

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ESTUDO E MODELAGEM DE UM INVERSOR
MODULADO POR VALORES INSTANTÂNEOS DE
TENSÃO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ JULIO CANSI SEGALA

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO DE 1993.

**ESTUDO E MODELAGEM DE UM INVERSOR MODULADO POR
VALORES INSTANTÂNEOS DE TENSÃO.**

JOSÉ JULIO CANSI SEGALA.

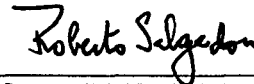
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ÁREA ELÊTRONICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTO ELÉTRICO,
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA
PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO:

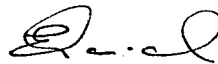


ENIO VALMOR KASSICK, Dr.
ORIENTADOR



ROBERTO DE SOUZA SALGADO, Ph. D.
COORD. DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

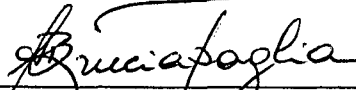
BANCA EXAMINADORA:



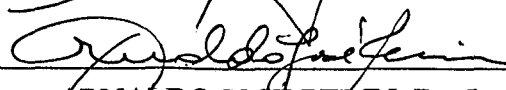
ÊNIO VALMOR KASSICK, Dr.
PRESIDENTE



IVO BARBI, Dr. Ing.
CO-ORIENTADOR.



AUGUSTO HUMBERTO BRUCIAPAGLIA, Dr. Ing.



ARNALDO JOSÉ PERIN, Dr. Ing.

À minha esposa, Liane,
e aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

A minha esposa, pela paciência e apoio nas horas difíceis;

Ao meu orientador, Professor Enio Valmor Kassick, por toda sua dedicação na orientação deste trabalho;

Aos professores do LAMEP, que durante os créditos forneceram subsídios de grande valor;

Ao CNPq, pelo apoio financeiro;

Aos funcionários do LAMEP, Adenir João da Silva, Antônio Luiz S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, pelo apoio e amizade;

Aos colegas mestrandos e doutorandos, que de uma forma ou de outra, deram sua preciosa colaboração;

Um agradecimento especial aos colegas, Cláudio Manoel C. Duarte, Denys Souto Coelho e José Renes Pinheiro, pela amizade e ajuda nos momentos de dificuldades;

Aos amigos, que direta ou indiretamente contribuíram para o bom andamento deste trabalho, em especial à Prof. Sandra Maria Mahfuz, Carlos Fontanari e Tânia Moraes.

SUMÁRIO

ÍNDICE DE FIGURAS.....	iv
ÍNDICE DE TABELAS.....	vii
SIMBOLOGIA.....	viii
RESUMO.....	xii
ABSTRACT.....	xiii
CAPÍTULO 1: ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS INVERSORES E DOS TIPOS DE MODULAÇÃO.....	1
1.1. INTRODUÇÃO.....	1
1.2. MODULAÇÃO POR PULSO ÚNICO (<i>SPM</i>).....	3
1.3. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	7
1.4. INVERSOR <i>PUSH-PULL</i>	8
1.4.1. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR <i>PUSH-PULL</i>	9
1.4.2. PRINCIPAIS EQUAÇÕES DO INVERSOR <i>PUSH- PULL</i>	10
1.5. INVERSOR MEIA PONTE (<i>HALF-BRIDGE</i>).....	12
1.5.1. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR MEIA PONTE.....	12
1.5.2. PRINCIPAIS EQUAÇÕES DO INVERSOR MEIA- PONTE.....	13
1.6. INVERSOR PONTE COMPLETA (<i>FULL-BRIDGE</i>).....	14
1.6.1. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PONTE-COMPLETA.....	14
1.6.2. PRINCIPAIS EQUAÇÕES DO INVERSOR PONTE- COMPLETA.....	16

1.7. ESTUDO DA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.....	16
1.7.1. MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL NATURAL.....	18
1.7.2. MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL REGULAR.....	21
1.7.3. MODULAÇÃO <i>PWM</i> OTIMIZADA.....	24
1.7.4. MODULAÇÃO PROPOSTA NESTE TRABALHO.....	28
CAPÍTULO 2: ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	30
2.1. INTRODUÇÃO.....	30
2.2. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	34
2.3. PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA.....	39
2.4. CONCLUSÕES.....	45
CAPÍTULO 3: ANÁLISE DO ESTÁGIO DE CONTROLE.....	46
3.1. INTRODUÇÃO.....	46
3.2. SISTEMAS NÃO-LINEARES.....	46
3.3. CICLO LIMITE.....	47
3.4. FUNÇÕES DESCRITIVAS.....	48
3.4.1. NÃO LINEARIDADE TIPO LIGA-DESLIGA (<i>ON-OFF</i>).....	49
3.4.2. NÃO LINEARIDADE TIPO LIGA-DESLIGA COM HISTERESE.....	50
3.5. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO DE SAÍDA.....	51
3.6. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONTROLADOR.....	53
3.7. FUNÇÃO DESCRITIVA DO COMPARADOR COM HISTERESE.....	54
3.8. ANÁLISE DO SISTEMA COMPLETO.....	55
3.9. CONCLUSÕES.....	58
CAPÍTULO 4: PROJETO E SIMULAÇÃO DO INVERSOR.....	59

4.1. INTRODUÇÃO.....	59
4.2. PROJETO DO INVERSOR.....	59
4.2.1. ESPECIFICAÇÕES.....	60
4.2.2. PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	60
4.2.3. PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE.....	62
4.2.4. CIRCUITO PARA SIMULAÇÃO.....	64
4.2.5. RESULTADO DE SIMULAÇÃO.....	66
A) CARGA LINEAR.....	66
B) CARGA NÃO-LINEAR.....	72
4.3. CONCLUSÕES.....	79
CONCLUSÕES GERAIS.....	81
APÊNDICE A	82
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	87

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1: TOPOLOGIAS INVERSORAS BÁSICAS.....	2
FIGURA 2: COMANDO DOS INTERRUPTORES PARA MODULAÇÃO <i>SPM</i>	4
FIGURA 3: TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR.....	4
FIGURA 4: PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA PARA AS TOPOLOGIAS INVERSORAS	8
FIGURA 5: ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR <i>PUSH-PULL</i>	9
FIGURA 6: ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR MEIA-PONTE.....	12
FIGURA 7: ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PONTE-COMPLETA....	15
FIGURA 8: DETALHE DA INTERSECÇÃO DAS ONDAS SENOIDAL E TRIANGULAR	18
FIGURA 9: MODULAÇÕES SENOIDAIS NATURAIS.....	19
FIGURA 10: ANÁLISE HARMÔNICA DA ONDA GERADA PELA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL NATURAL À DOIS NÍVEIS.....	20
FIGURA 11: ANÁLISE HARMÔNICA DA ONDA GERADA PELA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL NATURAL À TRÊS NÍVEIS.....	20
FIGURA 12: FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL REGULAR À DOIS NÍVEIS.....	22
FIGURA 13: FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL REGULAR À TRÊS NÍVEIS.....	22
FIGURA 14: ANÁLISE HARMÔNICA DA ONDA GERADA PELA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL REGULAR À DOIS NÍVEIS.....	23
FIGURA 15: ANÁLISE HARMÔNICA DA ONDA GERADA PELA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL REGULAR À TRÊS NÍVEIS.....	24
FIGURA 16: FORMA DE ONDA DA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL OTIMIZADA À DOIS NÍVEIS.....	25
FIGURA 17: FORMA DE ONDA DA MODULAÇÃO <i>PWM</i> SENOIDAL OTIMIZADA À TRÊS NÍVEIS.....	26

FIGURA 18: DIAGRAMA DE BLOCOS DO CIRCUITO COM MODULAÇÃO PROPOSTA NESTE TRABALHO	28
FIGURA 19: REPRESENTAÇÃO DO <i>MOSFET</i> E SUA CARACTERÍSTICA <i>I-V</i>	31
FIGURA 20: SISTEMA A SER ESTUDADO.....	33
FIGURA 21: COMPORTAMENTO DA CORRENTE NO INDUTOR L_o ($i_{L_o}(t)$) - REGIÕES DE FUNCIONAMENTO.....	34
FIGURA 22: ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR PARA A REGIÃO 1	35
FIGURA 23: ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR PARA A REGIÃO 2	37
FIGURA 24: FILTRO DE SAÍDA E CARGA.....	39
FIGURA 25: TENSÃO NA ENTRADA DO FILTRO E CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO - FORMAS DE ONDA IDEALIZADAS.....	40
FIGURA 26: TENSÃO NA ENTRADA DO FILTRO E CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO - TENSÃO DE SAÍDA ATINGE SEU VALOR DE PICO.....	42
FIGURA 27: SAÍDA x ENTRADA DA NÃO-LINEARIDADE DO TIPO LIGA-DESLIGA.....	49
FIGURA 28: COMPORTAMENTO DE UM ELEMENTO DO TIPO LIGA-DESLIGA COM HISTERESE.....	51
FIGURA 29: CIRCUITO DO FILTRO DE SAÍDA DO INVERSOR.....	52
FIGURA 30: DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA TOTAL.....	55
FIGURA 31: RELAÇÃO ENTRES OS PARÂMETROS DO CONTROLADOR E A VARIAÇÃO DE CARGA.....	64
FIGURA 32: CIRCUITO SIMULADO: ESTÁGIO DE CONTROLE E POTÊNCIA.....	64
FIGURA 33: TENSÃO SENOIDAL DE SAÍDA DO INVERSOR.....	67
FIGURA 34: TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR E TENSÃO DE REFERÊNCIA 31 VEZES MAIOR.....	67
FIGURA 35: DETALHES DA FORMA DE ONDA DA FIGURA 34.....	68
FIGURA 36: CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA - POTÊNCIA NOMINAL.....	69

