensão AC de saída e a tensão CC de entrada tem a mesma amplitude. Para Gnoatto (2011) o inversor em ponte completa opera com a metade da corrente em relação ao circuito de meia-ponte, nesse caso considerando que a tensão de entrada e a potência dos inversores sejam iguais.

A combinação dos estados dos dispositivos de chaveamento é o que deter-

mina o princípio de funcionamento do inversor PWM. Através do controle dos estados da chave, ou seja, aberta ou fechada, é possível construir o sinal de saída desejado, contanto que o mesmo possua conteúdo de frequência inferior a metade da frequência de chaveamento. Na prática se utiliza frequência de chaveamento ao menos dez vezes mais elevada que a maior componente do sinal a ser gerado (ZHANG; CHEN, 2009).

Mas nem todas as possíveis combinações das chaves são válidas. Em alguns casos é possível que ocorra um curto-circuito. Por exemplo, observando a figura 5, as chaves V_1 e V_2 não podem estar em estado fechado ao mesmo tempo, pois ocorrerá um curto-circuito, o mesmo ocorrendo para as chaves V_3 e V_4 . Enquanto as chaves V_1 e V_4 estão em estado fechado as chaves V_2 e V_3 devem permanecer em estado aberto e vice-versa. Alguns circuitos contém proteções contra esses casos, mas de qualquer forma o dispositivo responsável pelo controle das chaves deve garantir que isso não ocorra. A modulação das chaves pode ser analisada através das figuras 6 e 7.

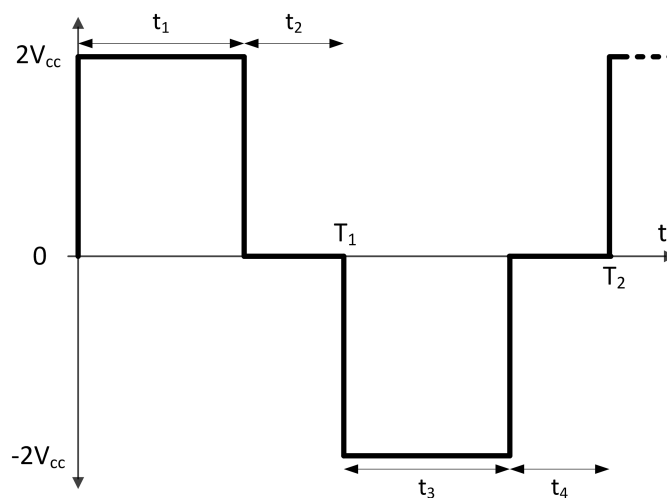


Figura 6: Modulação PWM em três níveis.

Para que a tensão aplicada sobre a carga seja de $2V_{cc}$ em t_1 as chaves V_1 e V_4 devem permanecer fechadas enquanto as chaves V_2 e V_3 permanecem abertas. Em t_2 , no qual tem-se uma tensão nula na carga, V_1 e V_3 permanecem abertas enquanto V_2 e V_4 permanecem fechadas. Para que seja aplicada uma tensão de $-2V_{cc}$ na carga durante t_3 deve-se manter as chaves V_2 e V_3 fechadas e V_1 e V_4 abertas. Para que a tensão na carga seja nula em t_4 as chaves V_2 e V_3 abrem e V_1 e V_4 fecham.

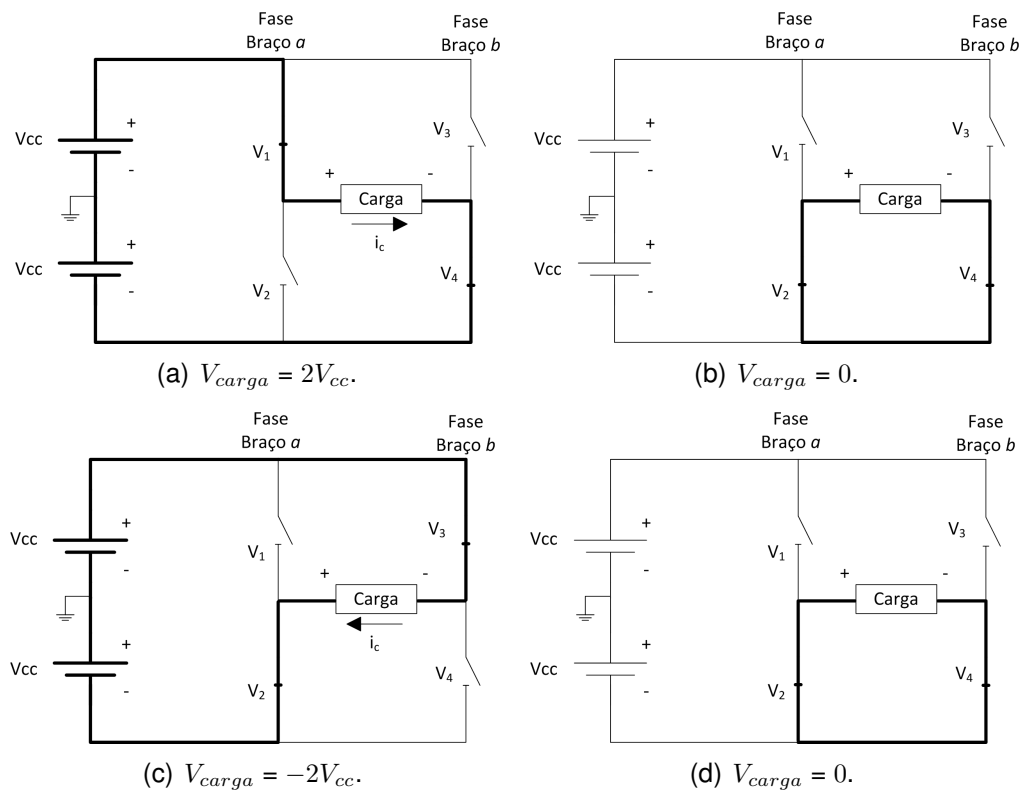


Figura 7: Etapas de modulação.

Contudo, esses dispositivos de chaveamento produzem harmônicas indesejáveis na saída do inversor devido a modulação provocando distorção da tensão. Para isso, utiliza-se um filtro LC passa-baixa entre o inversor e a carga a fim de reduzir esse problema (KIM; SUL, 2009; NAKAMURA *et al.*, 2007).

Ainda, outro circuito associado ao inversor é o *driver* das chaves. Este geralmente consiste em um circuito separado que eleva o nível de tensão para acionamento das chaves, da tensão do DSP (do inglês *Digital Signal Processor*) para a tensão de acionamento de um IGBT (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) ou MOSFET (do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Pode-se ainda ter integrado um circuito para geração de tempo morto entre as chaves superiores e inferiores e também um circuito de isolamento para proteção da estrutura de controle.

2.3 FILTRO LC

2.3.1 Desenvolvimento matemático do filtro LC

Com o objetivo de obter a função de transferência do filtro LC apresentado na figura 8 uma análise deste circuito é realizada começando pela aplicação das leis de correntes e tensões de Kirchhoff.

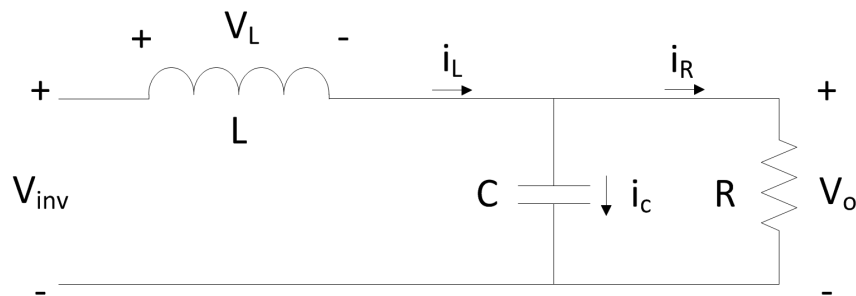


Figura 8: Filtro LC ideal com carga resistiva.

Com a primeira lei de Kirchhoff (lei das correntes) tem-se

$$i_L = i_C + i_R = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (1)$$

E com a segunda lei de Kirchhoff (lei das tensões) tem-se

$$V_{inv} = V_L + V_o = L \frac{di_L}{dt} + V_o \rightarrow L \frac{di_L}{dt} = V_{inv} - V_o \quad (2)$$

Substituindo-se a expressão 1 na expressão 2 tem-se

$$L \frac{d}{dt} \left(C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} \right) = V_{inv} - V_o \leftrightarrow LC \frac{d^2V_o}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{dV_o}{dt} = V_{inv} - V_o \quad (3)$$

Reorganizando a expressão 3 tem-se

$$\frac{d^2V_o}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dV_o}{dt} = \frac{V_{inv}}{LC} - \frac{V_o}{LC} \quad (4)$$

Após aplicar a transformada de Laplace considerando as condições iniciais

nulas na expressão 4 tem-se

$$s^2V_o(s) + \frac{sV_o(s)}{RC} = \frac{V_{inv}(s)}{LC} - \frac{V_o(s)}{LC} \quad (5)$$

Reorganizando a expressão 5 tem-se

$$V_o(s) \left(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC} \right) = \frac{V_{inv}(s)}{LC} \quad (6)$$

Dividindo-se a tensão de saída $V_o(s)$ pela tensão do inversor $V_{inv}(s)$ tem-se a função de transferência do filtro expressa por

$$\frac{V_o(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (7)$$

A função de transferência de um sistema de segunda ordem geral pode ser expressa por

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

Comparando a expressão 7 com a expressão 8 é possível obter a frequência natural não-amortecida ω_n e o coeficiente de amortecimento ζ do filtro LC.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9)$$

e

$$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10)$$

2.3.2 Projeto do filtro LC

O filtro LC pode ser projetado a partir dos níveis de oscilação de tensão e corrente no capacitor com base nos parâmetros especificados pelo projetista. Após

determinado o valor do capacitor e com o valor da frequência natural previamente estabelecida determina-se então o valor do indutor.

Considera-se que, devido a comutação das chaves, ocorra uma oscilação V_S na tensão na carga menor que 1% da tensão de pico da carga V_R na frequência de chaveamento f_s sendo apresentado pela figura 9. Ou seja,

$$V_S < 0,01V_R \quad (11)$$

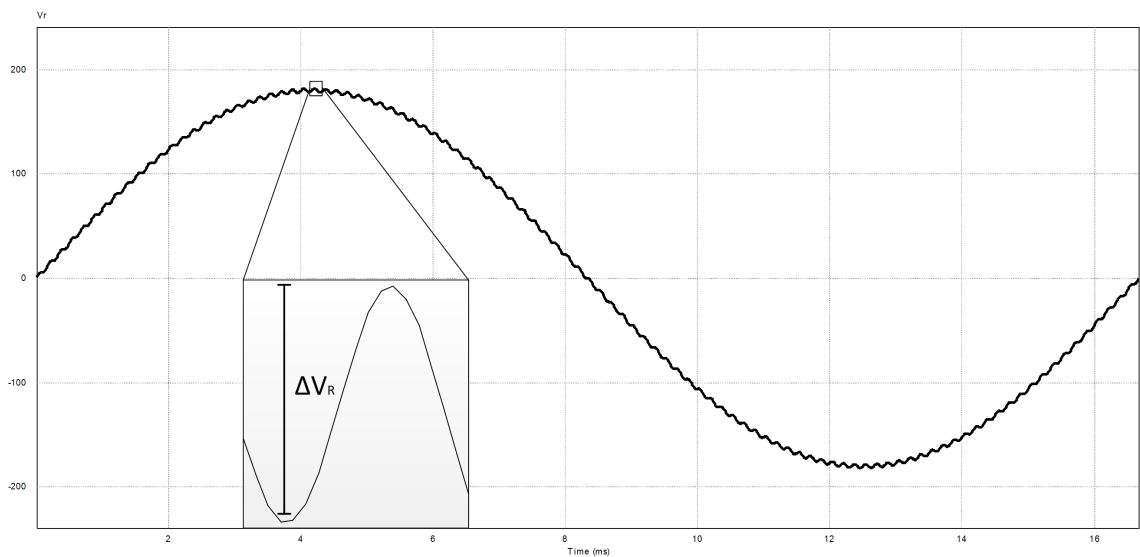


Figura 9: Ondulação de tensão na carga.

Pela figura 9, a variação da tensão na carga será igual ao valor de pico-a-pico de V_S , ou seja,

$$\Delta V_R = 2V_S \quad (12)$$

Como $V_R = V_C$ e substituindo 11 em 12 tem-se portanto

$$\frac{1}{2} \frac{\Delta V_C}{V_C} < 1\% \quad (13)$$

Em Filho (2005), considera-se que a corrente do capacitor deve ser inferior a 50% da corrente de carga. A fim de restringir um pouco mais o projeto deste trabalho,

considerou-se um valor de 40%. Ou seja,

$$i_C \leq 0,4i_R \quad (14)$$

portanto,

$$C \frac{dV_C}{dt} \leq 0,4 \frac{V_C}{R} \quad (15)$$

Gnoatto (2011) faz a seguinte consideração:

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{\Delta V_C}{T/2} \quad (16)$$

Ou seja, a variação de tensão de pico a pico do *ripple* da tensão no capacitor ocorre em meio período de comutação.

Substituindo 16 em 15 tem-se

$$C \frac{\Delta V_C}{T/2} \leq 0,4 \frac{V_C}{R} \quad (17)$$

Para determinar o valor do capacitor basta isolar a variável C em 17, ou seja,

$$C \leq 0,4 \frac{V_C}{\Delta V_C} \frac{T}{2R} \quad (18)$$

Para este projeto considerou-se uma frequência de chaveamento de 6 kHz (166,66 μ s), pois está duas décadas acima da frequência fundamental, que permite inserir um filtro LC uma década acima da frequência fundamental e uma década abaixo da frequência de chaveamento, permitindo assim um reduzido conteúdo harmônico referente ao PWM e uma extensa banda passante de controle. Considerou-se também uma tensão de saída de 21.2 Vrms e uma potência de 25,4 W, resultando em uma resistência da carga R1 de 17,7 Ω .