FIGURA 37: CORRENTE NO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA - POTÊNCIA NOMINAL.....	69
FIGURA 38: CORRENTE NA CARGA RESISTIVA - POTÊNCIA NOMINAL.....	70
FIGURA 39: TENSÃO SOBRE O INTERRUPTOR S_1 QUANDO A TENSÃO DE SAÍDA PASSA PELO PICO POSITIVO.....	70
FIGURA 40: DETALHE DA FORMA DE ONDA APRESENTADA NA FIGURA 39.....	71
FIGURA 41: FORMA DE ONDA NA SAÍDA DO CONTROLADOR PROPORCIONAL.....	71
FIGURA 42: PONTE RETIFICADORA COM CAPACITOR DE FILTRAGEM E CARGA - CARGA NÃO-LINEAR.....	72
FIGURA 43: TENSÃO E CORRENTE NA FONTE DE TENSÃO IDEAL.....	74
FIGURA 44: CORRENTE NA FONTE DE TENSÃO IDEAL.....	74
FIGURA 45: TENSÃO CONTÍNUA NA CARGA.....	74
FIGURA 46: TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR.....	75
FIGURA 47: TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR E DE REFERÊNCIA.....	75
FIGURA 48: TENSÃO E CORRENTE (2 VEZES MAIOR) NA SAÍDA DO INVERSOR.....	76
FIGURA 49: TENSÃO NA SAÍDA, CORRENTE (2 VEZES MAIOR) NA SAÍDA DO INVERSOR E TENSÃO DE REFERÊNCIA (31 VEZES MAIOR) - DETALHE NO INSTANTE DO PICO DE CORRENTE.....	76
FIGURA 50: TENSÃO NA CARGA ALIMENTADA EM CORRENTE CONTÍNUA.....	76
FIGURA 51: CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA	77
FIGURA 52: CORRENTE NO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA.....	77
FIGURA 53: TENSÃO SOBRE O ELEMENTO DE CHAVEAMENTO S_1	77
FIGURA 54: TENSÃO NA SAÍDA DO CONTROLADOR PROPORCIONAL.....	78
FIGURA 55: TENSÃO NA CARGA NÃO-LINEAR.....	85
FIGURA 56: CORRENTE NA CARGA NÃO-LINEAR.....	85
FIGURA 57: TENSÃO E CORRENTE NA SAÍDA DO INVERSOR IMPLEMENTADO..	86

ÍNDICE DE TABELAS

TABELA 1	EFEITO DA MODULAÇÃO OTIMIZADA À DOIS NÍVEIS.....	27
TABELA 2	EFEITO DA MODULAÇÃO OTIMIZADA À TRÊS NÍVEIS.....	27
TABELA 3	COMPARAÇÃO ENTRE OS ELEMENTOS DE CHAVEAMENTO.....	30
TABELA 4	RESULTADO DA ANÁLISE HARMÔNICA DA TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR COM CARGA NÃO LINEAR.....	78

SIMBOLOGIA

$ N =$	Módulo da função descritiva;
$a_n, b_n, A_n, B_n =$	Coefficientes da Série de Fourier;
$\arg(N) =$	Fase da função descritiva;
C_1 e $C_2 =$	Capacitores em paralelo com os interruptores (intrínsecos aos <i>MOSFETs</i>);
$C_{100} =$	Valor da capacitância do filtro da carga não-linear;
$C_o =$	Valor da capacitância do filtro de saída;
D_1, D_2, D_3 e $D_4 =$	Diodos em antiparalelo com os interruptores;
$\Delta i_{Lo} =$	Variação da corrente no indutor do filtro de saída;
$\Delta t =$	Variação de tempo;
$\Delta V_s =$	Máxima ondulação de tensão aceitável na saída;
$E =$	Valor da tensão da fonte de entrada;
$f =$	Frequência da senoide de saída;
$\frac{f_{I_{CC}}}{f_{inv}} =$	Relação entre a frequência da forma de onda da corrente na fonte CC de entrada e a frequência do inversor;
$f_s =$	Frequência de comutação;
$f_{Smin} =$	Frequência de comutação mínima;
$H =$	Faixa de histerese;
$I_c =$	Corrente na carga que o inversor está alimentando;
$i_c(t) =$	Corrente na carga;
$I_{CCmd} =$	Valor médio da corrente na fonte CC de entrada do inversor;
$\frac{I_{CCp}}{I_{CCmd}} =$	Relação entre a corrente de pico na fonte de tensão contínua de entrada e seu respectivo valor médio;
$I_{Cef} =$	Valor eficaz da corrente na carga que o inversor alimenta;
$i_{Co}(t) =$	Corrente no capacitor do filtro de saída;

$I_{Cp} =$	Valor de pico da corrente na carga;
$I_{dc} =$	Corrente na fonte CC de entrada do inversor;
$I_{Def} =$	Valor eficaz da corrente nos diodos;
$i_{Lo}(t) =$	Corrente no indutor do filtro de saída;
$i_p =$	Corrente de pico que ocorre durante a carga do capacitor C_{100} ;
$I_s =$	Valor eficaz da corrente nos interruptores;
$K =$	Ganho do divisor resistivo que rebaixa a tensão de saída do inversor;
$K_p =$	Ganho proporcional do controlador PD;
$L_o =$	Valor da indutância do filtro de saída;
$M =$	Valor máximo da amplitude da saída de um sistema não-linear do tipo liga-desliga;
$P =$	Potência de saída;
$P_s =$	Perda de potência na comutação de um <i>MOSFET</i> ;
$R_o =$	Resistência de carga;
S_1, S_2, S_3 e $S_4 =$	Interruptores unidirecionais em tensão e corrente, ideais;
$T =$	Período da onda senoidal de saída;
$t_c =$	Tempo de condução dos diodos da carga não-linear;
$t_{c(off)} =$	Tempo de transição do estado ON para o estado OFF na comutação de um <i>MOSFET</i> ;
$t_{c(on)} =$	Tempo de transição do estado OFF para o estado ON na comutação de um <i>MOSFET</i> ;
$T_d =$	Constante de tempo derivativa do controlador PD;
$TDH =$	Taxa de distorção harmônica;
$t_{fi} =$	Tempo de descida da corrente na comutação de um <i>MOSFET</i> ;
$t_{fv} =$	Tempo de descida da tensão na comutação de um <i>MOSFET</i> ;
$t_p =$	Largura do pulso gerado pela modulação <i>PWM</i> natural;
$t_{ri} =$	Tempo de subida da corrente na comutação de um <i>MOSFET</i> ;

$t_{rv} =$	Tempo de subida da tensão na comutação de um <i>MOSFET</i> ;
$T_S =$	Período de comutação;
$T_{Smáx} =$	Período de comutação máximo;
$V_{Co}(t) =$	Tensão no capacitor do filtro de saída;
$V_e =$	Tensão na entrada do filtro ou na saída do inversor;
$V_{e(1)ef} =$	Valor eficaz da componente fundamental da forma de onda da tensão de saída do inversor;
$V_{e(1)p} =$	Valor de pico da componente fundamental da forma de onda da tensão de saída do inversor;
$V_e(\omega t) =$	Desenvolvimento em Série de Fourier da forma de onda da tensão na saída do inversor;
$V_{cef} =$	Valor eficaz total da forma de onda da tensão de saída do inversor;
$V_{Lo}(t) =$	Tensão sobre o indutor do filtro de saída;
$V_{min} =$	Mínimo valor que a tensão retificada pode assumir;
$V_{prim(1)} =$	Valor de pico da componente fundamental da tensão no primário do transformador do inversor <i>Push-Pull</i> ;
$V_{prim(1)ef} =$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão no primário do transformador do inversor <i>Push-Pull</i> ;
$V_{primef} =$	Valor eficaz total da tensão no primário do transformador do inversor <i>Push-Pull</i> ;
$V_{REF} =$	Forma de onda senoidal utilizada como referência;
$V_{REFp} =$	Valor de pico da tensão de referência;
$V_{rev} =$	Tensão reversa sobre os interruptores;
$V_S =$	Tensão de saída ou tensão na carga;
$V_{S(1)} =$	Valor de pico da componente fundamental da tensão de saída;
$V_{S(1)ef} =$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída;
$V_{Sef} =$	Valor eficaz total da tensão de saída;
$V_T =$	Forma de onda triangular;

$X =$	Amplitude da senoide de entrada de um sistema não-linear;
$y(t) =$	Forma de onda da saída de um sistema não-linear;
$Y_1 =$	Amplitude da componente fundamental da saída de um sistema não-linear;
$Y_n =$	Amplitude da n-ésima componente da saída de um sistema não-linear;
$\Phi_1 =$	Defasagem da componente fundamental da saída de um sistema não-linear;
$\Phi =$	Ângulo durante o qual um interruptor conduz;
$\Phi_n =$	Defasagem da n-ésima componente da saída de um sistema não-linear;
$\zeta =$	Coefficiente de amortecimento do circuito filtro+carga resistiva;
$\omega_n =$	Frequência natural do filtro de saída;

RESUMO

O presente trabalho apresenta a análise e projeto de um inversor monofásico de tensão, que opera com uma estratégia de modulação baseada na comparação instantânea da tensão de saída com uma tensão de referência, que no caso é senoidal, com frequência 60Hz, o que acarreta em um controle quase instantâneo da forma de onda da saída.

Esta estratégia fornece um excelente desempenho quanto ao controle das variações na saída e da taxa de distorção harmônica, que fica bem menor que 5%; o circuito implementado é bastante compacto, apresenta peso/volume/custo reduzidos.

O projeto deste conversor é peculiar, pois deve levar em conta, desde o início, tanto o estágio de potência quanto a malha de realimentação da tensão de saída que utiliza um comparador com histerese constante para gerar os pulsos da modulação.

Este trabalho apresenta equações e etapas que permitem o projeto, com segurança e facilidade, do inversor em estudo.

ABSTRACT

The present work presents the analysis and design of a monophasic voltage free-running hysteretic inverter, which operates with a modulation strategy based on the instantaneous comparison of the output voltage to the reference voltage, which is sinusoidal, with frequency of 60 Hz, what causes an almost instantaneous control of the output waveform.

This strategy provides an excellent performance as to the control of the variations on the output and the harmonic distortion rate, which is much smaller than 5%.

The implemented circuit is very compact and presents reduced weight/ volume/ cost.

The design of this inverter is peculiar, because it must be taken into account since the beginning the power stage, as well as the output voltage feedback loop which uses a comparator in constant hysteresis to generate the pulses of modulation.

This work presents equations and a straightforward procedure which allow the design of the inverter under study with safety and facility.

CAPÍTULO 1

ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS INVERSORAS E DOS TIPOS DE MODULAÇÕES

1.1. INTRODUÇÃO:

Com o avanço tecnológico dos interruptores estáticos de potência, a Eletrônica de Potência está se tornando presente em quase todos os aparelhos utilizados diariamente, tanto na indústria como em residências e escritórios [19].

O inversor é um conversor de energia no qual o fluxo de potência se dá de uma fonte de corrente contínua (CC) para uma carga de corrente alternada (CA). Essa conversão permite controlar a frequência e a amplitude da forma de onda de saída (CA), o que é de grande utilidade no controle de velocidade de máquinas de corrente alternada. Por exemplo, o inversor é também um módulo de suma importância em fontes ininterruptas de energia (*UPS - Uninterruptible Power Supply*), pois é ele que converte a energia CC das baterias em energia CA.

Os Inversores, ou Conversores CC-CA, podem ser monofásicos ou polifásicos, ou ainda Inversores de Tensão ou de Corrente. Os de tensão são aqueles que possuem uma fonte de entrada CC com característica de *fonte de tensão*, e os de corrente, com característica de *fonte de corrente*.

Neste capítulo serão apresentados e analisados três tipos básicos de Topologias Inversoras de Tensão, monofásicas, que são:

1. Inversor *Push-Pull*, apresentado na figura 1(a);
2. Inversor Meia Ponte (*Half-Bridge*), apresentado na figura 1(b) e;
3. Inversor Ponte Completa (*Full-Bridge*), apresentado na figura 1(c).

Existem outras nomenclaturas, algumas em português, para o conversor *Push-Pull*, mas esta é a mais utilizada.

Na análise de cada inversor, são feitas algumas considerações como:

1º) Os interruptores e os diodos comutam instantaneamente, de modo complementar, e não estão submetidos à tensão quando fechados ou à correntes quando abertos;

2º) O filtro é ideal e remove todas as harmônicas da tensão de saída sem atenuação ou qualquer defasagem da componente fundamental e;

3º) A carga é resistiva pura.

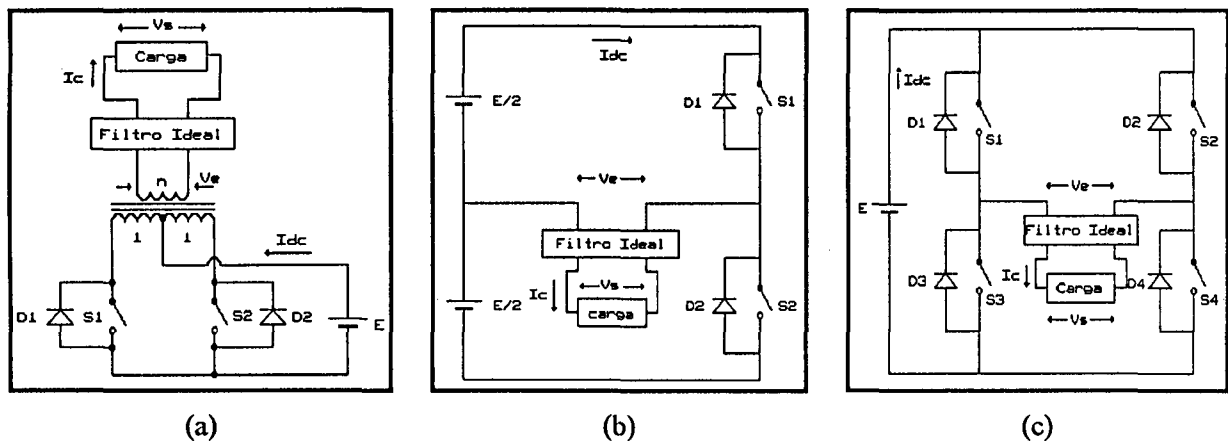


FIGURA 1: Topologias inversoras básicas. (a) Inversor *Push-Pull*, (b) Inversor Meia-Ponte e (c) Inversor Ponte Completa.

onde:

- I_c é a corrente na carga;
- I_{dc} é a corrente na fonte de tensão CC de entrada;
- V_s é a tensão de saída ou tensão na carga;
- V_e é a tensão na entrada do filtro ideal;
- $n:1$ é a relação de transformação do transformador de saída do conversor;
- S_1, S_2, S_3 e S_4 são interruptores unidirecionais em tensão e corrente, ideais;
- D_1, D_2, D_3 e D_4 são os diodos em antiparalelo com os interruptores;
- E é a fonte de tensão contínua de entrada.

Para haver a transferência de energia da fonte CC para a carga CA é necessário que os interruptores sejam comandados a conduzir ou a bloquear no momento

correto. A forma com que se dá esse comando é chamada de modulação e pode variar conforme o emprego do inversor. Serão estudados neste capítulo alguns tipos de modulação, apresentando a forma com que se obtém os pulsos que comandam os interruptores, bem como suas principais características, vantagens e desvantagens.

Geralmente quanto mais eficiente for a técnica de modulação, mais complexo é o circuito que a gera e, conseqüentemente maior é seu custo de implementação. Por isso a escolha de uma topologia e de uma técnica de modulação dependerá do tipo de carga que o conversor alimentará.

Na análise dos três tipos de topologias monofásicas, usa-se a Modulação por Pulso Único (*SPM - Single Pulse Modulation*), que é a mais simples das modulações e que facilita a compreensão do funcionamento dos inversores. Todos eles possuem características comuns que serão abordadas no início, de maneira geral, para não se tornarem repetitivas ao longo do capítulo.

Os inversores *Push-Pull* e Meia-Ponte tornam-se muito semelhantes porque possuem dois interruptores apenas. Devido a isso seu comando é mais simples e suas aplicações se limitam à pequenas potências, pois os interruptores ficam expostos a tensões reversas iguais ao dobro da tensão contínua de entrada.

1.2. Modulação por Pulso Único (*SPM*):

Na modulação por pulso único cada elemento de chaveamento conduz somente uma vez por período, conforme mostra a figura 2.

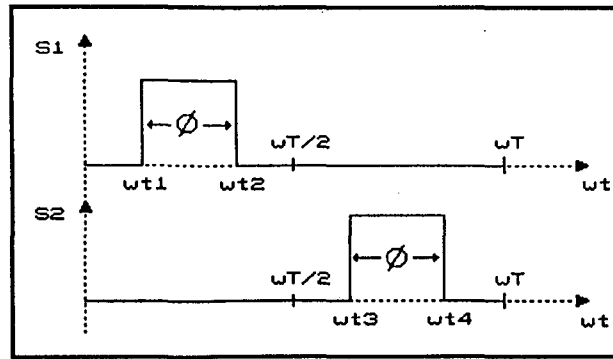


FIGURA 2: Comando dos interruptores para modulação SPM.

onde: T é o período da onda senoidal de saída;

Φ é o ângulo durante o qual a chave conduz.

No caso do Inversor Ponte-Completa os interruptores S_4 e S_3 recebem os mesmos pulsos que S_1 e S_2 respectivamente.

O controle da tensão de saída do inversor é efetuado pela variação do tempo de condução de S_1 (S_4) e S_2 (S_3), $\Phi = \omega t_2 - \omega t_1 = \omega t_4 - \omega t_3$. Este controle serve, também, para compensar as variações da tensão de entrada. As etapas de funcionamento que serão apresentadas a seguir representam o caso de maior transferência de energia, isto é, $\Phi = \frac{\omega T}{2}$.

Os interruptores comandados pelos pulsos apresentados na figura 2 "recortam" a tensão contínua de entrada, transformando-a em uma onda pulsada conforme mostra a figura 3.

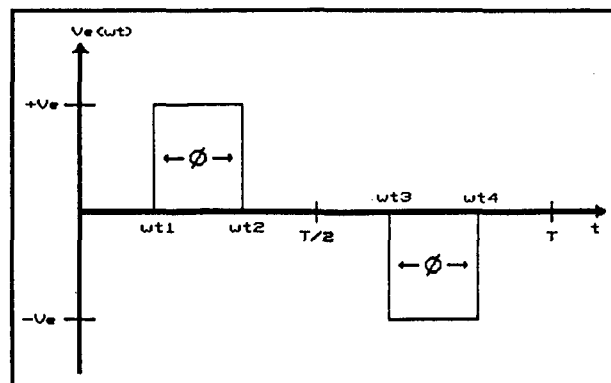


FIGURA 3: Tensão de saída do inversor

Para as topologias Meia-Ponte e Ponte-Completa, a tensão V_e é igual à tensão $E/2$ ou E respectivamente. No caso do *Push-Pull* deve-se considerar a relação de transformação e assim V_e é igual à ηE .

Decompondo essa forma de onda em termos da Série de Fourier, tem-se:
[26]

$$V_e(\omega t) = \sum_{n=0}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t)], \quad (1.1)$$

onde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_e(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (1.2)$$

e

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_e(\omega t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t). \quad (1.3)$$

Pela maneira que foi colocado o eixo das ordenadas e devido a $V_e(\omega t)$ ter simetria de meia onda, tem-se $a_n = 0$ e $b_n = 0$ para todo n par. Ainda pela simetria de quarto de onda, só existem os termos b_n para todo n ímpar. Assim é suficiente integrar em meio período a expressão (1.3), para obtenção dos coeficientes b_n .

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_e(\omega t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t). \quad (1.4)$$

Como $V_e(\omega t) = V_e$ para $\omega t_1 < \omega t < \omega t_2$ e $V_e(\omega t) = 0$ fora deste intervalo, a expressão (1.4) resulta em:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} V_e \cdot \sin(n\omega t) \cdot d(\omega t), \quad (1.5)$$

onde:

$$\omega t_1 = \frac{\pi - \Phi}{2}, \quad (1.6)$$

e

$$\omega t_2 = \frac{\pi + \Phi}{2}. \quad (1.7)$$

logo:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi - \Phi}{2}}^{\frac{\pi + \Phi}{2}} V_e \cdot \text{sen}(n\omega t) \cdot d(\omega t), \quad (1.8)$$

$$b_n = j^{(n-1)} \cdot \frac{4 \cdot V_e}{n \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{n \cdot \Phi}{2}\right), \quad (1.9)$$

onde:

$$j = \sqrt{-1}$$

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

Portanto, a tensão de saída do inversor desenvolvida em Série de Fourier é dada pela expressão:

$$V_e(\omega t)_n = \frac{4 \cdot V_e}{\pi} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} j^{(n-1)} \cdot \frac{\text{sen}\left(\frac{n \cdot \Phi}{2}\right)}{n} \cdot \text{sen}(n\omega t), \quad (1.10)$$

onde:

Φ é o ângulo de condução dos interruptores, e;
 n é a ordem das harmônicas da Série de Fourier.

Os valores de pico e eficaz da componente fundamental ($n=1$) da tensão são dados pelas expressões:

$$V_{e(1)p} = \frac{4 \cdot V_e}{\pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\Phi}{2}\right) \quad (1.11)$$

e

$$V_{e(1)ef} = \frac{4 \cdot V_e}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{\Phi}{2}\right). \quad (1.12)$$

O valor eficaz total da tensão de saída do inversor é dado por:

$$V_{cef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\Phi}{2}}^{\frac{\pi+\Phi}{2}} V_e^2 \cdot d(\omega t)} \quad (1.13)$$

$$V_{cef} = V_e \cdot \sqrt{\frac{\Phi}{\pi}} \quad (1.14)$$

1.3. Principais formas de onda:

As principais formas de onda são semelhantes nas três topologias, diferenciando-se apenas nos valores extremos das grandezas. Estas curvas estão representadas na figura 4.

O intervalo de tempo $[t_1, t_2]$ representa a primeira etapa de funcionamento, $[t_2, t_3]$ a segunda, $[t_3, t_4]$ a terceira e $[t_4, t_1]$ a quarta etapa. Estas etapas estão descritas nos itens de análise de cada tipo de topologia inversora.