Usando as expressões 13 e 18 tem-se

$$C \leq 0,4 \frac{1}{0,022} \frac{166,6\mu}{17,7} \approx 100\mu F \quad (19)$$

Considerando uma frequência natural do filtro ω_n igual a 600 Hz (3769,91 rad/s), determina-se o valor do indutor através de 9:

$$L = \frac{1}{C\omega_n^2} = 0,7mH \quad (20)$$

Através da figura 10 é possível visualizar o diagrama de Bode para o filtro LC apresentado pela figura 8.

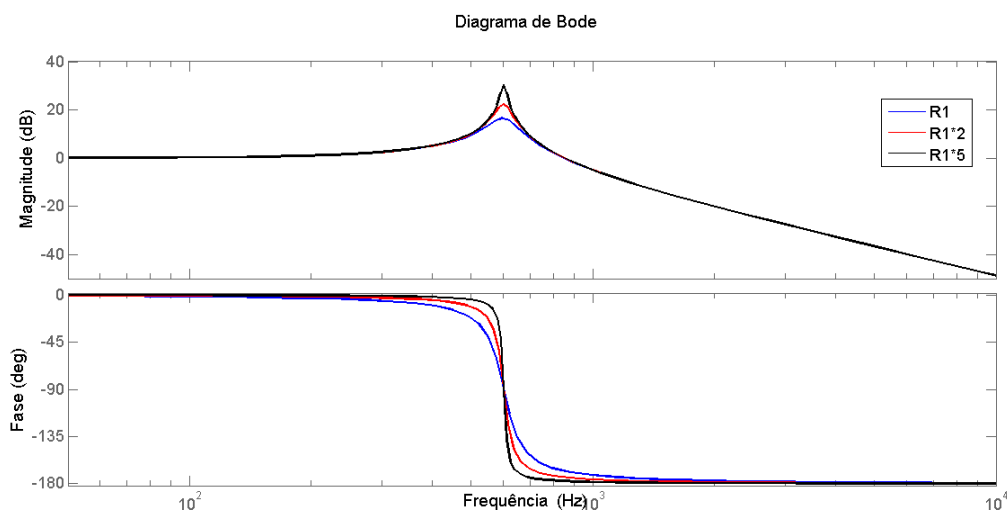


Figura 10: Diagrama de Bode de um filtro LC ideal com variação da carga R1.

Para valores de frequência menores que a frequência natural (ω_n) o ganho se mantém praticamente unitário (0 dB) para qualquer valor de ζ . Para valores de frequência em torno de ω_n o ganho apresenta valores diferentes à medida que o valor do coeficiente de amortecimento muda. A amplitude do ganho aumenta à medida que o valor do coeficiente de amortecimento diminui. A partir da frequência ω_n , as frequências ou harmônicas de ordem superior são atenuadas em -40 dB/dec. Em relação à fase, para valores de frequência menores que ω_n , a defasagem é praticamente nula. À medida que a frequência se aproxima de ω_n , a fase começa a ser

inserida no sistema passando de 0° para -180° rapidamente a medida que o valor da frequência se afasta de ω_n . Percebe-se que a variação de fase ocorre mais rápida para valores de ζ menores.

2.4 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Para que o controlador possa atuar no sistema é necessário que haja uma realimentação dos sinais de saída. Para um projeto mais confiável do sistema de controle, os sinais que são usados para fechar a malha do sistema devem representar com o máximo de fidelidade a variável a ser controlada. Geralmente sinais de tensão e/ou corrente na carga são realimentados. Contudo, esses sinais podem ser compostos por ruídos ou interferências externas nas mais variadas frequências. Além disso, a amplitude deste sinal pode não ser suportada pelas unidades de processamento, o que poderia danificar circuitos e/ou componentes do sistema. Para isso, o processo de condicionamento de sinal, que pode ser composto por várias etapas, deve estar presente no sistema a fim de adequar o sinal a ser controlado. A figura 11 apresenta um exemplo de sistema de condicionamento de sinais com suas etapas.

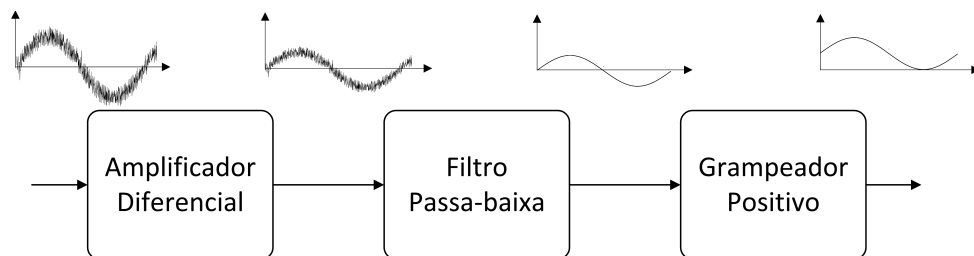


Figura 11: Sistema condicionador de sinais.

Através da figura 11 é possível perceber que a primeira etapa do condicionamento de sinais consiste de um amplificador diferencial. Ele mede a diferença de tensão sobre dois pontos do circuito e aplica um ganho de tensão neste sinal. Na segunda etapa tem-se um filtro passa-baixa a fim de atenuar frequências indesejáveis.

O circuito grampeador, na terceira etapa, tem como função adicionar um nível CC no sinal de entrada, fazendo com que o sinal de saída tenha apenas valores de tensão positivos. Essa etapa é essencial para o caso em que o microprocessador utilizado para no processo de controle não suporte níveis de tensões negativos.

Entre essas etapas é possível a presença de *buffers*, o qual trata-se de um amplificador operacional com ganho unitário utilizado para isolar as impedâncias dos circuitos, fazendo com que picos de tensão ou corrente na sua entrada sejam limitados não sendo transferidos para a saída graças a sua alta impedância de saída.

A figura 12 apresenta um circuito condicionador de sinais com todas as etapas apresentadas na figura 11.

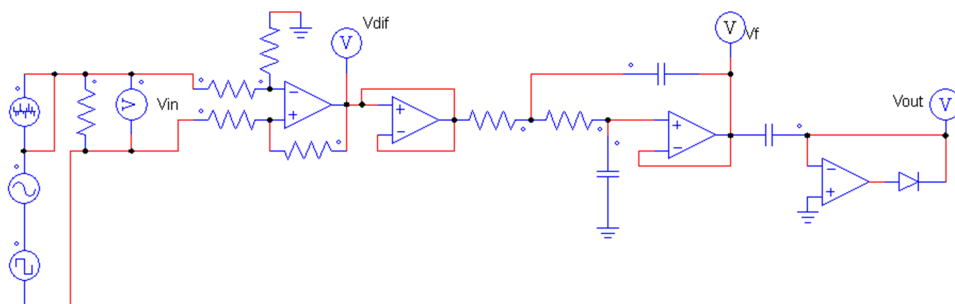


Figura 12: Circuito condicionador de sinais.

A tensão na carga foi simulada através de uma fonte de tensão senoidal com amplitude de $30 V_p$. Nesta tensão foi incluído sinais randômicos com 5% da amplitude da tensão na carga e um sinal de onda retangular com frequência de 6 kHz afim de simular ruídos devido a interferências externas e ao chaveamento responsável por gerar o sinal PWM respectivamente.

Projetou-se um filtro passa baixa de segunda ordem com frequência de corte de 1,5 kHz, fator de amortecimento de 0.8 e ganho unitário. Definiu-se esse valor de frequência para o filtro passa baixa pois trata-se de um valor no qual se encontra entre a frequência do sistema w_n e a frequência de chaveamento f_s .

A figura 13 apresenta os resultados obtidos através do circuito apresentado pela figura 12.

O sinal V_{in} , preto, representa a tensão na carga. Os sinais V_{dif} , em vermelho, e V_f , em azul, representam os sinais de tensão antes e depois da passagem pelo filtro. Uma fase no sinal de saída é inserida em relação ao sinal de entrada. Nota-se que os sinais V_{dif} e V_f estão atenuados em relação ao sinal V_{in} devido ao ganho de 0.042 atribuído pelo amplificador diferencial, ou seja, o sinal de tensão foi atenuado de $30 V_p$ para $1,25 V_p$.

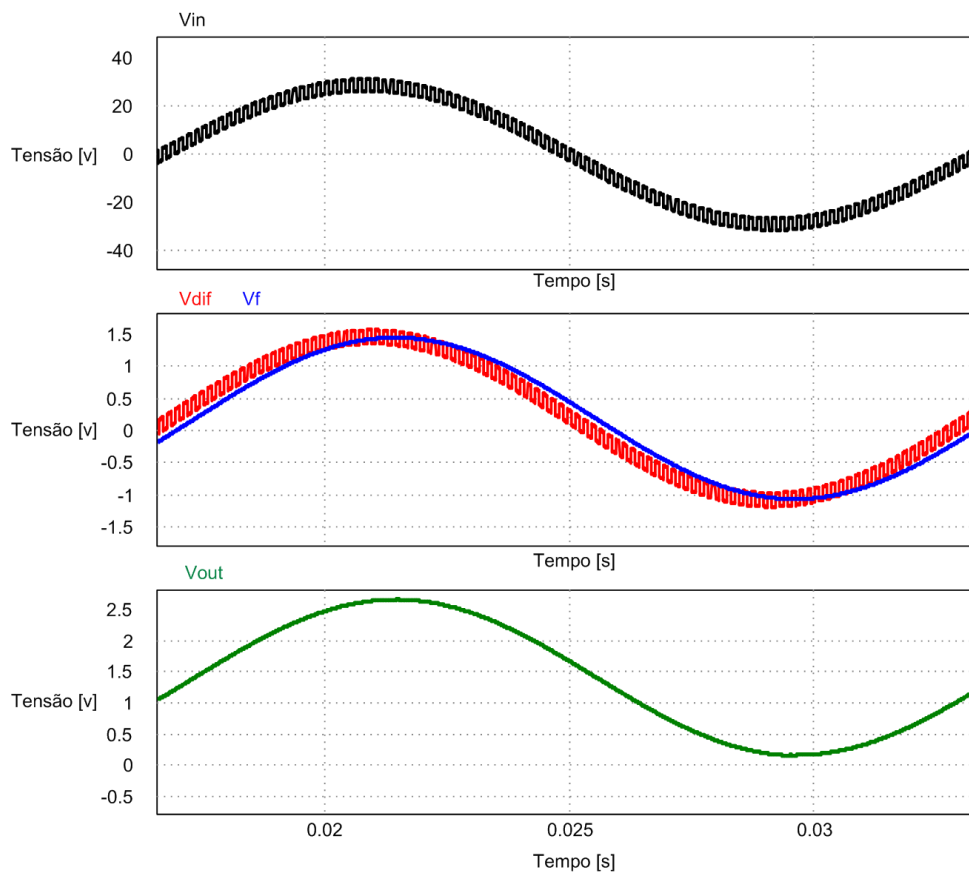


Figura 13: Simulação do circuito condicionador de sinais.

O sinal V_{out} , em verde, representa a tensão de saída do circuito condicionador de sinal. Devido ao acréscimo de uma componente CC o sinal V_{out} passa a ter somente componente positiva, embora mantenha o mesmo valor de pico a pico e forma de onda do sinal de entrada do grameador.

2.5 PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

O processamento digital de sinais tem algumas vantagens em relação ao processamento analógico. Os sinais digitais na grande maioria das vezes possuem maior imunidade a ruídos e interferências externas. Atualmente, devido aos avanços da tecnologia, os controladores podem ser melhor implementados através do uso de microprocessadores. Mas, embora haja algumas vantagens no processamento digital, os elementos analógicos ainda desempenham um papel fundamental em um processo a ser controlado (KUO, 1992).

Portanto, uma relação entre as formas de processamento do sinal deve ser estabelecida. Para isso, a etapa de conversão analógico digital é fundamental e deve ser bem analisada. Essa etapa é apresentada a seguir.

2.5.1 Conversor A/D

O sinal analógico a ser controlado deve ser convertido para um sinal digital através de um conversor analógico-digital (A/D). Este conversor transforma uma informação numérica contida em um sinal analógico em uma palavra codificada digitalmente.

O processo de conversão acontece através das operações apresentadas pela figura 14, ou seja, amostragem e retenção, do termo em inglês *Sample and Hold* (S/H), quantização e codificação. Neste trabalho serão abordadas somente as duas primeiras operações.

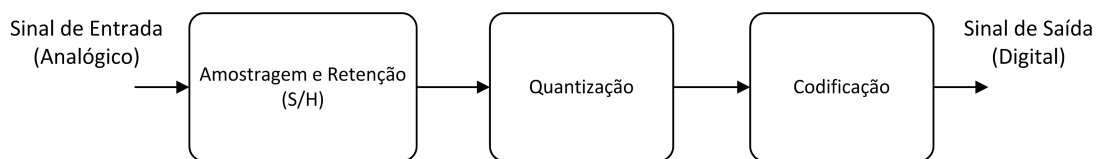


Figura 14: Operações de um conversor analógico-digital.
Fonte: Adaptado de (KUO, 1992).

Quando o sinal de entrada analógico é constante, o tempo de conversão não é significativo, visto que, ao final do processo de conversão, o valor do sinal amostrado inicialmente terá o mesmo valor ao final da conversão. Quando refere-se a um sinal variante no tempo, existem algumas implicações a respeito desse tipo de sinal (KUO, 1992).

Em Kuo (1992) é apresentado um exemplo a fim de esclarecer as implicações do tempo de conversão. Para este exemplo utiliza-se de um gráfico apresentado pela figura 15 o qual representa um sinal analógico hipotético.