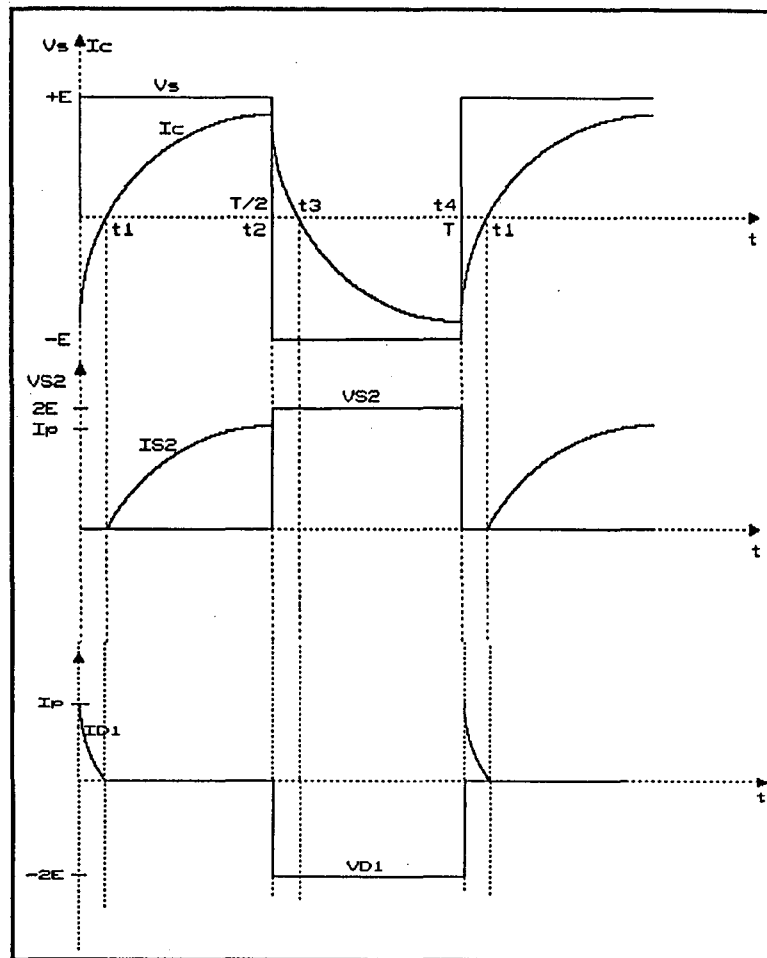


FIGURA 4: Principais formas de onda para as topologias inversoras (a) Tensão e corrente na carga; (b) Tensão e corrente no elemento de chaveamento S_2 ; (c) Tensão e corrente no diodo D_2 .

1.4. INVERSOR *PUSH-PULL*:

O Inversor *Push-Pull* é empregado para baixas potências porque a tensão nas chaves é igual ao dobro da tensão de entrada e utiliza um transformador com ponto médio, que aumenta muito seu volume, e por conseqüência sua massa, quando a corrente for alta.

Uma vantagem desse inversor é a presença do transformador que isola a carga e adapta a tensão de saída aos níveis desejados. Além disto todos os semicondutores possuem um terminal comum à fonte de alimentação, dispensando fontes auxiliares extras e isoladas.

Para análise das etapas de funcionamento considera-se que a relação de transformação seja $\eta:1:1$ e que o transformador seja ideal.

1.4.1. Etapas de Funcionamento do Inversor *Push-Pull*:

As etapas de funcionamento apresentadas representam o caso extremo, $\Phi = \frac{\omega T}{2}$, o que significa que sempre haverá um interruptor conduzindo durante o período de funcionamento, tendo assim a maior corrente média e eficaz passando pelas chaves.

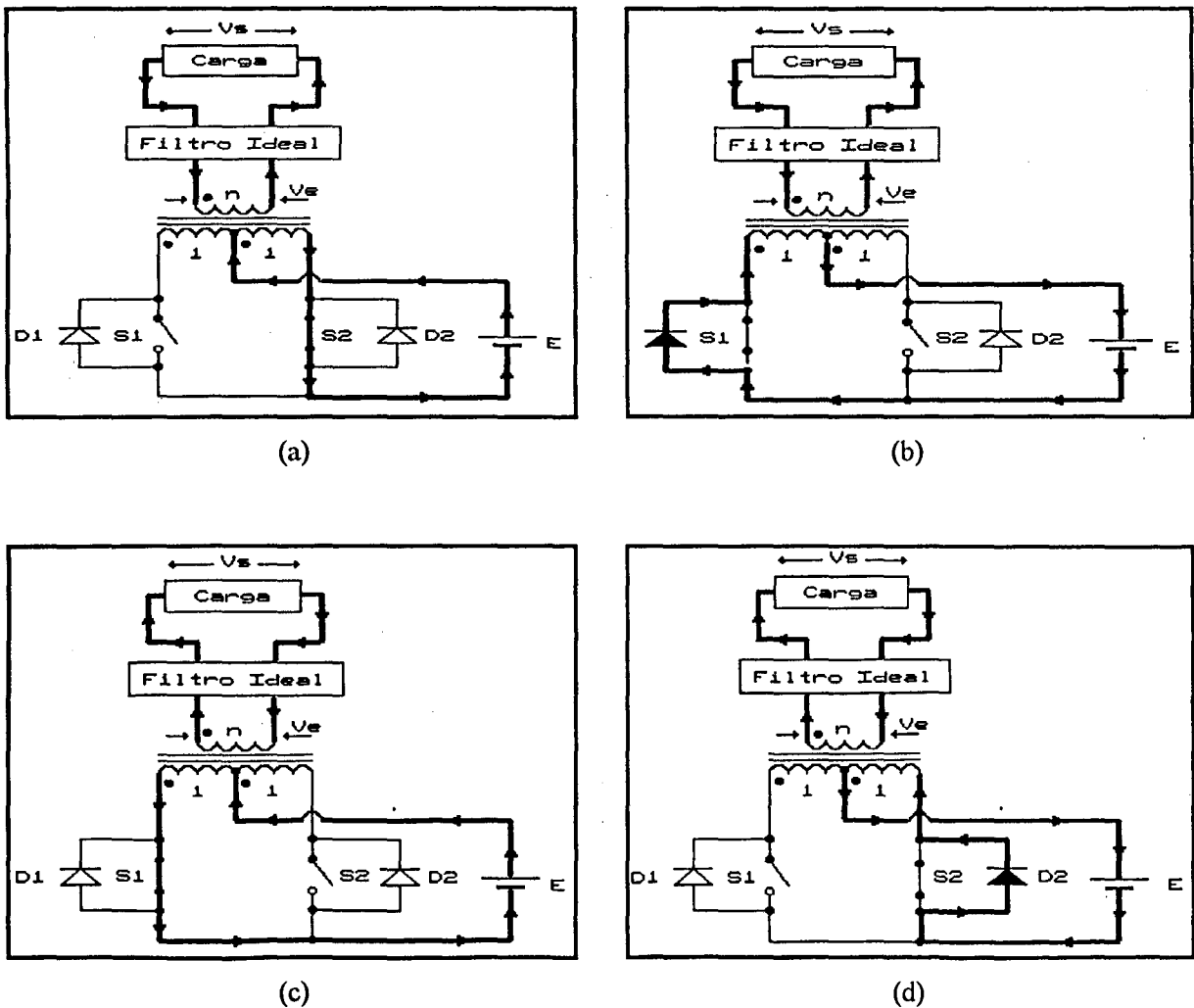


FIGURA 5: Etapas de Funcionamento do Inversor *Push-Pull*

- 1ª Etapa (figura 5(a), interv. (t_1, t_2)):** Nesta etapa S_2 está habilitada e conduzindo a corrente de carga I_C , S_1 está desabilitada e os diodos estão inversamente polarizados. Esta etapa é a de transferência de energia da fonte CC para a carga. A corrente no transformador começa a crescer, até que S_2 seja desabilitada, e S_1 habilitada a conduzir.
- 2ª Etapa (figura 5(b), interv. (t_2, t_3)):** Quando S_1 é habilitada, a tensão no primário do transformador se inverte instantaneamente, mas a corrente não, começando a decrescer até se anular. Nesta etapa o diodo D_1 está diretamente polarizado e conduz a corrente de carga.
- 3ª Etapa (figura 5(c), interv. (t_3, t_4)):** Assim que a corrente I_C se anula e inverte, S_1 passa a conduzir e a corrente começa a crescer, agora em sentido contrário ao da primeira etapa, até que S_2 seja novamente habilitada a conduzir.
- 4ª Etapa (figura 5(d), interv. (t_4, t_1)):** Como a corrente ainda não inverteu seu sentido, é o diodo D_2 que está conduzindo, até anular a corrente, voltando assim à primeira etapa.

1.4.2. Principais Equações do Inversor *Push-Pull*:

As principais equações que regem o inversor *Push-Pull*, lembrando que $V_s = \eta \cdot E$, são: [2], [26]

1. Valor de pico da componente fundamental da tensão no primário: $V_{\text{prim}(1)} = \frac{4 \cdot E}{\pi}$; (1.15)

2. Valor eficaz da componente fundamental da tensão no primário: $V_{\text{prim}(1)\text{ef}} = \frac{4 \cdot E}{\sqrt{2} \cdot \pi}$; (1.16)

3. Valor eficaz total da tensão no primário: $V_{\text{primef}} = E \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot T}{2 \cdot \pi}}$; (1.17)

4. Valor de pico da componente fundamental da tensão de saída: $V_{s(1)} = \frac{4 \cdot \eta \cdot E}{\pi}$; (1.18)

5. Valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída: $V_{s(1)ef} = \frac{4 \cdot \eta \cdot E}{\sqrt{2} \cdot \pi}$; (1.19)

6. Valor eficaz total da tensão de saída: $V_{sef} = \eta \cdot E \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot T}{2 \cdot \pi}}$; (1.20)

7. Valor médio da corrente na fonte CC: $I_{CCmd} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \eta \cdot I_{cef} \cdot \cos(\omega \cdot t_1)$; (1.21)

8. Relação entre o valor de pico da corrente na fonte de tensão contínua de entrada e seu respectivo valor médio: $\frac{I_{CCp}}{I_{CCmd}} = \frac{\pi}{2 \cdot \cos(\omega \cdot t_1)}$; (1.22)

9. Valor eficaz da corrente nos diodos: $I_{Def} = \frac{1}{2} \cdot \eta \cdot I_{cef} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \omega \cdot t_1 - \sin(2 \cdot \omega \cdot t_1)}}{\pi}$; (1.23)

10. Valor eficaz da corrente nos interruptores: $I_s = \sqrt{\frac{\eta^2 \cdot I_{cef}^2}{2} - (I_{Def})^2}$; (1.24)

11. Relação entre as frequências (frequência da corrente na fonte CC de entrada dividida pela frequência do inversor): $\frac{f_{lcc}}{f_{inv}} = 2$; (1.25)

12. Tensão reversa sobre os interruptores: $V_{rev} = 2 \cdot E$. (1.26)

Cabê lembrar neste momento que $\omega \cdot t_1$ é o intervalo de condução dos diodos.

1.5. INVERSOR MEIA PONTE (*HALF-BRIDGE*):

Pela figura 1(b) nota-se que essa topologia inversora necessita de uma fonte de entrada com um ponto médio, o que pode, em alguns casos, ser um fator que determine a impossibilidade de se utiliza-la.

1.5.1. Etapas de Funcionamento do Inversor Meia-Ponte:

Estas etapas consideram que o filtro ideal é composto, no mínimo de um indutor e de um capacitor.

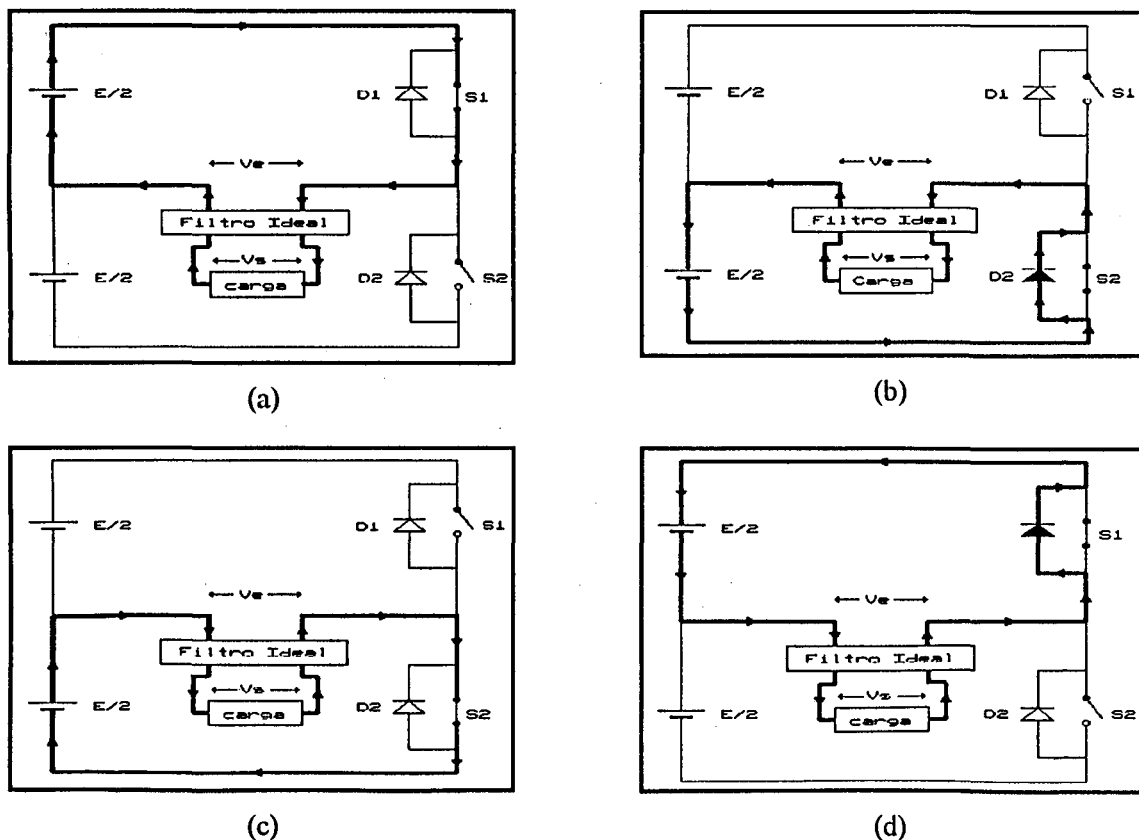


FIGURA 6: Etapas de funcionamento do Inversor Meia Ponte.

1ª Etapa (figura 6(a), interv. (t_1, t_2)): Esta é a etapa de partida onde S_1 está habilitada e conduzindo a corrente de carga. Isto faz com que seja colocado uma tensão positiva $E/2$ na entrada do filtro. A corrente I_C

começa a crescer até que a chave S_1 seja desabilitada e S_2 habilitada a conduzir.

2ª Etapa (figura 6(b), interv.(t_2, t_3)): A corrente I_C não se inverte instantaneamente. Assim, enquanto não inverte seu sentido, é conduzida pelo diodo D_2 . Este diodo polarizado coloca uma tensão negativa $E/2$ na entrada do filtro, o que faz com que a corrente comece a decrescer.

3ª Etapa (figura 6(c), interv.(t_3, t_4)): Quando I_C chega à zero, inverte de sentido e S_2 passa a conduzi-la. Isso ocorre até que S_2 seja desabilitada e S_1 habilitada a conduzir. Neste instante a corrente assume seu valor máximo negativo.

4ª Etapa (figura 6(d), interv. (t_4, t_1)): S_1 é habilitada mas quem conduz I_C é o diodo D_1 porque a corrente está em sentido contrário ao de S_1 . Este diodo polarizado coloca uma tensão positiva $E/2$ na entrada do filtro. Como a corrente neste intervalo é negativa, começa a decrescer negativamente, até que atinge o valor nulo, inverte-se e passa a ser conduzida pela chave S_1 voltando assim à primeira etapa.

1.5.2. Principais Equações do Inversor Meia-Ponte [2]:

1. Valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída: $V_{S(1)ef} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot E$; (1.27)

2. Valor médio da corrente na fonte de entrada: $I_{CCmd} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{Cef} \cdot \cos(\omega \cdot t_1)$; (1.28)

3. Relação entre o valor de pico da corrente na fonte de tensão contínua de entrada e seu respectivo valor médio: $\frac{I_{CCp}}{I_{CCmd}} = \frac{\pi}{\cos(\omega \cdot t_1)}$; (1.29)

4. Valor eficaz da corrente nos diodos : $I_{Def} = \frac{1}{2} \cdot I_{Cef} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot \omega \cdot t_1 - \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t_1)}}{\pi}$; (1.30)

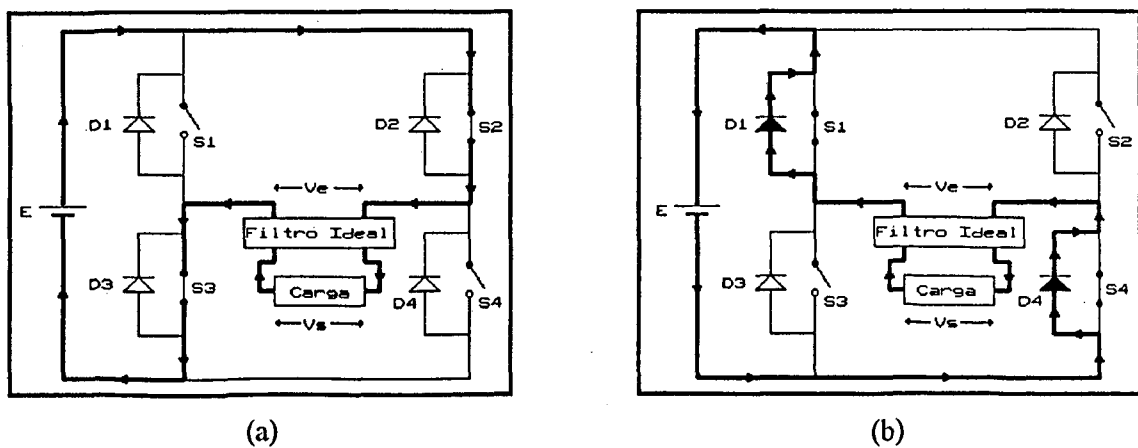
5. Valor eficaz da corrente nos interruptores: $I_s = \sqrt{\frac{I_{Cef}^2}{2} - (I_{Def})^2}$. (1.31)

1.6. Inversor Ponte Completa (*Full-Bridge*)

O conversor Ponte Completa é empregado em altas potências e altas frequências, porque a tensão reversa sobre cada uma das duas chaves em série no braço é igual à tensão contínua de entrada. O fato de envolver duas chaves por braço, o que resultam 4 chaves no inversor monofásico, leva a uma maior complexidade e um maior volume do circuito de comando.

1.6.1. Etapas de Funcionamento do Inversor Ponte-Completa:

A figura 7 apresenta as etapas de funcionamento do inversor em questão.



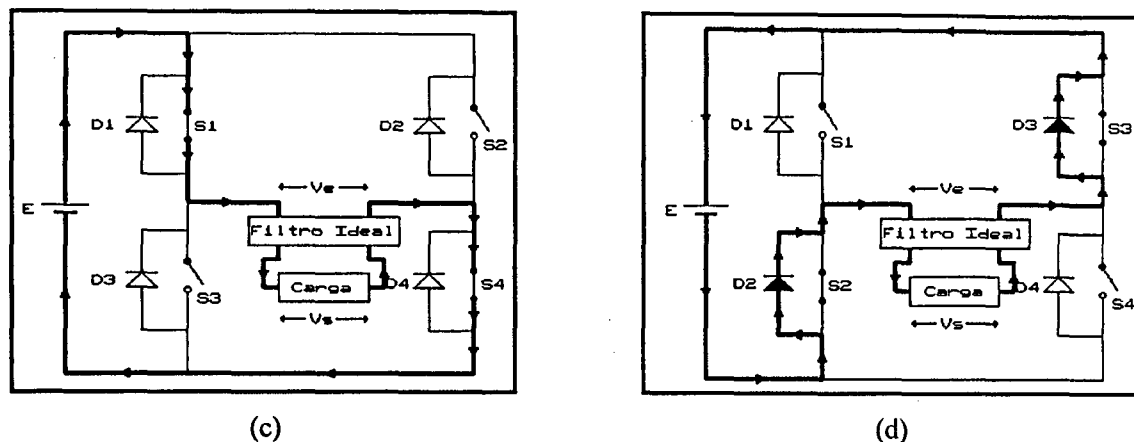


FIGURA 7: Etapas de Funcionamento do Inversor Ponte-Completa.