A amostra V_x deve ser convertida em um valor digital. O tempo para que essa amostra seja convertida é T_c . Sendo assim, é possível que durante esse tempo o valor do sinal seja alterado, gerando, portanto, uma incerteza no valor amostrado durante esse período. Suponha-se que o valor de fundo de escala de V_x seja V_{fe} e o

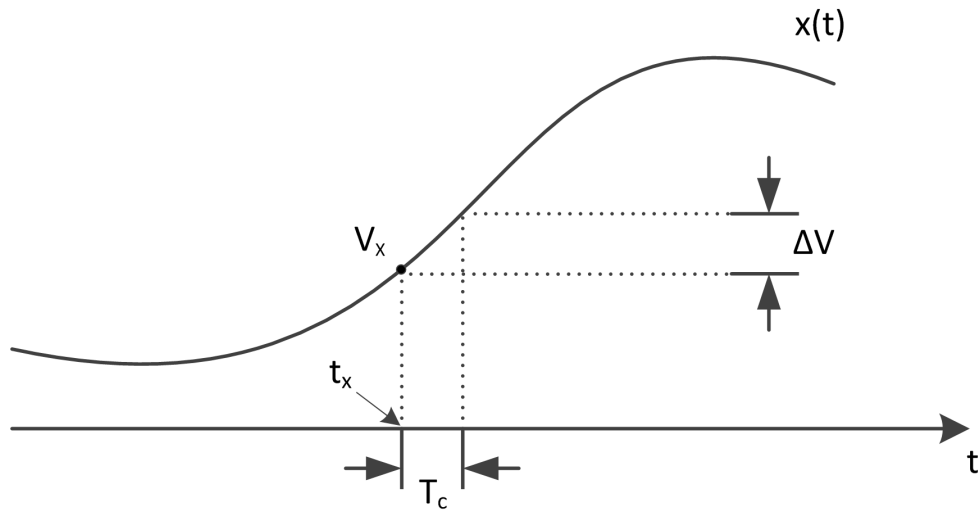


Figura 15: Tempo de conversão de um conversor A/D.

Fonte: Adaptado de (KUO, 1992).

conversor tenha uma resolução de 2^{-n} . A mudança de amplitude do sinal durante o tempo T_c pode ser expressa por

$$\Delta V \cong \frac{dx(t)}{dt} \cdot T_c, \quad \text{para } t = t_x \quad (21)$$

Para uma resolução de 2^{-n} ,

$$\frac{\Delta V}{V_{fe}} \leq 2^{-n} \quad (22)$$

Rearranjando 21 em 22 temos

$$\frac{dx(t)}{dt} \leq 2^{-n} \frac{V_{fe}}{T_c}, \quad \text{para } t = t_x \quad (23)$$

Ou seja, o lado esquerdo da expressão 23 representa o limite máximo da taxa de mudança de amplitude do sinal de entrada caso for mantido o valor de resolução em 2^{-n} .

Mas, como citado anteriormente, o problema com esse limite pode ser resolvido com o uso do S/H na entrada do conversor A/D, pois o S/H tem como função amostrar o sinal de entrada e reter até que o processo de conversão tenha sido finalizado.

Segundo Kuo (1992), pelo fato do processo de S/H ser realizado através do uso de componentes tais como chaves e capacitores, o processo de S/H está sujeito a imperfeições e erros. Portanto, através das figuras 16 e 17, faz-se uma análise dos tempos e erros envolvidos nesse processo.

Suponha-se que e_s seja um sinal de tensão qualquer.

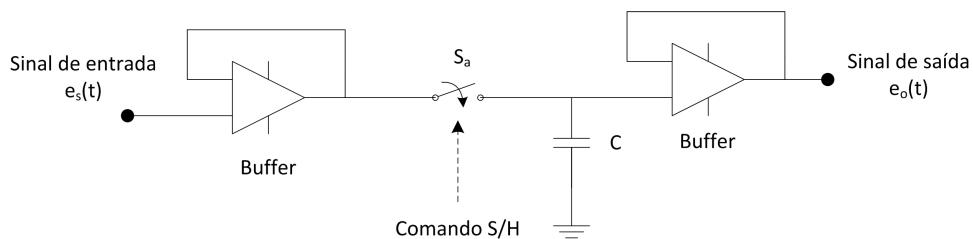


Figura 16: Processo de S/H representado por um circuito eletrônico.
Fonte: Adaptado de (KUO, 1992).

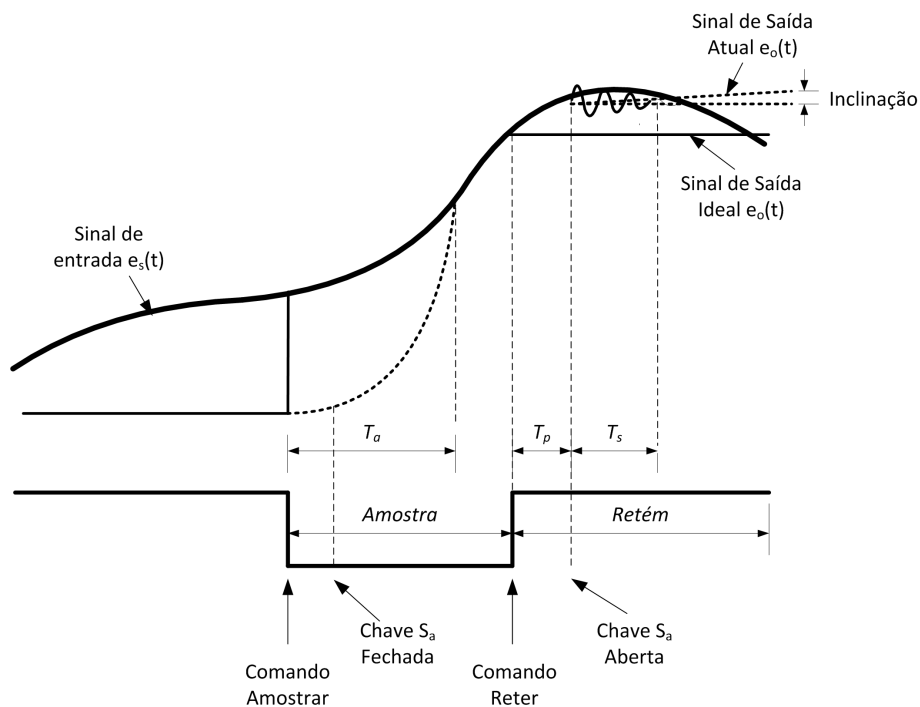


Figura 17: Entrada e saída de um sinal durante o processo de S/H.
Fonte: Adaptado de (KUO, 1992).

Embora o comando de amostragem seja enviado à chave S_a , a comutação da mesma não será instantânea, gerando um atraso. Após a chave estar fechada, o capacitor é carregado com o nível de tensão a ser amostrado. O tempo que o nível de tensão no capacitor demora para entrar e permanecer dentro de uma margem de erro

de $\pm 0,1\%$ do sinal de entrada é denominado de *Tempo de Aquisição* (T_a).

Após o comando de abertura ser enviado a chave, somente depois de um intervalo de tempo é que, de fato, a chave será aberta. Este intervalo é denominado de *Tempo de Abertura* (T_p).

No instante em que a chave é aberta, iniciando o processo de retenção, podem ocorrer oscilações no sinal a ser retido devido a capacitância no circuito. Essas oscilações são estabilizadas após um determinado tempo. O tempo que o sinal demora para entrar e permanecer dentro de uma margem de erro é denominado de *Tempo de estabilização* (T_s).

Por fim, para melhor definir a segunda operação do conversor A/D, segundo Kuo (1992), devemos pensar da seguinte maneira: se o número de *bits* de uma determinada palavra digital é finito, então, para que seja possível uma conversão A/D é necessário que se tenha uma resolução finita. Como a palavra digital pode assumir apenas um número finito de níveis, então o valor analógico é truncado dentro de um número digital. Todo esse processo é chamado de quantização.

2.5.2 Unidade central de processamento

Os sinais digitais são representados através de palavras digitais ou códigos. Essas palavras ou códigos são formadas por *bits*, os quais são pulsos que podem ter amplitude unitária ou nula. A exatidão dos processos digitais depende do número de *bits* usados para compor a palavra (KUO, 1992).

Por exemplo, o microcontrolador MSP430 da *Texas Instruments* tem a capacidade de trabalhar com palavras de 16 *bits*. No entanto, o microcontrolador TMS320, do mesmo fabricante, tem a capacidade de trabalhar com o dobro da capacidade, ou seja, com palavras de 32 *bits*.

Essas palavras, em processadores digitais, podem ser representas tanto em números de ponto-fixo como em números de ponto-flutuante.

Um número de ponto-fixo pode ser representado através da seguinte expressão

$$N = a_{n-1}2^{n-1} + \dots + a_22^2 + a_12^1 + a_02^0 + a_{-1}2^{-1} + a_{-2}2^{-2} + \dots + a_{-n+1}2^{-n+1} \quad (24)$$

onde os coeficientes a_i , $i = n - 1, \dots, 2, 1, 0, -1, -2, \dots, -n + 1$, são 0 ou 1. A parte da expressão 24 que contempla os índices $i \geq 0$ é formada por números inteiros e a outra parte, com índices $i < 0$, é formada por números fracionados. Números negativos podem ser representados através da indicação imposta pelo primeiro *bit* da palavra, isto é, zero para positivo e 1 para negativo.

A figura 18 apresenta um exemplo de palavra em números de ponto-fixo.

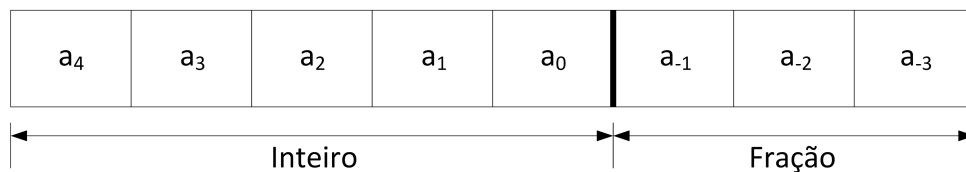


Figura 18: Representação de um número de ponto-fixo de 8 *bits* não inteiro.
Fonte: Adaptado de (KUO, 1992).

Uma desvantagem da representação em ponto-fixo é para o caso em que houver uma multiplicação entre dois números resultando em um valor muito alto, no qual não seja possível representar em uma palavra com a mesma quantidade de *bits* das palavras originais. Uma saída a fim de evitar esse problema é utilizar números de ponto-flutuante.

A expressão 25 representa um número de ponto-flutuante.

$$N = M \cdot 2^E \quad (25)$$

onde M , chamado de *mantissa*, representa os dígitos significativos e E representa o expoente do número N . A figura 19 apresenta um exemplo de número de ponto-flutuante.

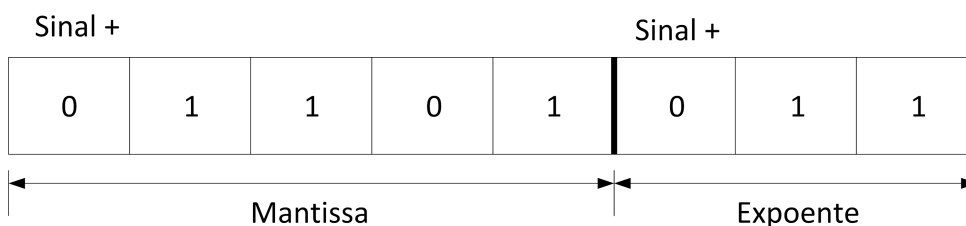


Figura 19: Representação de um número de ponto-flutuante de 8 *bits* não inteiro.
Fonte: Adaptado de (KUO, 1992).

Como indicado na figura 19, o *bit* mais significativo da *Mantissa* e do *Expoente* representam o sinal positivo ou negativo do número. Sempre haverá um ponto binário fictício após o *bit* de sinal da *Mantissa*.

Desta forma, utilizando a expressão 25, tem-se

$$N = 0.1101 \cdot 2^{11}$$

ou seja,

$$N = (1 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4}) \cdot 2^3 = 6.5$$

2.5.3 PWM

O sinal digitalizado, após ser processado pelo controlador e gerar uma ação de controle, é enviado para o *driver* sob a forma de pulsos PWM. A largura desses pulsos varia conforme a amplitude imposta pelo controlador, porém, a energia a ser entregue a planta naquele intervalo de amostragem (ou chaveamento) é a mesma do sinal original com amplitude variável.

Através da figura 20 percebe-se que para cada valor de amplitude $u(k)$ da ação de controle existe um sinal PWM de amplitude E relacionado e este valor dentro de um período T .

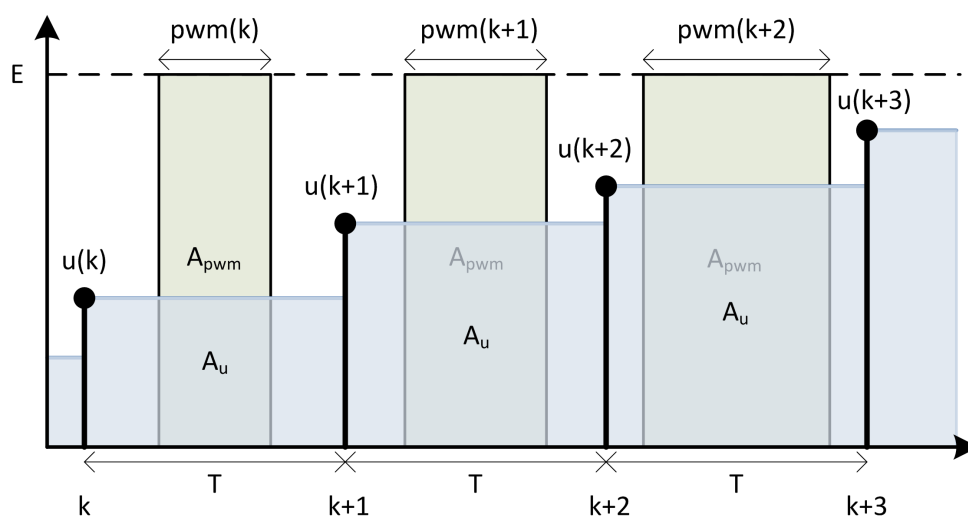


Figura 20: Relação entre sinal de controle e sinal PWM.