- 1ª Etapa (figura 7(a), interv. (t_1, t_2)):** Esta etapa começa com S_2 e S_3 conduzindo a corrente de carga I_C . Isso ocorre até que S_2 e S_3 sejam desabilitadas e S_1 e S_4 habilitadas. Nesta etapa a corrente começa a crescer, transferindo energia para a carga. Atinge seu valor máximo no instante da comutação.
- 2ª Etapa (figura 7(b), interv. (t_2, t_3)):** As chaves S_1 e S_4 estão habilitadas mas ainda não podem conduzir a corrente I_C devido ao seu sentido. Quem a conduz são os diodos D_1 e D_4 que estão diretamente polarizados. A corrente começa a decrescer até que se anula. Nesta etapa há transferência de energia da carga para a fonte de entrada.
- 3ª Etapa (figura 7(c), interv. (t_3, t_4)):** A corrente após se anular inverte seu sentido, passando por S_1 e S_4 . A corrente começa a crescer negativamente, até atingir seu valor máximo negativo, que ocorre no momento da nova comutação, agora de S_1, S_4 para S_2, S_3 .
- 4ª Etapa (figura 7(d), interv. (t_4, t_1)):** Como S_2, S_3 não conduzem a corrente neste sentido e D_2 e D_3 estão diretamente polarizados, a corrente vai decrescer através dos diodos, até se anular e os interruptores, que já estavam habilitados, passam a conduzi-la voltando assim à primeira etapa.

1.6.2. Principais Equações do Inversor Ponte-Completa:

Baseado nas mesmas condições dos dois inversores apresentados anteriormente, chega-se as seguintes equações [2]:

1. Valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída: $V_{s(1)ef} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot E$; (1.34)

2. Valor médio da corrente na fonte de tensão de entrada: $I_{CCmd} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{Cef} \cdot \cos(\omega t_1)$; (1.35)

3. Relação entre o valor de pico da corrente na fonte de tensão contínua de entrada e seu respectivo valor médio: $\frac{I_{CCp}}{I_{CCmd}} = \frac{\pi}{2 \cdot \cos(\omega t_1)}$; (1.36)

4. Valor eficaz da corrente nos diodos: $I_{Def} = \frac{1}{2} \cdot I_{Cef} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \cos(\omega t_1) - \sin(2\omega t_1)}{\pi}}$; (1.37)

5. Valor eficaz da corrente nos interruptores: $I_s = \sqrt{\frac{I_{Cef}^2}{2} - (I_{Def})^2}$; (1.38)

6. Relação entre as frequências (frequência da corrente na fonte CC de entrada dividida pela frequência do inversor): $\frac{f_{scc}}{f_{inv}} = 2$; (1.39)

7. Tensão reversa sobre os interruptores: $V_{rev} = \frac{E}{2}$. (1.40)

1.7. Estudo da Modulação por Largura de Pulso:

No item 1.2 foi apresentada a Modulação por Pulso Único (*SPM*) onde cada elemento de chaveamento conduz uma única vez por período, durante um certo tempo,

que define a energia transferida da fonte para a carga. Esta modulação é bastante simples, de fácil implementação, mas a tensão de saída possui elevado conteúdo harmônico nas baixas frequências, necessitando assim de filtros de baixa ordem, o que aumenta consideravelmente o custo e o volume do inversor que opera com tal modulação.

A Modulação por Largura de Pulso (*PWM - Pulse-Width Modulation*) aproxima a forma de onda da saída de um inversor a uma senoide, facilitando assim a ação de filtragem dos harmônicos presentes. Isso é conseguido, conforme o nome da própria modulação, pela variação da largura dos vários pulsos que ocorrem no período, reduzindo a amplitude dos harmônicos de baixa ordem.

A modulação *PWM* (como é mais conhecida) pode ser gerada de várias maneiras, que possibilitam a eliminação em maior ou menor grau do conteúdo harmônico de baixa frequência da forma de onda da saída. Pode ser feita uma classificação quanto a dois itens: formato dos pulsos e forma como são geradas. Quanto ao formato dos pulsos pode ser à dois níveis ou à três níveis. À dois níveis significa que os pulsos da onda gerada variam de um nível de tensão positiva constante para um nível de tensão negativa constante, nunca se anulando. À três níveis significa que os pulsos variam de um nível de tensão positiva constante, zero e um nível de tensão negativa constante. A classificação quanto a forma como são geradas, pode ser:

- Modulação *PWM* Senoidal Natural;
- Modulação *PWM* Senoidal Regular;
- Modulação *PWM* Otimizada;

A seguir é feita a análise de cada um dos tipos de modulações mencionados, tanto à dois níveis como à três níveis, são apresentados a forma como são gerados os pulsos e a análise do conteúdo harmônico e das limitações e complexidade de implementação.

1.7.1. Modulação *PWM* Senoidal Natural:

Esta modulação é obtida pela comparação de um sinal senoidal de referência (V_{REF}) e uma onda triangular (V_T). Os instantes de disparos das chaves do inversor são obtidos pela intersecção das duas ondas, onde a frequência da onda triangular V_T define a frequência da onda de pulsos (frequência de comutação), e a frequência da onda senoidal de referência V_{REF} define a frequência do termo fundamental da tensão de saída [9], [17], [18].

Como o instante de chaveamento é determinado pela intersecção instantânea de duas ondas, a largura do pulso resultante é proporcional a amplitude da onda senoidal de referência no instante em que ocorre o chaveamento. Disso resultam duas consequências importantes [09]:

1º) Os centros dos pulsos de um período de modulação *PWM* resultantes não são equidistantes ou uniformemente espaçados e;

2º) Não é possível definir as larguras dos pulsos usando expressões analíticas simples.

Devido a essas duas consequências, o cálculo da largura dos pulsos da onda resultante recai na equação transcendental:

$$t_p = \frac{T}{2} \cdot \left\{ 1 + \frac{M}{2} \cdot [\text{sen}(\omega_m t_1) + \text{sen}(\omega_m t_2)] \right\}, \quad (1.41)$$

onde as grandezas envolvidas na equação (1.41) estão representadas na figura 8, que é uma representação da intersecção das ondas triangular e senoidal.

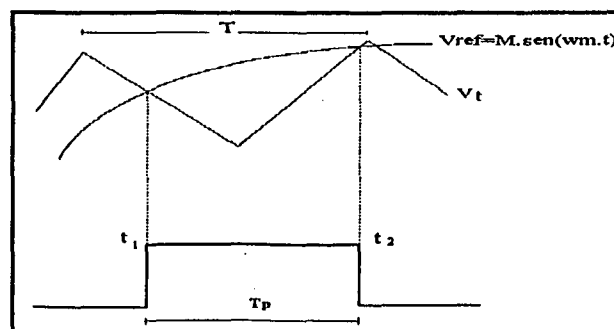
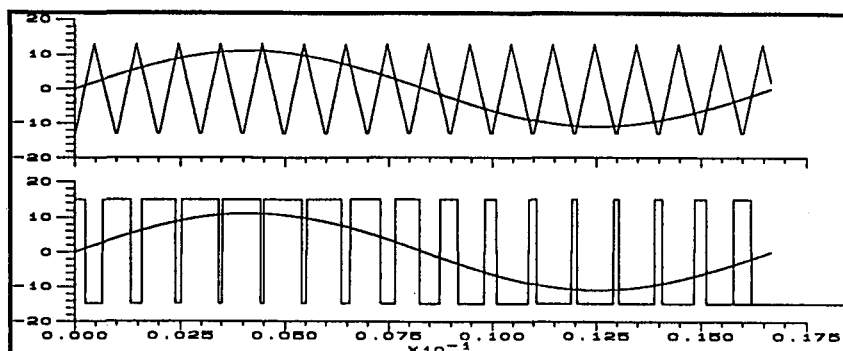
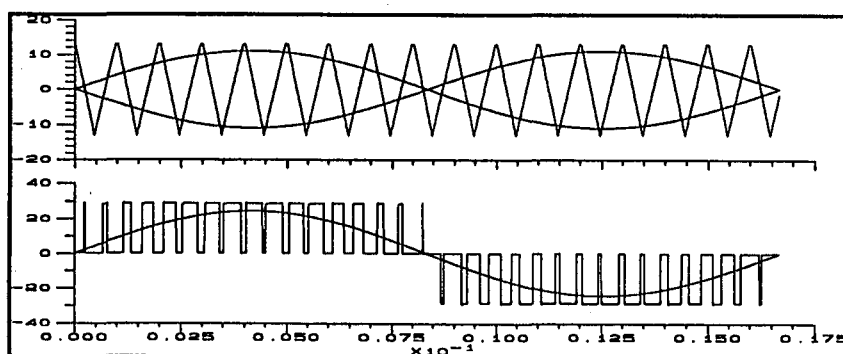


FIGURA 8: Detalhe da intersecção das ondas senoidal e triangular

A figura 9 apresenta as intersecções das duas ondas, senoidal e triangular, e a onda de pulsos gerada por essa intersecção. Sobre a onda de pulsos aparece desenhada uma senoide que representa sua componente fundamental.



(a) Modulação *PWM* senoidal natural à dois níveis.

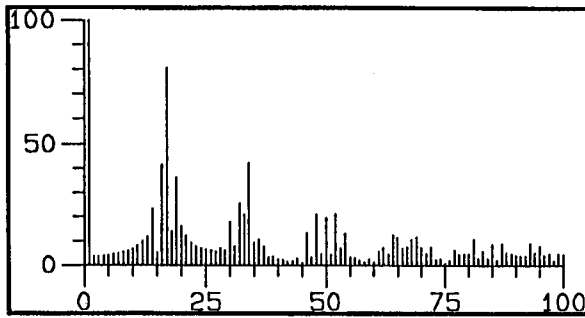


(b) Modulação *PWM* senoidal natural à três níveis.

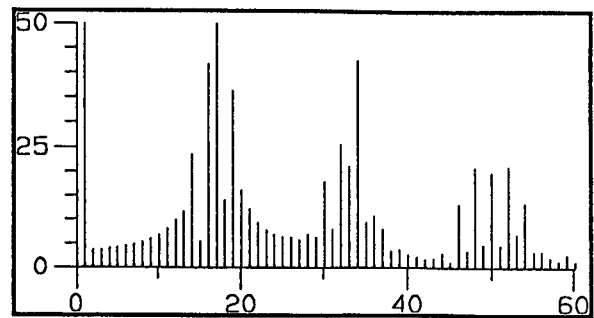
FIGURA 9: Modulações Senoidais Naturais.

Observando a figura 9 pode-se notar que para uma mesma frequência da onda triangular (frequência de comutação) na modulação à três níveis a tensão de saída do conversor possui o dobro de pulsos que a modulação à dois níveis o que resulta em os primeiros harmônicos estarem em uma ordem de frequência duas vezes superior, distanciando-se da frequência do termo fundamental.

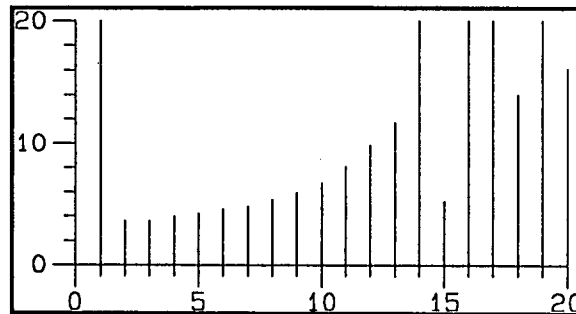
As figuras 10 e 11 apresentam a análise harmônica das duas ondas de pulsos da figura 9.