Para determinar a largura $pwm(k)$ considera-se que a área A_u equivale a

área A_{pwm} . Expressando matematicamente,

$$A_u = A_{pwm} \quad (26)$$

ou seja,

$$u(k) \cdot T = pwm(k) \cdot E \quad (27)$$

Desta forma, a largura do pulso PWM em função da amplitude de controle na amostra k é

$$pwm(k) = \frac{u(k) \cdot T}{E} \quad (28)$$

O sinal PWM é gerado na região central do período T a fim de amenizar os efeitos indesejáveis causados pela distorção harmônica.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os principais elementos que formam uma UPS e também as etapas relativas ao condicionamento de sinais, conversão A/D e processamento de sinais. Ainda, foi apresentada uma metodologia para cálculo da largura de pulso para modulação PWM do sinal de controle. Na sequência, capítulo 3, será apresentada uma das maneiras de implementar, e simular computacionalmente os estágios abordados neste capítulo.

3 IMPLEMENTAÇÃO, SIMULAÇÃO E ANÁLISE DA UPS EM MALHA ABERTA

Com a finalidade de analisar o comportamento de um inversor PWM em malha aberta, neste capítulo, serão implementadas rotinas de simulação para as referidas etapas e os gráficos dos resultados serão analisados.

Os valores dos componentes do filtro LC, a frequência natural do sistema, a frequência de amostragem, a tensão de referência e valor da carga R_1 já foram previamente definidos na seção 2.3.2. Definiu-se a frequência da tensão de saída do inversor em 60 Hz por ser a frequência padrão do sistema elétrico brasileiro. A tensão do barramento CC foi definida em um valor em torno de 33% acima do valor de pico da tensão de referência, ou seja, índice de modulação igual a 0,75, a fim de garantir uma margem segura de atuação do controlador. Para simular uma mudança de carga no sistema ou uma carga não linear faz-se necessário um segundo valor de carga, para isso, um valor de carga R_2 com o dobro da carga R_1 é adicionado na simulação. O ângulo de variação da carga foi definido em 85 graus, pois se encontra numa região próxima ao pico da senoide, resultado em uma maior influência na tensão. Para simulação considerou-se uma variação na tensão de entrada de 15%. Todos esses valores são apresentados na tabela 1.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Indutor	L	0,7	mH
Capacitor	C	100	uF
Frequência de amostragem	fs	6	kHz
Frequência fundamental	ff	60	Hz
Tensão de referência	Vref	30	Vp
Tensão de entrada	E	40	Vcc
Carga 1	R_1	17,7	ohm
Carga 2	R_2	35,4	ohm
Ângulo de variação da carga	ang	85	graus
Variação na tensão de entrada	ΔV_{cc}	15	%

Tabela 1: Parâmetros do sistema.

A implementação e as simulações foram realizadas com uso do *software*

```

1   Zr1=(1/(2*R1))*sqrt(L/C);
2
3   numr1=wn^2;
4   denr1=[1 2*Zr1*wn wn^2];
5
6   Gr1=tf(numr1,denr1);
7   Gdr1=c2d(Gr1,Ts/P);
8   [bdr1,adr1,Ts1]=tfdata(Gdr1,'v');

```

Quadro 3.1: Função de transferência do sistema.

MATLAB®. Este *software* trabalha com análise numérica, cálculo de matrizes, processamento de sinais e geração de gráficos através de uma programação de algoritmos de forma simples e estruturada.

3.1 DISCRETIZAÇÃO DA PLANTA

Com os valores do sistema definidos, iniciou-se então a construção do código para simulação (ver quadro 3.1). Primeiramente definiu-se a função de transferência $Gr1(s)$ do inversor com o valor da carga R_1 . Na sequência discretizou-se $Gr1(s)$ utilizando o método de discretização com *zero order holder*, realizado pelo *software* MATLAB através do comando *c2d*. Este método numérico de discretização possui melhor aproximação que o método *Forward* de Euler e ainda permite uma equação diferença recursiva, ou seja, em que $y(k+1)$ depende somente de valores nos instantes k ou anteriores ($k-1, k-2, \dots$) de y ou da entrada. O mesmo processo ocorre para a carga R_2 .

3.2 MODULAÇÃO PWM

O sinal PWM gerado na simulação é construído a partir da expressão 28 do capítulo dois. Porém, para simular um sistema contínuo, divide-se o período de cada amostra k em 100 pseudo-amostras através do uso de um contador, representado através da figura 21. Dessa forma, a simulação em tempo contínuo é realizada com uso de amostras kc através da seguinte equação

$$kc = k * 100 + cc, \quad \text{onde } cc = 1, 2, \dots, 100.$$

O código apresentado pelo quadro 3.2 apresenta uma forma de gerar o

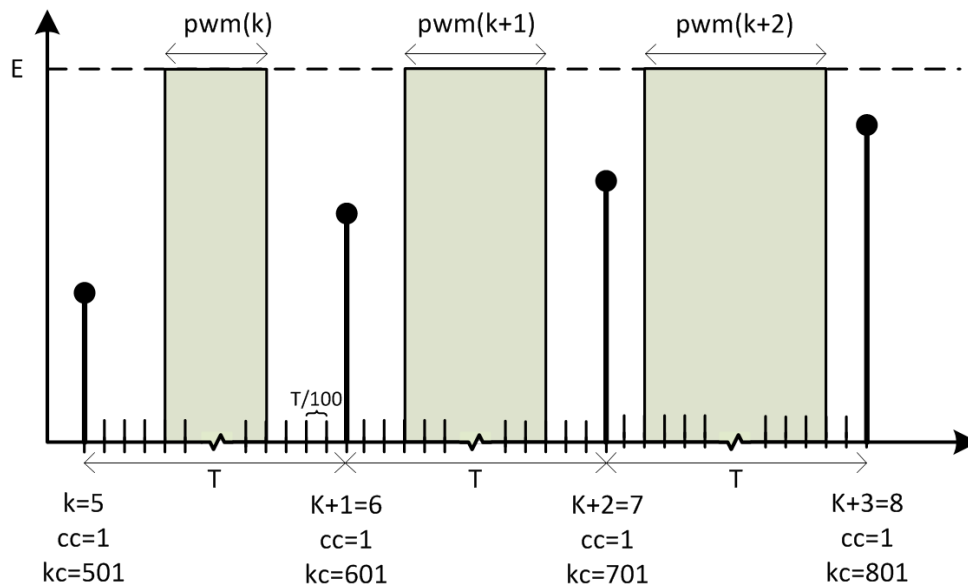


Figura 21: Geração de um sinal PWM super discretizado.

```

1      Vrd(k)=Vref*sin(w*td(k)); % Referência discreta, onde w=2*pi*ff
2      u(k)=Vrd(k);
3
4      P=100;
5      pwm = u(k)*P/E;
6          for cc=1:P
7              kc = k*P + cc;
8
9              % PWM centralizado
10             metade=abs(pwm/2);
11             lado1=P/2-metade;
12             lado2=P/2+metade;
13             if cc < lado1 || cc > lado2
14                 PWM(kc)=0;
15             else
16                 PWM(kc)=sign(pwm)*E;
17             end
18         end

```

Quadro 3.2: Sinal PWM centralizado

sinal apresentado pela figura 21.

O resultado do código do quadro 3.2 é apresentado pela figura 22.

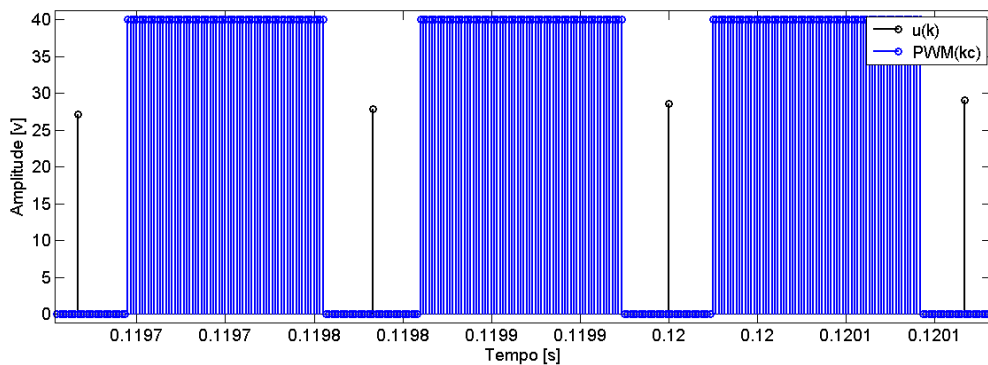


Figura 22: Sinal discreto $u(k)$ e sinal super discretizado $PWM(kc)$.

3.3 CARGA NÃO LINEAR

Para simular uma carga não linear foi considerado um dispositivo TRIAC em série com uma carga resistiva. O TRIAC é um componente eletrônico equivalente a dois retificadores controlados (SCR, do inglês *Silicon Controlled Rectifier*) ligados em antiparalelo e com o terminal de disparo. Este dispositivo resulta em uma chave bidirecional que pode conduzir a corrente elétrica nos dois sentidos. Com um pulso de acionamento pode-se controlar o início da condução do dispositivo em um ponto qualquer do ciclo de corrente alternada, o que permite controlar a porcentagem do ciclo que estará alimentando a carga. Uma vez disparado, o dispositivo continua a conduzir até que a corrente no ramo do circuito inverta o sentido, o que acontece na metade do ciclo de tensão no caso de uma carga resistiva. O TRIAC é muito utilizado em circuitos de baixa potência em aplicações como controles de potência para lâmpadas *dimmers*, controles de velocidade para ventiladores, chuveiros, entre outros.

Para simular um TRIAC realiza-se uma análise a partir da tensão do capacitor, da corrente do filtro LC e do gráfico apresentado pela figura 23.

Considere que, em um instante t_x , a carga é alterada de R_1 para R_2 . Dessa forma, a corrente de carga será alterada de V_0/R_1 para V_0/R_2 , sendo V_0 a tensão na carga. Reescrevendo as equações das correntes tem-se que, em t_x^- , a corrente no indutor é dada por

$$i_L^- = i_C^- + i_R^- \quad (1)$$

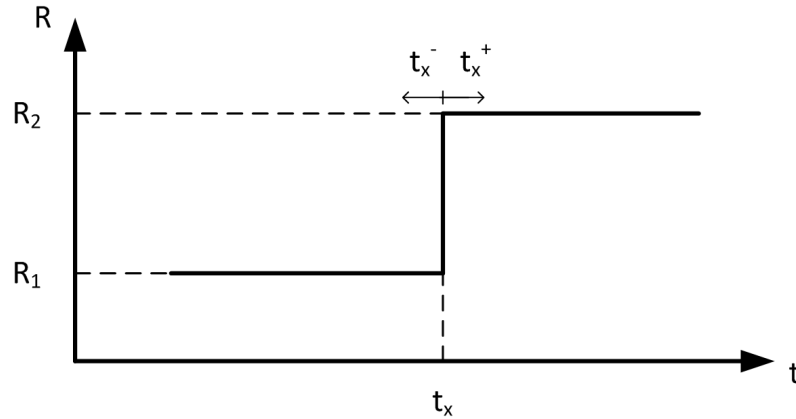


Figura 23: Comutação da carga R_1 para R_2 em t_x .

ou seja,

$$i_L^- = C \frac{dV_{o^-}}{dt} + \frac{V_{o^-}}{R_1} \quad (2)$$

No instante t_x^+ a equação torna-se

$$i_L^+ = i_C^+ + i_R^+ \quad (3)$$

ou seja,

$$i_L^+ = C \frac{dV_{o^+}}{dt} + \frac{V_{o^+}}{R_2} \quad (4)$$

Uma vez que a corrente no indutor não pode ser alterada instantaneamente, tem-se

$$i_L^- = i_L^+ \quad (5)$$

portanto,

$$C \frac{dV_{o^-}}{dt} + \frac{V_{o^-}}{R_1} = C \frac{dV_{o^+}}{dt} + \frac{V_{o^+}}{R_2} \quad (6)$$

Isolando-se a derivada de V_{o^+} tem-se

$$\frac{dV_{o^+}}{dt} = \frac{dV_{o^-}}{dt} + \frac{V_{o^-}}{R_1 C} - \frac{V_{o^+}}{R_2 C} \quad (7)$$

Discretizando a expressão 7 obtém-se

$$\frac{V_{o^+}(k) - V_{o^+}(k-\epsilon)}{T_s} = \frac{V_{o^-}(k)}{R_1 C} - \frac{V_{o^+}(k)}{R_2 C} + \frac{V_{o^-}(k) - V_{o^-}(k-\epsilon)}{T_s} \quad (8)$$

Uma vez que $V_{o^-}(k) = V_{o^+}(k)$ e que $V_{o^-}(k-\epsilon) = V_{o^+}(k-\epsilon)$ onde $\epsilon \rightarrow 0$,

```

1 h=0;
2 ang=85; % ang >0 e <180
3 inst=ang*((fs/ff)/2)/180; % instante de comutação da carga
4 dec=inst-floor(inst);
5 cont_aux=floor(dec*P);
6
7 bd=bdr1;
8 ad=adr1;
9 Rx=R1;
10
11 for cc=1:P
12     kc = k*P + cc; % k=1, 2, 3, ...
13
14     R(kc-1)=Rx;
15     if k == (floor(inst) + (fs/ff)/2*h)
16         if cc == cont_aux
17             Rx=R2;
18             yc(kc)=yc(kc)+Ts1*yc(kc)/C*(1/R2-1/R1);
19             bd=bdr1;
20             ad=adr1;
21         end
22     else if k == ((fs/ff)/2)*(h+1)
23         Rx=R1;
24         yc(kc)=yc(kc)+Ts1*yc(kc)/C*(1/R1-1/R2);
25         bd=bdr1;
26         ad=adr1;
27
28         h=h+1;
29     end
30 end
31 end

```

Quadro 3.3: Carga não linear

a expressão 8 pode ser reescrita como

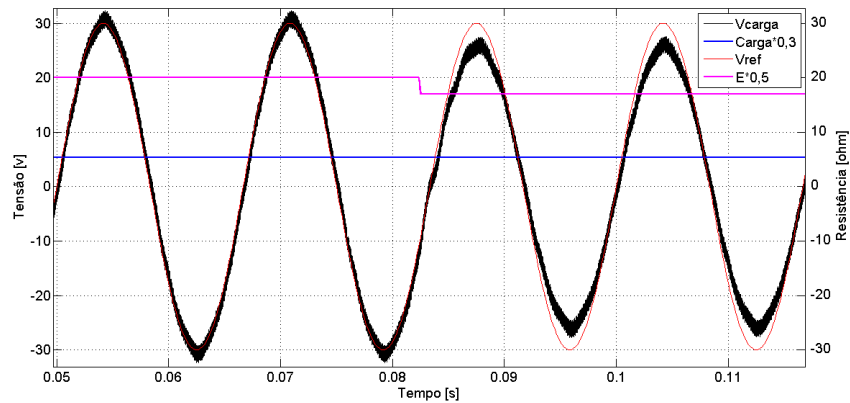
$$V_o^+(k) = V_o^-(k) + T_s \frac{V_o^-(k)}{C} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) \quad (9)$$

Ou seja, quando ocorre a comutação da carga, a tensão $V_o(k)$ deve ser recalculada para atualizar o valor para $V_o^+(k)$ a partir de $V_o^-(k)$. O quadro 3.3 apresenta o código para simulação da carga não linear onde $V_o(k) = y_c(kc)$.

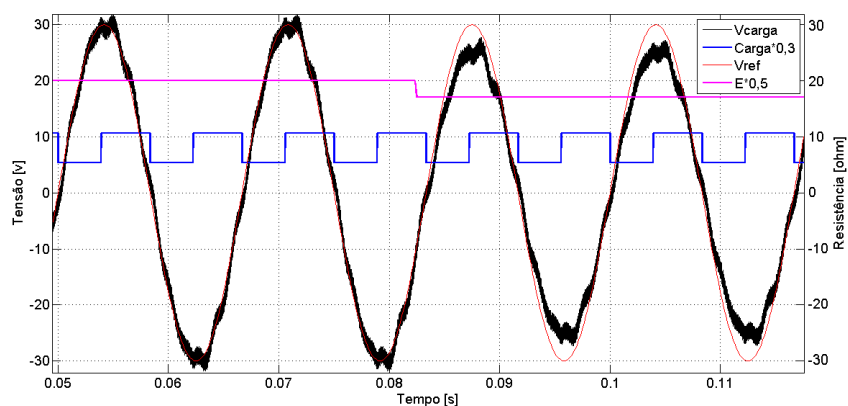
A partir disso simulou-se o sistema em malha aberta com carga linear e não linear a fim de verificar as consequências na tensão de saída como adição de fase devido a presença de um filtro LC no sistema, oscilações devido a carga não linear e variações no valor da tensão de alimentação.

Na figura 24(a) representa-se uma simulação com carga linear R_2 na qual

é perceptível uma leve inclusão de fase. Na figura 24(b) apresenta-se uma simulação com carga não linear com valores variando entre R_1 e R_2 .



(a) Carga Linear.



(b) Carga não linear.

Figura 24: Simulação do sistema em malha aberta com carga linear e carga não linear.

Percebe-se que a tensão na carga V_{carga} é bastante afetada devido a variação da resistência da carga. Em ambas as simulações, após ocorrer uma variação na tensão de entrada E , percebe-se que V_{carga} permanece com uma tensão abaixo da tensão de referência V_{ref} .

A figura 25 apresenta em detalhe o efeito na tensão de saída devido a variação da carga.

A tensão E e o sinal $Carga$, o qual representa a resistência da carga, foram multiplicados por 0.5 e 0.3 respectivamente a fim de evidenciar melhor no gráfico os

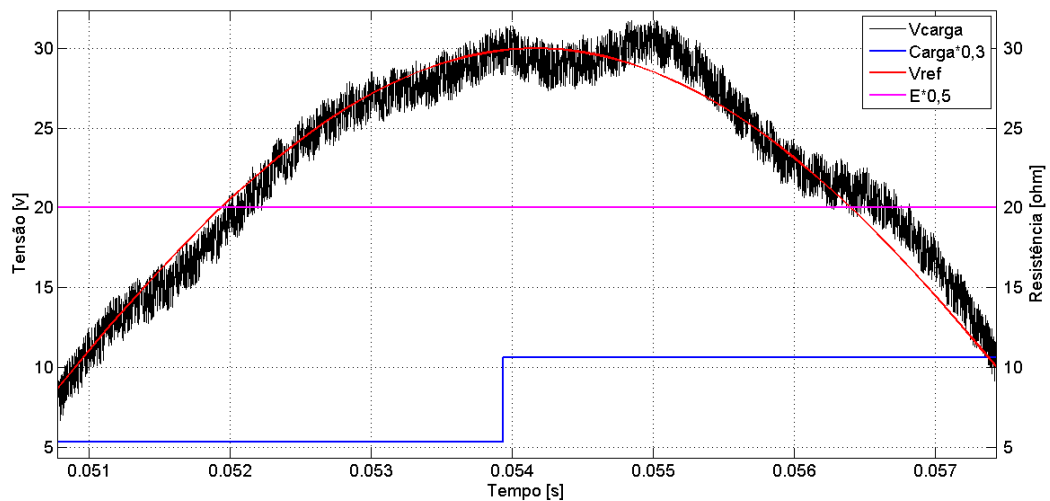


Figura 25: Efeito na tensão de saída devido a variação da carga.

instantes de variação.

Devido aos efeitos indesejáveis na tensão da carga apresentados pelas simulações em malha aberta é que justifica-se o uso de um controlador. O controlador tem como objetivo diminuir, de forma satisfatória, tais efeitos.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados códigos para simulação computacional das etapas apresentadas no capítulo 2 e um código para simular uma carga não linear. Realizou-se a simulação do inversor PWM em malha aberta. Uma análise foi realizada a partir das respostas destas simulações. Na sequência, capítulo 4, será apresentado o CMD e um método de projeto do CMDTD.

4 CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES

Um grande número de técnicas de controle têm sido aplicadas a inversores PWM, como PID, *deadbeat*, repetitivo, entre outras. Neste contexto, o CMD tem ocupado lugar de destaque por diversas características interessantes, como robustez e velocidade de resposta. A seguir é apresentada a técnica CMD e detalhes da implementação desta técnica para controle de inversores PWM.

4.1 INTRODUÇÃO

A técnica de CMD é considerada, segundo Utkin (2004), como uma das ferramentas mais eficientes em projetos de controladores robustos para plantas com dinâmica complexa, não linear, de ordem elevada e operando sob condições cujos parâmetros são variantes no tempo. A extinta União Soviética foi a grande propulsora das pesquisas nesta área tendo iniciado seus trabalhos a mais de 40 anos e desde então esta metodologia vem sendo estudada por um grande número de pesquisadores internacionais.

Ainda segundo Utkin (2004), esta técnica se destaca devido a baixa sensibilidade a variações de parâmetros e distúrbios, tornando menos necessário um modelo mais exato da planta a ser controlada. Graças a facilidade de implementação em conversores de potência o controle por modos deslizantes é estudado e aplicado por muitos centros de pesquisas e indústrias nos problemas em áreas tais como robótica, controle de processos, geradores elétricos e veículos.

Para Gao *et al.* (1995), a trajetória de estado desejado de um sistema por modos deslizantes em tempo discreto deve ter as seguintes particularidades:

1. Partindo de um estado inicial, a trajetória deslizará através de uma superfície de deslizamento e cruzará a mesma em um tempo finito.
2. Após a trajetória ter cruzado a superfície de deslizamento, a mesma repetirá esta ação novamente, resultando em uma trepidação sobre a superfície.

3. Esta trepidação diminuirá a cada passo até entrar e permanecer dentro de uma vizinhança especificada.

Em sistemas dinâmicos regidos por equações diferenciais ordinárias pode-se encontrar o fenômeno "Modo Deslizante". Considere, por exemplo, o seguinte sistema de segunda ordem dado pela equação diferencial

$$\ddot{x} + a_2\dot{x} + a_1x = u \quad (1)$$

onde $u = -M \text{sign}(s)$, $s = cx + \dot{x}$, e a_1 , a_2 , M e c são constantes.

É possível que a entrada de controle M tenha apenas dois valores: positivo ou negativo, e sofra uma descontinuidade na linha reta $s = 0$ no espaço de estados (x, \dot{x}) apresentado pela figura 26.

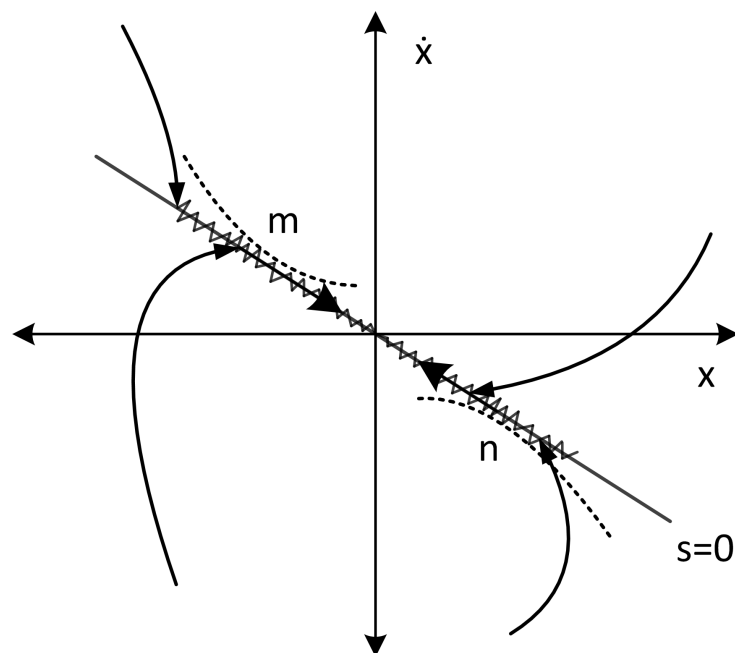


Figura 26: Modo deslizante do sistema para o caso em que $a_1 = a_2 = 0$.

Através da análise desse espaço de estados (figura 26) percebe-se que, em uma vizinhança m e n da linha $s = 0$, a trajetória segue em direções opostas, se comportando como um modo deslizante ao longo da linha. A equação desta linha apresentada pela expressão 2 pode ser interpretada como a equação do modo deslizante (UTKIN, 2004).

$$\dot{x} = -cx \quad (2)$$

Percebe-se que a ordem da equação é menor do que a ordem do sistema original. O modo deslizante não depende da dinâmica da planta sendo determinada apenas pelo parâmetro c .

A técnica de CMD pode ser trabalhada tanto em tempo contínuo denominado de Controle por Modos Deslizantes em Tempo Contínuo (CMDTC) como em tempo discreto denominado de Controle por Modos Deslizantes em Tempo Discreto (CMDTD). Quando trabalha-se em tempo contínuo deve-se levar em conta o número de componentes eletrônicos utilizados sendo maior quando comparado com o modo em tempo discreto, tornando-se uma implementação mais complexa fisicamente. Consequentemente este sistema estaria mais facilmente sujeito a falhas de algum dos componentes. Com o avanço da tecnologia dos DSPs, técnicas digitais de controle estão ganhando espaço em todo lugar (GUO; ZHANG, 2002; JUNG; TZOU, 1993).

Para Guo e Zhang (2002), Jung e Tzou (1996), Gao *et al.* (1995) e Park (2000), o uso de técnicas digitais pode otimizar alguns problemas referente a utilização do CMDTC. Entretanto o CMDTD não pode ser obtido diretamente através do CMDTC. Devido ao processo de amostragem o sistema em malha fechada pode tornar-se instável. Assim, o projeto de um CMDTD é realizado já no domínio de tempo discreto de forma a incluir a característica de *chattering* associado ao processo de amostragem, garantindo que o sistema atue na banda de deslizamento, ou seja, dentro de uma vizinhança da superfície de deslizamento.

Os componentes responsáveis pela comutação tem um limite físico na sua comutação, ou seja, trabalham com uma frequência finita de chaveamento. Portanto, esse fato faz com que seja inserido uma trepidação na ação de controle sobre a superfície de deslizamento. Esse fenômeno indesejado denominado de *chattering* pode inserir no sistema componentes de alta frequência, podendo levar o sistema a uma instabilidade (RIBEIRO, 2006).

Segundo Utkin e Lee (2006), o *chattering* pode ser introduzido no sistema de duas formas: através da rápida dinâmica do sistema não considerada no modelo ideal e também pelo uso de controladores digitais que trabalham com uma frequência finita.