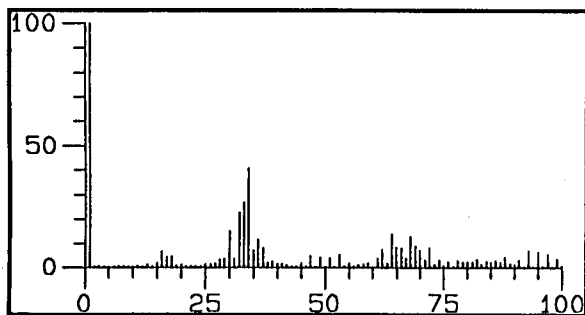
(a) Até harmônica de ordem 100



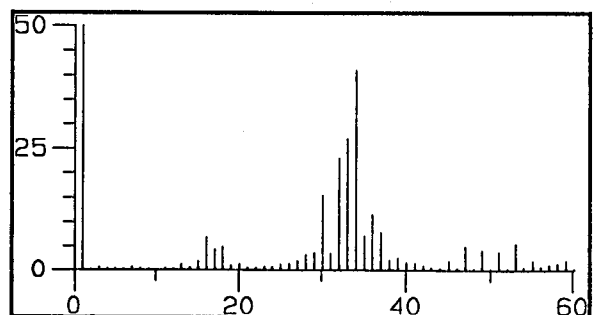
(b) Até harmônica de ordem 60 (detalhe)



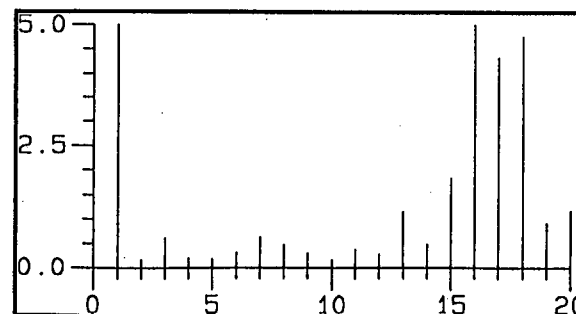
(c) Até harmônica de ordem 20 (detalhe)

FIGURA 10: Análise Harmônica da Onda Gerada pela Modulação *PWM* senoidal natural à dois níveis.

(a) Até harmônica de ordem 100



(b) Até harmônica de ordem 60 (detalhe)



(c) Até harmônica de ordem 20 (detalhe)

FIGURA 11: Análise Harmônica da Onda Gerada pela Modulação *PWM* senoidal natural à três níveis.

As figuras 10 e 11 apresentam três desenhos para evidenciar melhor a análise. Os três representam a mesma forma de onda, diferenciando apenas na faixa dos valores das abcissas (ordem da harmônica) e ordenadas (percentual do valor da componente fundamental).

Comparando a figura 10 com a 11 nota-se que o conteúdo harmônico nas baixas frequências da modulação à três níveis é menor que o da modulação à dois níveis. Os harmônicos de baixa ordem são pouco significativos na modulação à três níveis, facilitando assim a ação de filtragem.

1.7.2. Modulação *PWM* Senoidal Regular:

A Modulação *PWM* Senoidal Regular baseia-se na amostragem de valores instantâneos de uma senoide de referência. Esta amostra é conseguida através de um circuito tipo "amostra-e-retem" (*Sample-and-Hold*), que armazena o valor instantâneo de pontos eqüidistantes ao longo do sinal senoidal, mantendo-o constante até que seja feita uma nova amostragem. Desse processo resulta uma onda em forma de degraus, denominada de sinal modulante amostra-e-retem, que é comparado com uma forma de onda triangular, gerando assim a forma de onda *PWM*. Isso está representado na figura 12 e 13 [09].

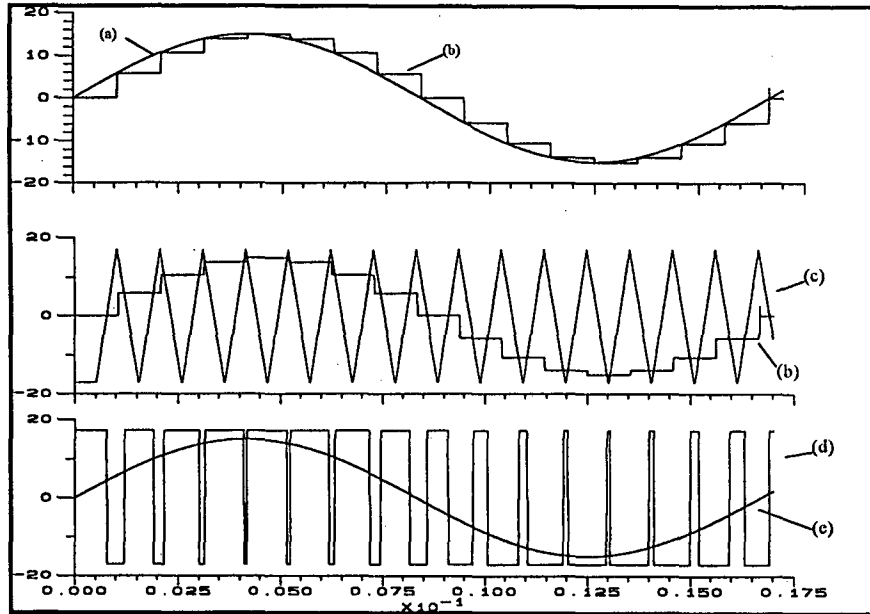


FIGURA 12: Formas de Onda da modulação *PWM* senoidal Regular à dois níveis.

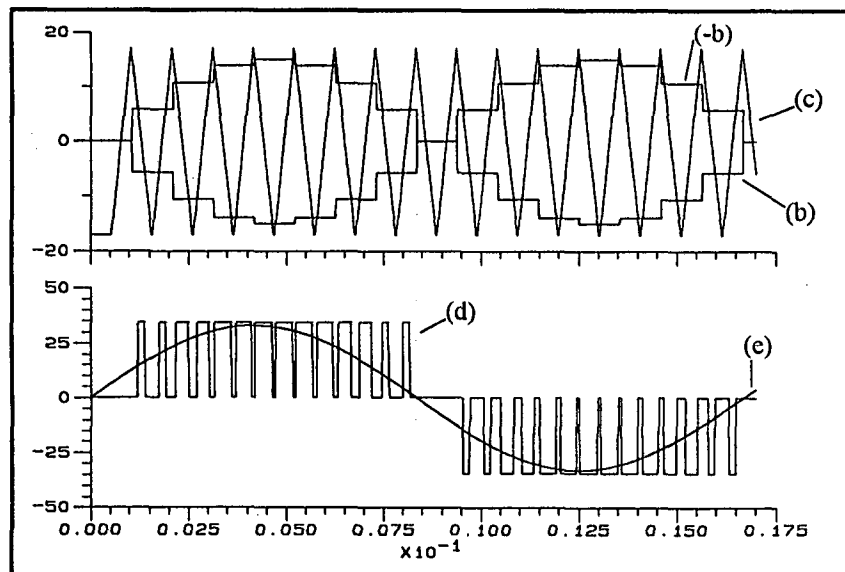


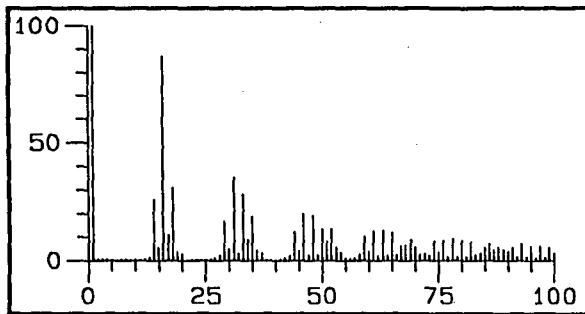
FIGURA 13: Formas de Onda da Modulação *PWM* Senoidal Regular à três níveis.

onde:

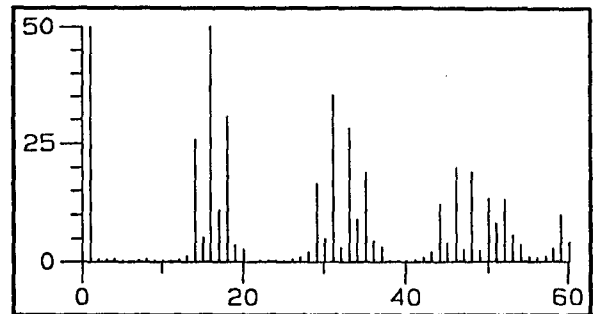
- (a) é o sinal de referência V_{REF} ;
 - (b) é o sinal modulante amostra-e-retain;
 - (c) é a forma de onda triangular;
 - (d) onda de pulsos gerada pela modulação;
 - (e) é forma de onda da componente fundamental do *PWM*;
- $t_2 - t_1$ é igual ao período da onda triangular.

Observando as figuras 12 e 13 nota-se que o sinal modulante amostra-rem tem amplitude constante para cada intervalo de amostragem, e conseqüentemente as larguras dos pulsos são proporcionais à amplitude da onda modulante para tempos de amostragem uniformemente espaçados, daí a terminologia "regular".

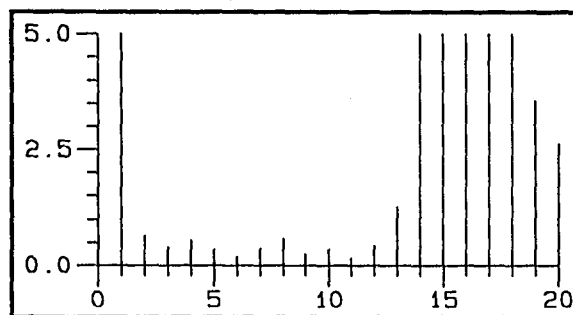
As figuras 14 e 15 mostram uma análise harmônica das formas de onda *PWM* senoidal regular.