Para Ribeiro (2006), uma das soluções para minimizar este problema é fazer com que o controle possa trabalhar dentro de uma vizinhança da superfície de deslizamento, ou seja, o controlador não é restrito para atuar somente sobre a superfície de deslizamento. Mas Schirone *et al.* (2012) propôs um método de projeto no qual elimina o efeito *chattering* através de uma simplificação das leis de controle abordadas por Gao *et al.* (1995).

4.2 MODELAMENTO MATEMÁTICO

Definindo a superfície S semelhante a expressão 2, ou seja, $\dot{S} = -QS$, e aplicando a discretização de Euler, obtém-se

$$S(k+1) = (1-Q)S(k) - \epsilon_c \text{sign}(S(k)) \quad (3)$$

onde a superfície de deslizamento é dada por $S(k) = 0$, $Q > 0$ é o parâmetro de convergência sendo $(1-Q) > 0$, e ϵ_c é um parâmetro positivo.

A modificação que Schirone *et al.* (2012) faz na expressão 3 é $\epsilon_c = 0$ zerando o termo que contém a função $\text{sign}(S(k))$ o qual é o responsável pela introdução de *chattering*. A expressão 3 é reduzida a:

$$S(k+1) = (1-Q)S(k) \quad (4)$$

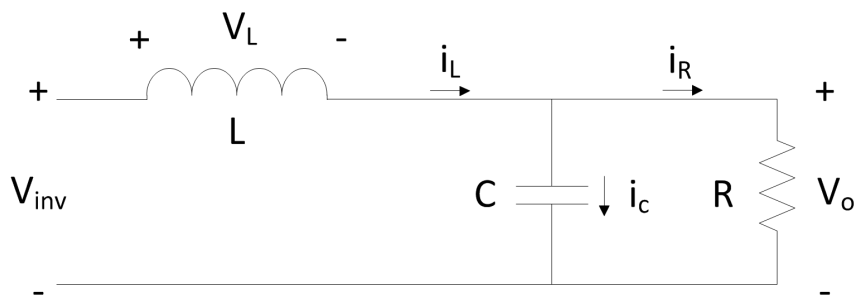


Figura 27: Inversor PWM.

Através do equacionamento do circuito apresentado pela figura 27 é possível obter as expressões que serão utilizadas no controle da planta.

A primeira expressão é dada pelo erro da tensão medida em relação à referência. Ou seja,

$$x_1(t) = V_{ref}(t) - \beta V_o(t) \quad (5)$$

onde β é o ganho atribuído a tensão de saída para que esteja dentro dos limites de tensão aceitáveis pelo conversor A/D e V_{ref} é o sinal de referência dado por

$$V_{ref} = A_{ref} \sin(2\pi f t + \phi)$$

Derivando a expressão 5 obtém-se

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) = \dot{V}_{ref}(t) - \beta \frac{i_C}{C} \quad (6)$$

Considera-se que

$$i_C(t) = i_L(t) - i_R(t) = \int \frac{V_L(t)}{L} dt - \frac{V_o(t)}{R}$$

e

$$V_L(t) = u(t)V_{cc} - V_o(t)$$

Reescrevendo a expressão 6 tem-se

$$x_2(t) = \dot{V}_{ref}(t) - \frac{\beta}{C} \left[\int \frac{u(t)V_{cc} - V_o(t)}{L} dt - \frac{V_o(t)}{R} \right] \quad (7)$$

Através da propriedade distributiva a expressão 7 é reescrita como

$$x_2(t) = \dot{V}_{ref}(t) + \frac{\beta V_o(t)}{CR} - \frac{\beta}{CL} \int [u(t)V_{cc} - V_o(t)] dt \quad (8)$$

Derivando a expressão 8 tem-se

$$\dot{x}_2(t) = \ddot{V}_{ref}(t) + \frac{\beta i_C}{C^2 R} - \frac{\beta}{CL} [u(t)V_{cc} - V_o(t)] \quad (9)$$

Reescrevendo a expressão 9 tem-se

$$\dot{x}_2(t) = \ddot{V}_{ref}(t) + \frac{1}{CR} \frac{\beta}{C} \left[\frac{1}{L} \int (u(t)V_{cc} - V_o(t)) dt - \frac{V_o(t)}{R} \right] - \frac{\beta}{CL} [u(t)V_{cc} - V_o(t)] \quad (10)$$

Como

$$\frac{\beta}{C} \left[\frac{1}{L} \int (u(t)V_{cc} - V_o(t)) dt - \frac{V_o(t)}{R} \right] = x_2(t) + \dot{V}_{ref}$$

e

$$V_o(t) = \frac{-x_1(t) + V_{ref}}{\beta}$$

portanto,

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{1}{CL}x_1(t) - \frac{1}{CR}x_2(t) - \beta\frac{V_{cc}}{CL}u(t) + g(t) \quad (11)$$

sendo que

$$g(t) = \frac{1}{CL}V_{ref}(t) + \frac{1}{CR}\dot{V}_{ref}(t) + \ddot{V}_{ref} \quad (12)$$

Como $u(t) = 2d(t) - 1$ é o sinal de controle e sabendo que a largura de pulso do sinal PWM pode variar de 0 a 1 pode-se afirmar que

$$-1 \leq u(t) \leq 1 \quad (13)$$

Discretizando as equações 5 e 11 usando o método de *Euler* se obtém

$$\begin{aligned} x_1^*(k+1) &= x_1^*(k) + T_s x_2^*(k) \\ x_2^*(k+1) &= \alpha x_1^*(k) + \eta x_2^*(k) + \delta u^*(k) + T_s g^*(k) \end{aligned} \quad (14)$$

onde $T_s = 1/f_s$ é o período de amostragem e

$$\begin{aligned} \alpha &= -\frac{T_s}{CL} \\ \eta &= 1 - \frac{T_s}{CR_L} \\ \delta &= -\frac{T_s \beta V_{cc}}{CL} \end{aligned} \quad (15)$$

Segundo Schirone *et al.* (2012) um controle com compensação *feedforward* seria suficiente para obter um erro de estado estacionário nulo, entretanto, uma ação integral é introduzida no controlador a fim de tornar o sistema mais robusto em relação as variações de parâmetros. Desta forma um estado x_3^* é também considerado para incluir a integral do erro no sistema de controle, ou seja,

$$x_3^*(k+1) = x_3^*(k) + T_s x_1^*(k) \quad (16)$$

Das expressões 14 e 16 pode-se definir um vetor de estados z como

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3^* \\ z_2 &= x_1^* \\ z_3 &= x_2^* \end{aligned} \quad (17)$$

Um sistema de espaço de estados pode então ser reescrito como

$$z(k+1) = Az(k) + bu^*(k) + pg^*(k) \quad (18)$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & \alpha & \eta \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \delta \end{bmatrix}, \quad p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_s \end{bmatrix} \quad (19)$$

Considerando a superfície

$$S(k) = c_1 z_1(k) + c_2 z_2(k) + z_3(k) = c^T z(k) = 0 \quad (20)$$

onde

$$c^T = [c_1 \quad c_2 \quad 1]$$

Desde que $z(k)$ deve ser direcionada para a superfície de deslizamento de acordo com a aproximação feita na expressão 4 então

$$S(k+1) - S(k) = c^T z(k+1) - c^T z(k) \quad (21)$$

Substituindo a expressão 18 na expressão 21 tem-se

$$S(k+1) - S(k) = c^T Az(k) + c^T bu^*(k) + c^T pg^*(k) - c^T z(k) \quad (22)$$

Rearranjando a expressão 4 e substituindo na expressão 22 tem-se

$$c^T Az(k) + c^T bu^*(k) + c^T pg^*(k) - c^T z(k) = -Qc^T z(k) \quad (23)$$

A partir da expressão 23 é possível obter a lei de controle. Para isso basta isolar $u^*(k)$ obtendo-se

$$u^*(k) = -(c^T b)^{-1} [c^T A z(k) + c^T p g^*(k) - (1 - Q) c^T z(k)] \quad (24)$$

Segundo Gao *et al.* (1995) e Schirone *et al.* (2012), os parâmetros c_1 e c_2 são determinados a partir da expressão da superfície de deslizamento $S(k) = 0$. Portanto, partindo da expressão 20 tem-se

$$z_3(k) = -c_1 z_1(k) - c_2 z_2(k) \quad (25)$$

Reescrevendo a expressão 18 na forma extensa obtém-se os seguintes termos: $z_1(k+1)$ e $z_2(k+1)$. Temos que

$$\begin{bmatrix} z_1(k+1) \\ z_2(k+1) \\ z_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & \alpha & \eta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \\ z_3(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \delta \end{bmatrix} u^*(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_s \end{bmatrix} g^*(k) \quad (26)$$

ou seja,

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= z_1(k) + z_2(k) T_s \\ z_2(k+1) &= z_2(k) + z_3(k) T_s \end{aligned} \quad (27)$$

Substituindo a expressão 25 em 27 obtém-se

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= z_1(k) + z_2(k) T_s \\ z_2(k+1) &= z_2(k) - (c_1 z_1(k) + c_2 z_2(k)) T_s \end{aligned} \quad (28)$$

Rearranjando a expressão 28 e escrevendo na forma matricial tem-se

$$\begin{bmatrix} z_1(k+1) \\ z_2(k+1) \end{bmatrix} = \bar{A} \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \end{bmatrix} \quad (29)$$

onde

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ -T_s c_1 & 1 - T_s c_2 \end{bmatrix} \quad (30)$$

Ou seja, para garantir que o estado do sistema restrito pela superfície $s(k) = 0$ convirja para a origem, os parâmetros c_1 e c_2 devem ser definidos de tal forma a garantir que os autovalores da matriz \bar{A} estejam dentro de um círculo unitário

(SCHIRONE *et al.*, 2012).

Tan *et al.* (2008) propõem que os parâmetros c_1 e c_2 sejam definidos em função da frequência natural do sistema compensado em malha fechada e do coeficiente de amortecimento do sistema compensado em malha fechada. Ainda, no referido trabalho, os parâmetros são definidos a partir de um sistema contínuo de segunda ordem apresentado pela expressão 31.

$$\dot{z}_c(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -w_{nc}^2 & -2\zeta_c w_{nc} \end{pmatrix} z_c(t) \quad (31)$$

Discretizando a expressão 31 através do método de *Euler* se obtém

$$\dot{z}_d(k) = Ad \cdot z_d(k) \quad (32)$$

onde

$$Ad = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ -w_{nc}^2 T_s & 1 - 2\zeta_c w_{nc} T_s \end{bmatrix}$$

Portanto, comparando os termos das matrizes \bar{A} e Ad é possível perceber que os parâmetros c_1 e c_2 são

$$\begin{aligned} c_1 &= w_{nc}^2 \\ c_2 &= 2\zeta_c w_{nc} \end{aligned} \quad (33)$$

Com $w_{nc} > 0$ e $0 < \zeta_c < 1$.

Ao invés de utilizar-se um estimador (x_2^* da expressão 14) para se determinar o valor da derivada do erro é possível calculá-la diretamente através da medição da tensão e da comparação com a referência em amostras consecutivas, ou seja,

$$x_2^*(k) = \frac{x_1^*(k) - x_1^*(k-1)}{T_s} \quad (34)$$

Dessa forma, o projeto do controlador está finalizado. Porém, a fim de evidenciar os ganhos que estão envolvidos na lei de controle $u^*(k)$ a expressão 24 será reescrita de outra forma.

Colocando em evidência os termos c^T e $z(k)$ e multiplicando o termo $1 - Q$ pela matriz identidade I , a fim de manter a mesma ordem das matrizes, obtém-se

$$u^*(k) = -(c^T b)^{-1} c^T [(A - (1 - Q)I)z(k) + pg^*(k)] \quad (35)$$

Como definido anteriormente pela expressão 17, $z(k)$ é um vetor coluna composto por x_3^* , x_1^* e x_2^* , ou seja, pela integral do erro, o erro e a derivada do erro respectivamente. A atribuição de uma simbologia específica para cada termo deste vetor é sugerida, deixando mais evidente o que cada valor de x representa. Portanto, $z(k)$ é representado da seguinte maneira

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3^* = \sum e \\ z_2 &= x_1^* = e \\ z_3 &= x_2^* = \Delta e \end{aligned}$$

Desta forma, a parcela entre colchetes da expressão 35 é escrita como

$$\left(\begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & \alpha & \eta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1-Q & 0 & 0 \\ 0 & 1-Q & 0 \\ 0 & 0 & 1-Q \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} \sum e(k) \\ e(k) \\ \Delta e(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_s g^*(k) \end{bmatrix} \quad (36)$$

Resolvendo a expressão 36 (desconsiderando os termos $T_s e(k)$ e $T_s \Delta e(k)$ por terem valores desprezíveis em relação aos termos a serem somados) e substituindo na expressão 35 obtém-se

$$u^*(k) = -(c^T b)^{-1} [P + I + D + ff] \quad (37)$$

onde

$$\begin{aligned} P &= c_2 Q e(k) \\ I &= c_1 \sum e(k) Q \\ D &= \alpha e(k) + (\eta - 1 + Q) \Delta e(k) \\ ff &= T_s g^*(k) \end{aligned}$$

Ou seja, a lei de controle projetada neste trabalho se assemelha a um controlador PID com parcela *feedforward*. Os parâmetros c_1 , c_2 e Q contribuem de forma significativa nos valores dos ganhos P e I.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados uma introdução ao CMD e o modelamento matemático de um CMDTD. No capítulo cinco será projetado o CMDTD. Os parâmetros utilizados pelo controlador serão definidos e na sequência serão realizadas simulações computacionais do inversor PWM em malha fechada.

5 RESULTADOS

5.1 INTRODUÇÃO

A partir do projeto do inversor PWM desenvolvido no capítulo dois, das rotinas de simulação do capítulo três e do controlador CMDTD discutido e projetado no capítulo quatro, na sequência será realizada a implementação e simulação deste controlador. Serão definidos os parâmetros do controlador e também a análise do mesmo para controle da tensão de saída do inversor, sujeito a cargas lineares, cargas não lineares e distúrbios na tensão de alimentação, além da presença de ruído de medida. Será também realizada a comparação com um controlador PID para diferentes situações de operação.

Como visto anteriormente, a tensão a ser controlada passa por alguns estágios antes de ser enviado ao processador para realizar a ação de controle. Portanto, esses estágios foram simulados a fim de representar um sistema mais próximo da realidade.

5.2 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS

A banda de controle é determinada pela frequência natural do sistema compensado em malha fechada. Para isso deve-se determinar a frequência limite de atuação w_{nc} do controlador. Através da figura 10 percebe-se que, se a frequência do controlador w_{nc} for definida em um valor próximo a frequência do sistema w_n , o controlador será influenciado pelo ganho do filtro LC. Portanto, definiu-se w_{nc} como sendo a metade de w_n . Nessa região a influência dos ganhos e a adição de fase do filtro LC são muito menores em relação ao caso citado anteriormente.

Através da expressão 33 é possível perceber que o parâmetro c_2 está diretamente ligado ao coeficiente de amortecimento do sistema compensado em malha fechada ζ_c . Para determinação deste parâmetro foi considerada uma resposta rápida, ainda que com *overshoot*, e com rápida transição de fase, com pequena influência em frequências menores que w_{nc} . Assim, $\zeta_c = 0.4$ é um valor adequado que resulta em

boa resposta a distúrbios e permite que o sistema siga uma referência senoidal.

O parâmetro Q é responsável por determinar a velocidade de convergência do sistema através da superfície $S(k) = 0$. Através de simulações é possível perceber que quanto mais próximo do valor unitário maior é a velocidade de convergência, porém, mais acentuadas são as oscilações impostas ao sistema. Portanto, deve haver um compromisso entre estabilidade e velocidade de resposta. Assim, um valor em torno de 0,5 é frequentemente utilizado. Neste trabalho, após simulações, concluiu-se que, para o sistema simulado, um valor de $Q = 0.3$ resultaria em uma resposta mais adequada.

Portanto, as simulações do sistema em malha fechada são realizadas com os parâmetros apresentados anteriormente na tabela 1 e na tabela 2 a seguir.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Freq. natural do sist. comp. em malha aberta	w_{nc}	$w_n * 0.5$
Taxa de convergência	Q	0.3
Coef. de amortecimento do sist. comp. em malha fechada	ζ_c	0.4

Tabela 2: Parâmetros do controlador.

5.3 SIMULAÇÕES

Através da figura 3 é possível perceber que o sinal de entrada no controlador é proveniente de um bloco denominado circuito condicionador. O sinal que é obtido na saída no inversor e enviado ao controlador deve estar livre de ruídos a fim de evitar uma ação indesejada no controle, para isso faz-se necessário um filtro adicional neste bloco. Um filtro passa baixa de segunda ordem com uma frequência de 1.5 kHz e um coeficiente de amortecimento de 0.8 é suficiente para eliminar tais ruídos. Esse filtro é simulado através do código apresentado pelo quadro 5.1

Através do código apresentado pelo quadro 5.2 insere-se no sinal de saída $y_c(kc + 1)$ um ruído $n(kc + 1)$ com 5% da amplitude do sinal de referência, o qual representa as interferências externas. O sinal $y_{mf}(kc + 1)$ representa o sinal filtrado.

A figura 28 apresenta uma comparação entre $y_{cn}(kc + 1)$ e $y_{mf}(kc + 1)$. É possível perceber que o sinal após o filtro está com muito menos ruídos quando comparado com o sinal antes do filtro.

```

1 %% Filtro passa baixa de 2° ordem
2 f=1500;
3 Zf=0.8;
4 wnf=f*2*pi;
5 numf=wnf^2;
6 denf=[1 Zf*wnf wnf^2];
7 Gf=tf(numf,denf);
8 Gdf=c2d(Gf,Ts/P);
9 [bdf,adf,Ts1]=tfdata(Gdf,'v');

```

Quadro 5.1: Filtro de segunda ordem para aquisição do sinal a ser controlado

```

1 ycn(kc+1)=-ad(2)*yc(kc)-ad(3)*yc(kc-1)+bd(2)*PWM(kc)+bd(3)*PWM(kc-1);
2 n(kc)=Vref*0.05*(2*rand(1)-1); % ruído com 5% da referência
3 ycn(kc+1)=yc(kc+1)+n(kc); % saída com ruído
4 ymf(kc+1)=-adf(2)*ymf(kc)-adf(3)*ymf(kc-1)+bdf(2)*ycn(kc)+
5 bdf(3)*ycn(kc-1); % saída com ruído filtrado

```

Quadro 5.2: Sinal de saída com ruído e filtragem

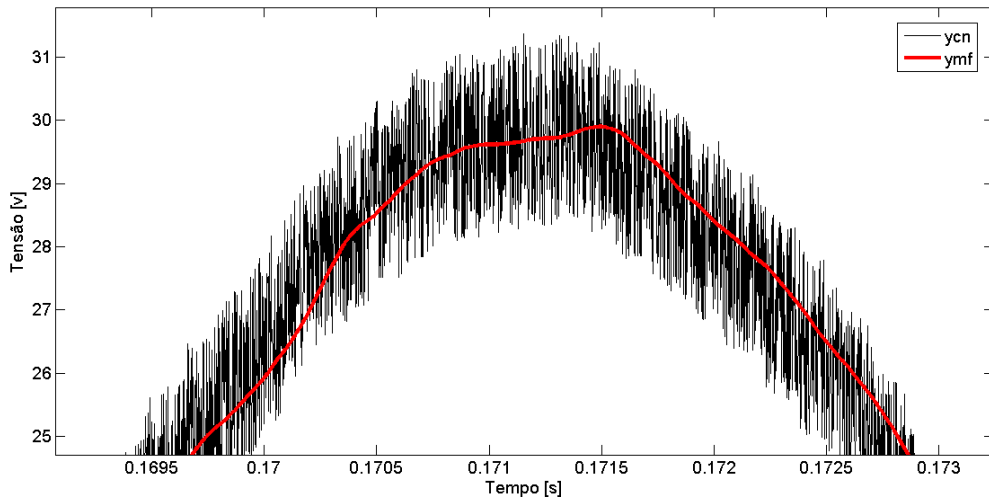


Figura 28: Comparação entre o sinal ycn antes e depois da passagem pelo filtro.

Após o sinal ser filtrado, o mesmo deve ser atenuado a tensões adequadas para o microcontrolador. O código apresentado pelo quadro 5.3 simula um grameador juntamente com um conversor A/D de 10 bits.

A figura 29 apresenta uma comparação entre o sinal $ymf(kc + 1)$ e o sinal $ym-AD(kc + 1)$. O efeito escada representando um sinal discreto é resultante da ação

```

1 Emax=45; % Tensão máxima suportável
2 V_AD=3; % Variação de 0V a 3V do AD
3 n_AD=10;
4 Resol=2^n_AD; %Resolução do AD
5
6 ya_AD(kc+1)=V_AD/2+ymf(kc+1)/Emax*V_AD/2; % Grampeador %% y antes do AD
7 yd_AD(kc+1)=ya_AD(kc+1)*Resol/V_AD;
8 ym-AD(kc+1)=round(yd_AD(kc+1))*Emax*2/Resol-En;

```

Quadro 5.3: Simulação do grampeador e do conversor A/D

do conversor A/D. O erro imposto por esse efeito escada pode ser reduzido ainda mais com o aumento da resolução do A/D utilizado na conversão dos sinais.

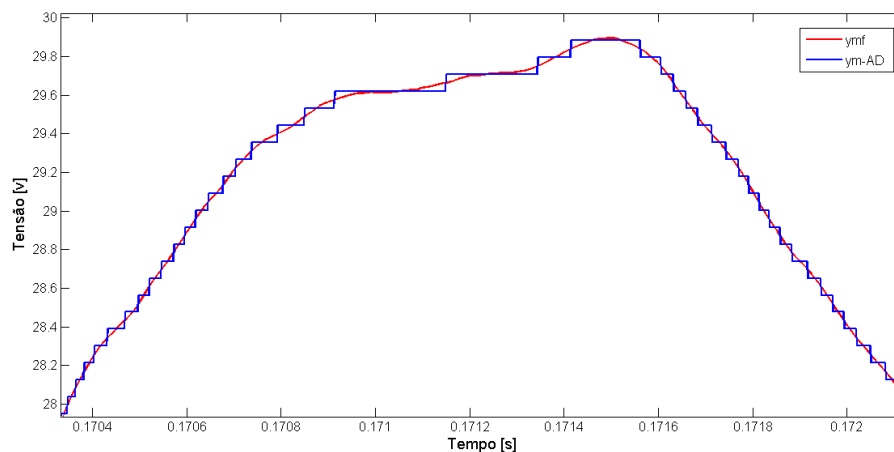
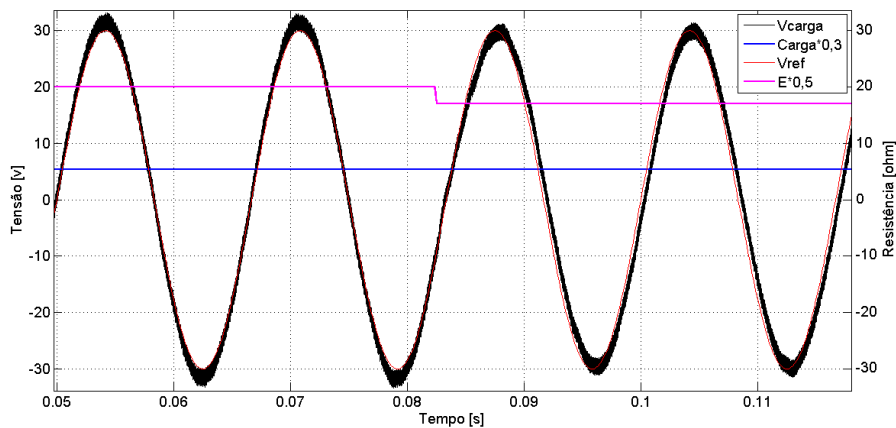


Figura 29: Sinal y_{mf} antes e depois do conversor A/D.

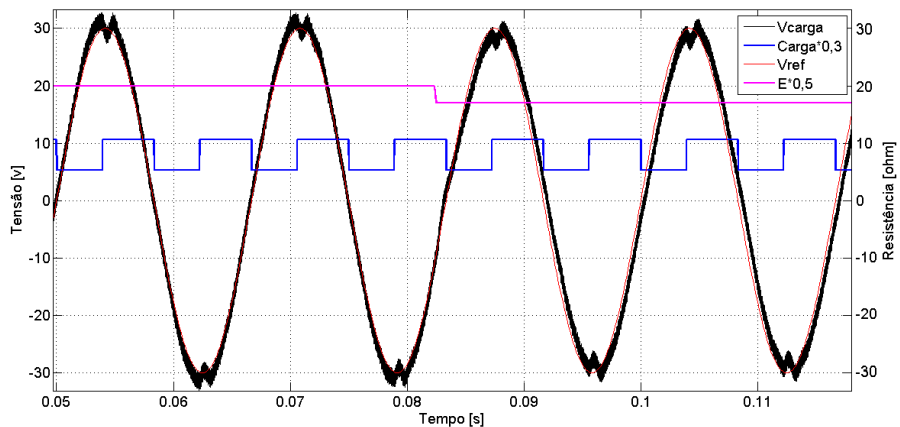
A figura 30 apresenta simulações do sistema em malha fechada com carga linear e não linear. Em ambos os casos considerou-se uma variação da tensão na entrada.

Através da figura 30(a) é possível perceber que a tensão na carga V_{carga} está praticamente igual ao sinal de referência V_{ref} , tanto antes como depois da variação de tensão de entrada E . No momento que ocorre a variação de E percebe-se uma leve inclinação em V_{carga} , porém o controlador rapidamente corrige essa distorção.

Na figura 30(b) ocorre a mesma situação da simulação com carga linear em relação a variação da tensão de alimentação. Na simulação com carga não linear é possível perceber uma distorção na tensão V_{carga} no momento que ocorre a



(a) Carga Linear.



(b) Carga não linear.

Figura 30: Simulação do sistema em malha fechada com carga linear e carga não linear.

comutação da carga. Porém o controle atua rapidamente fazendo com que a tensão V_{carga} siga novamente a tensão de referência V_{ref} .

A figura 31 apresenta uma simulação do sistema usando um controlador PID com o intuito de comparação entre as técnicas de controle. Os ganhos usados no controlador são apresentados pela tabela 3. Estes ganhos foram obtidos aplicando os conceitos elementares de sintonia de controladores PID (P = velocidade de resposta, I = erro em regime permanente, D = aumento da estabilidade). Seguindo tais conceitos e a partir de diversas simulações obteve-se o conjunto que resultou na melhor resposta a uma referência senoidal entre os casos simulados.

Ganho	Valor
K_p	0.01
K_i	240
K_d	0.00003

Tabela 3: Ganhos do controlador PID.

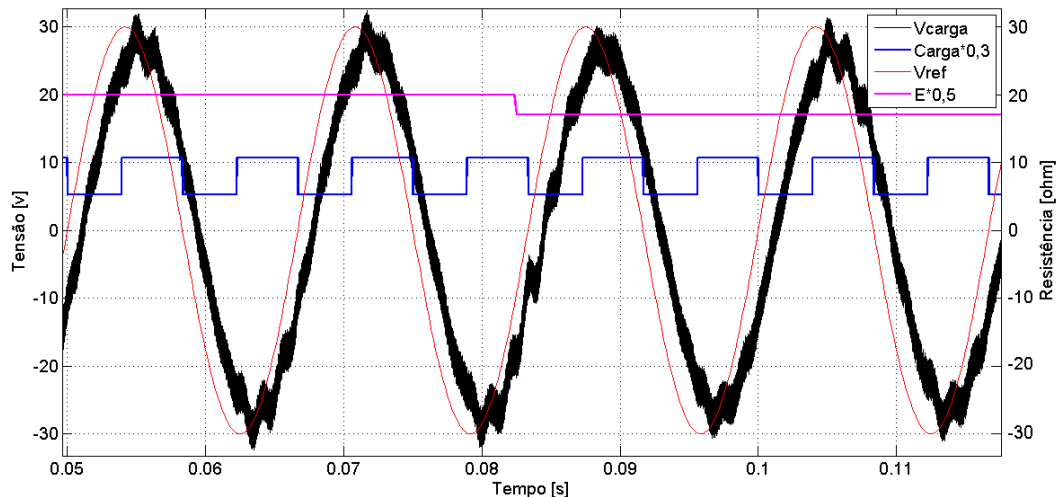
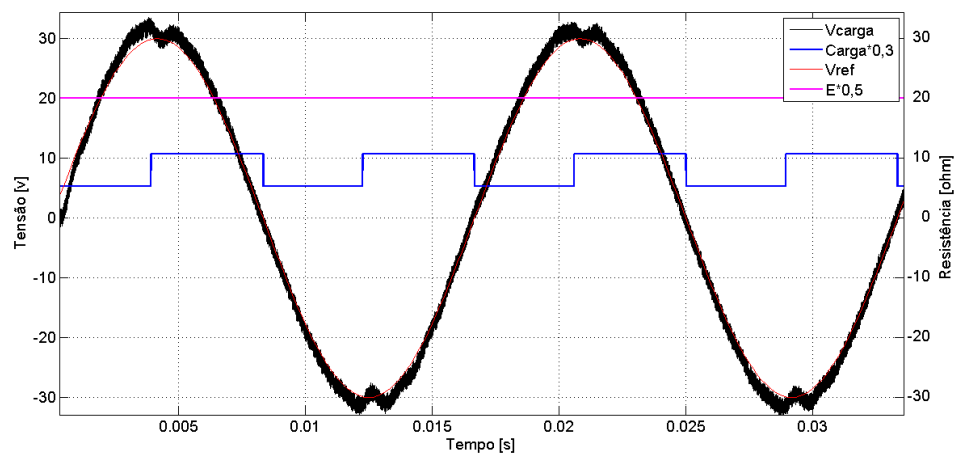


Figura 31: Simulação do sistema usando um controlador PID.

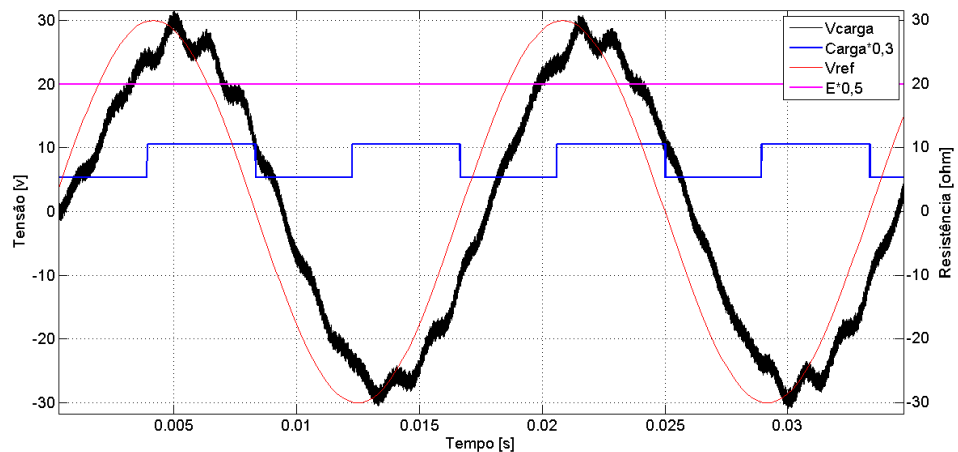
É possível perceber através da figura 31 que a tensão V_{carga} é mais oscilatória quando comparado com a tensão V_{carga} da figura 30(b), principalmente no momento que ocorre a variação da tensão de alimentação E . Outro ponto importante a ser observado em relação ao controle PID é adição de uma fase maior no sistema quando comparado com o CMDTD.

A figura 32 apresenta a resposta do sistema em seus primeiros ciclos do CMDTD e do controle PID.

Percebe-se através da figura 32(a) que a tensão V_{carga} já tende a seguir a tensão V_{ref} desde o primeiro quarto de ciclo, mantendo-se assim nos ciclos seguintes. Na figura 32(b) percebe-se que a tensão V_{carga} apresenta oscilações muito mais expressivas quando comparadas com a figura 32(a), principalmente no primeiro ciclo. Essas oscilações são levemente suavizadas a partir do segundo ciclo, contudo, a resposta do sistema com controle PID ainda apresenta oscilações, de menor amplitude, em relação a resposta do sistema com CMDTD nos ciclos seguintes. Ou seja, o CMDTD faz-se com que a resposta do sistema se aproxime da referência em um menor tempo em relação ao controle PID.



(a) CMDTD.



(b) Controle PID.

Figura 32: Simulação do sistema em malha fechada com carga não linear nos primeiros ciclos com diferentes técnicas de controle.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo inicialmente foram definidos os parâmetros usados pelo controlador. A partir de então foi possível simular o sistema em malha fechada. Através de simulações foi possível apresentar os efeitos no sinal a ser controlado em virtude do uso do filtro passa baixa e do conversor A/D, os quais apresentaram bons resultados. Na simulação em malha fechada, o CMDTD apresentou resultados satisfatórios, mesmo quando comparado com a técnica de controle PID. No capítulo seguinte, será apresentado as considerações gerais deste trabalho.

6 CONCLUSÕES

6.1 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou uma análise, projeto e simulação de uma estratégia de CMDTD usada para controle de uma UPS.

O capítulo dois apresentou uma visão geral de uma UPS. A partir disso, dividiu-se a estrutura da UPS em blocos a fim de analisar com mais detalhes os processos que ocorrem em cada um deles. Essa análise de cada processo possibilitou o entendimento de como os sinais envolvidos no sistema são transformados em outros sinais com forma e valores muitas vezes diferentes dos sinais originais. Porém, essas transformações são justificáveis, pois auxiliam em vários aspectos tais como agilidade, segurança e confiabilidade do sistema.

A análise desses processos possibilitou o projeto e simulação computacional dos mesmos através de linhas de código. Através das simulações foi possível validar os parâmetros obtidos nos projetos e também justificar o uso de uma estratégia de controle a fim de melhorar o desempenho da resposta do sistema.

No capítulo quatro foi apresentada a técnica de CMDTD. Apresentou-se um modelo de projeto desta técnica proposto por Schirone *et al.* (2012) no qual elimina o efeito *chattering* (uma das características do controle por modos deslizantes). Todos os parâmetros utilizados pelo controlador foram determinados com base no modelamento matemático e análises de simulações. Realizou-se simulações com o objetivo de comprovar o bom desempenho e a robustez do CMDTD. Os resultados obtidos foram comparados com controle PID a fim de validá-los.

Através de simulações verificou-se que o CMDTD apresentou bons resultados para um sistema com parâmetros variantes tais como carga e tensão no barramento CC. O controlador apresentou uma rápida atuação garantindo assim que a resposta do sistema não sofresse grandes deformações em seu sinal, permanecendo dentro de limites aceitáveis.

Quando comparado com o controle PID, o CMDTD apresentou melhores

resultados, principalmente no início da simulação e em relação a adição de fase no sinal de saída.

Este trabalho além de apresentar uma técnica de controle não abordada em sala de aula, disponibiliza códigos para simulação de um inversor PWM os quais podem contribuir com o aprendizado em aulas na área de sistemas de controle.

6.2 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Com o objetivo de dar continuidade aos trabalhos desenvolvidos neste trabalho de conclusão de curso, sugere-se:

- Análise experimental deste trabalho;
- Unir a técnica de CMD com a técnica de controle Repetitivo. Pode citar como exemplo o trabalho de Rech *et al.* (2003), onde une-se um controle PD com o controle Repetitivo, o qual apresenta bons resultados.

REFERÊNCIAS

- ANEEL. **Agência Nacional de Energia Elétrica**. 2015. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/indicadores_de_qualidade/pesquisaGeral.cfm>. Acesso em: 30 de março de 2015.
- BARR, Michael. Pulse width modulation. **Embedded Systems Programming**, 2001.
- CHANG, En-Chih; LIANG, Tsorng-Juu; CHEN, Jiann-Fuh; LIN, Ray-Lee. A sliding-mode controller based on fuzzy logic for pwm inverters. In: **Circuits and Systems, 2004. Proceedings. The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 965–968 vol.2.
- DECARLO, Raymond A.; ZAK, Stanislaw H.; MATTHEWS, Gregory P. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 3, p. 212–232, Mar 1988. ISSN 0018-9219.
- FILHO, Ricardo F. P. **Estudo e Implementação de uma fonte de tensão alternada de 220V/1kW alimentada por fontes CC de 24V**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- GAO, Weibing; WANG, Yufu; HOMAIFA, Abdollah. Discrete-time variable structure control systems. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 42, n. 2, p. 117–122, Apr 1995. ISSN 0278-0046.
- GNOATTO, Claudio L. **Estratégias de controle repetitivo para aplicações em sistemas de alimentação ininterrupta de energia**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.
- GUO, Jian; ZHANG, Xinzhen. Advance in discrete-time sliding mode variable structure control theory. In: **Intelligent Control and Automation, 2002. Proceedings of the 4th World Congress on**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 878–882 vol.2.
- HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2003.
- JUNG, Shih-Liang; TZOU, Ying-Yu. Sliding mode control of a closed-loop regulated pwm inverter under large load variations. In: **Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE**. [S.l.: s.n.], 1993. p. 616–622.
- JUNG, Shih-Liang; TZOU, Ying-Yu. Discrete sliding-mode control of a pwm inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 11, n. 4, p. 567–577, Jul 1996. ISSN 0885-8993.

- KIM, Hyosung; SUL, Seung-Ki. Analysis on output lc filters for pwm inverters. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 384–389.
- KIM, Jung ho; OH, Seung-Hyun; CHO, Dong il D. Robust discrete-time variable structure control methods. **Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control**, v. 122, 2000.
- KUO, Benjamin C. **Digital Control Systems**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1992.
- MEHL, Ewaldo LM. Qualidade de energia elétrica. **Universidade Federal do Paraná**, 2013.
- MENEZES, Lucas Maciel. **Projeto Inversol - Desenvolvimento de uma Fonte Ininterrupta de Energia com Possibilidade de Uso em Sistemas Fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2007.
- NAKAMURA, Y.; FUNATO, H.; OGASAWARA, S. Output voltage distortion analysis of pwm inverter with lc filter caused by device voltage drop. In: **Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 116–121.
- PARK, Kang-Bak. Discrete-time sliding mode controller for linear time-varying systems with disturbances. **The Institute of Control, Automation and Systems Engineers**, v. 2, 2000.
- PINHEIRO, Thelma M. M. **Regulação por incentivo à qualidade: comparação de eficiência entre distribuidoras de energia elétrica no Brasil**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2012.
- RECH, C.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H.A.; HEY, H.L.; PINHEIRO, J.R. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost pwm inverters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 18, n. 1, p. 401–410, Jan 2003. ISSN 0885-8993.
- RIBEIRO, Jean M. S. **Controle Discreto com Modos Deslizantes em Sistemas Incertos com Atraso no Sinal de Controle**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual Paulista, 2006.
- SALES, Gustavo M. A. **Proposta de um modelo utilizando análise envoltória de dados - DEA na definição das metas dos indicadores da qualidade comercial das distribuidoras de energia elétrica - DER e FER**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2011.
- SCHIRONE, L.; CELANI, F.; MACELLARI, M. Discrete-time control for dc-ac converters based on sliding mode design. **Power Electronics, IET**, v. 5, n. 6, p. 833–840, July 2012. ISSN 1755-4535.
- SLOTINE, Jean-Jacques E.; LI, Weiping. **Applied Nonlinear Control**. [S.l.]: Prentice-Hall, 1991.

TAN, Siew-Chong; LAI, Y.M.; TSE, C.K. General design issues of sliding-mode controllers in dc-dc converters. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 55, n. 3, p. 1160–1174, March 2008. ISSN 0278-0046.

UTKIN, V.; LEE, Hoon. Chattering problem in sliding mode control systems. In: **Variable Structure Systems, 2006. VSS'06. International Workshop on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 346–350.

UTKIN, Vadim I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 40, n. 1, p. 23–36, Feb 1993. ISSN 0278-0046.

UTKIN, Vadim I. Sliding mode control. **Control Systems, Robotics and Automation**, XIII, 2004.

UTKIN, Vadim I.; GULDNER, Jurgen; SHI, Jingxin. **Sliding Mode Control in Electromechanical Systems**. [S.l.]: Taylor & Francis, 1999.

WONG, L. K.; LEUNG, Frank H. F.; TAM, Peter K. S. Control of pwm inverter using a discrete-time sliding mode controller. In: **Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 947–950 vol.2.

YAN, Wenguang; UTKIN, Vadim I.; XU, Longya. Sliding mode pulse width modulation. In: **American Control Conference, 2007. ACC '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 4530–4535. ISSN 0743-1619.

ZHANG, Wenyi; CHEN, Wensheng. Research on voltage-source pwm inverter based on state analysis method. In: **Mechatronics and Automation, 2009. ICMA 2009. International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2183–2187.