(a) Até harmônica de ordem 100

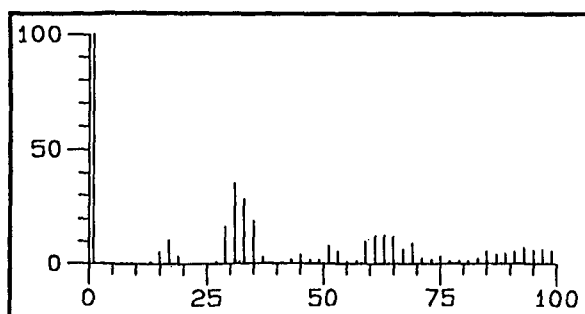


(b) Até harmônica de ordem 60 (detalhe)

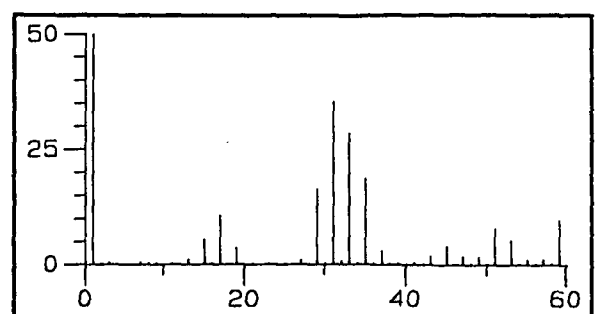


(c) Até harmônica de ordem 20 (detalhe)

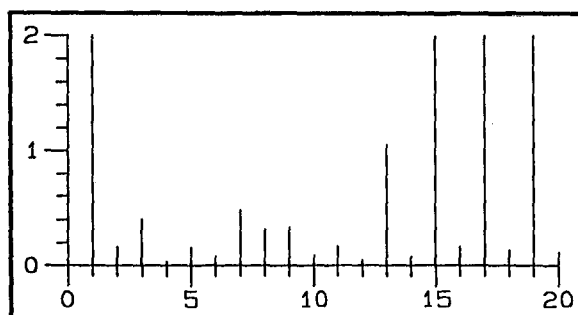
FIGURA 14: Análise Harmônica da Onda Gerada pela Modulação *PWM* Senoidal Regular à dois níveis.



(a) Até harmônica de ordem 100



(b) Até harmônica de ordem 60 (detalhe)



(c) Até harmônica de ordem 20 (detalhe)

FIGURA 15: Análise Harmônica da Onda Gerada pela Modulação *PWM* Senoidal Regular à três níveis.

Nesta análise harmônica fica confirmado que a modulação à três níveis tem um maior desempenho em relação à diminuição do conteúdo harmônico, nas baixas frequências.

Uma característica importante do *PWM* senoidal regular é a possibilidade de se definir as posições de amostragem e os valores amostrados, e por consequência, a largura e a posição dos pulsos podem ser previstas. Esta é uma vantagem sobre o *PWM* senoidal natural, permitindo o uso de circuitos digitais ou computadores dedicados para a sua geração.

1.7.3. Modulação *PWM* Otimizada:

Conforme foi mostrado anteriormente, os *PWM*'s natural e regular, são gerados por circuitos práticos baseados em processos de modulação bem definidos. Ao contrário disso, o *PWM* otimizado é gerado a partir da onda *PWM*, onde são calculados os ângulos de comutação para que sejam eliminados alguns harmônicos pré-estabelecidos. Com isso, a geração dos pulsos do *PWM* otimizado não é feita através de comparações de formas de onda conhecidas, mas através da utilização de memórias (EPROM) que podem ser acessadas por microprocessadores, onde estão memorizados os ângulos de comutação previamente calculados para que satisfaçam certas condições de desempenho [17].

Uma forma de onda PWM otimizada típica é mostrada na figura 16. É um PWM à dois níveis com três ângulos de comutação em um quarto de período, com uma simetria que elimina os harmônicos de ordem par.

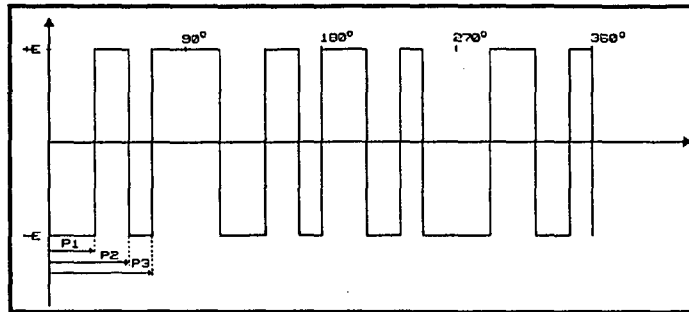


FIGURA 16: Forma de Onda da Modulação *PWM* Senoidal Otimizada à Dois Níveis.

Seja P_n a representação dos "n" ângulos que definem comutações das chaves no trecho compreendido entre 0° e 90° .

A expressão do termo fundamental da tensão na saída do inversor, representada pela figura 16 é:

$$V_{e(1)} = \frac{4 \cdot E}{\pi} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{i=1}^n (-1)^i \cdot \cos P_i \right] \quad (1.42)$$

Seja "k" a harmônica a ser eliminada.

Os harmônicos da tensão de saída são calculados pela seguinte expressão:

$$V_{e(k)} = \frac{4 \cdot E}{k \cdot \pi} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{i=1}^n (-1)^i \cdot \cos(k \cdot P_i) \right] \quad (1.43)$$

com $k = 3, 5, 7, \dots$

O cálculo dos ângulos é feito pela resolução de um sistema de "n" equações não lineares à "n" incógnitas, onde:

$$V_{e3} = V_{e5} = \dots = V_{ek} = 0 \quad (1.44)$$

Para uma modulação *PWM* otimizada à três níveis a forma de onda programada está representada na figura 17.

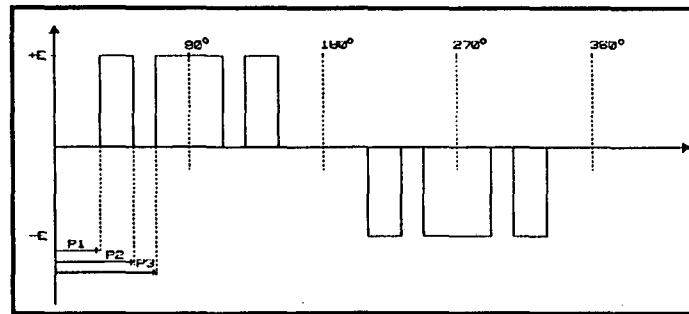


FIGURA 17: Forma de Onda da Modulação *PWM* Otimizada à três níveis.

Para a modulação à três níveis a expressão do termo fundamental da tensão resultante na saída do inversor é:

$$V_{e(1)} = \frac{4 \cdot E}{\pi} \cdot \left[\sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \cdot \cos P_i \right]. \quad (1.45)$$

Seja k a harmônica a ser eliminada. Devido à simetria, as harmônicas pares resultam nulas. Os harmônicos da tensão de saída são calculados pela seguinte expressão:

$$V_{e(k)} = \frac{4 \cdot E}{k \cdot \pi} \cdot \left[\sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \cdot \cos(k \cdot P_i) \right], \quad (1.46)$$

onde $k=3,5,7,\dots$

Se a forma de onda à três níveis possuir n ângulos, pode-se, pela escolha apropriada destes ângulos, eliminar " n " harmônicos ou fixar o valor do termo fundamental e eliminar " $n-1$ " harmônicos ímpares. O cálculo dos ângulos é feito pela resolução de um sistema de " n " equações à " n " incógnitas (P_1, P_2, \dots, P_n), onde:

$$V_{e3} = V_{e5} = \dots = V_{ek} = 0, \quad (1.47)$$

onde $k=3,5,7,\dots$

Este tipo de modulação é bastante eficiente na eliminação do conteúdo harmônico, mas é complexo para implementar. A seguir são apresentadas duas tabelas, retiradas de [17], que mostram o efeito da escolha dos ângulos de comutação na atenuação dos harmônicos.

		Número de Ângulos					
Valor dos Ângulos	1	2	3	4	5	6	7
	20,00°	23,65°	13,99°	15,46°	10,69°	11,50°	8,64°
		33,33°	37,25°	24,33°	26,34°	19,15°	20,38°
			42,64°	46,11°	32,29°	34,42°	26,02°
				49,39°	52,39°	38,58°	40,66°
					54,54°	57,08°	43,68°
						58,55°	60,71°
							73,24°

Taxa de Harmônicos em %							
V_3/V_1							
V_5/V_1	30,600						
V_7/V_1	41,200	29,700					
V_9/V_1	37,900	48,700	29,300				
V_{11}/V_1	26,200	36,100	52,600	28,900			
V_{13}/V_1	11,800	03,300	35,800	54,600	28,700		
V_{15}/V_1		20,000	04,100	35,700	56,000	28,600	
V_{17}/V_1	05,900	15,900	01,300	04,100	35,600	56,800	28,500
V_{19}/V_1	05,200	06,800	19,900	00,200	04,000	35,500	57,400
V_{21}/V_1		24,600	18,100	01,000	00,200	04,000	35,400
V_{23}/V_1	06,700	22,600	09,000	19,600	00,020	00,200	03,900
V_{25}/V_1	11,500	07,000	22,250	19,400	01,000		00,200
V_{1cl}/E	00,792	00,755	00,738	00,729	00,723	00,720	00,717

TABELA 1 : Efeito da Modulação Otimizada à dois níveis.

		Número de Ângulos				
Valor dos Ângulos	1	3	5	7	9	11
	30,00°	22,72°	18,17°	15,12°	12,95°	11,32°
		37,85°	26,64°	20,55°	16,73°	14,11°
		46,82°	36,87°	30,50°	26,03°	22,72°
			52,90°	40,98°	33,40°	28,19°
			56,69°	46,38	39,38°	34,27°
				61,10°	49,96°	42,21°
				63,03°	53,13°	46,05°
				66,29°	56,13°	
				67,40°	58,13°	
					69,88°	
					70,58°	

Taxa de Harmônicos em %						
V_3/V_1						
V_5/V_1	20,000					
V_7/V_1	14,300					
V_9/V_1		18,700				
V_{11}/V_1	09,100	20,100				
V_{13}/V_1	07,700	06,900	18,300			
V_{15}/V_1		22,700	21,900			
V_{17}/V_1	05,900	06,500	08,600	18,100		
V_{19}/V_1	05,300	10,800	22,800	22,600		
V_{21}/V_1		04,900	07,400	09,400	18,000	
V_{23}/V_1	04,300	04,900	01,200	22,900	23,100	
V_{25}/V_1	04,000	01,000	01,000	07,300	09,800	17,900
V_{27}/V_1		08,200	11,700	01,100	22,900	23,300
V_{29}/V_1	03,500	01,400	06,200	00,100	07,200	10,000
V_{1cl}/E	00,780	00,736	00,722	00,717	00,714	00,712

TABELA 2 : Efeito da Modulação Otimizada à três níveis.

1.7.4. Modulação Proposta neste Trabalho:

As modulações apresentadas nos ítems anteriores mostram-se mais eficientes a medida em que aumenta a complexidade, e por conseqüência o custo e o volume, dos circuitos que a geram. Uma modulação *PWM* Otimizada é muito mais eficiente que uma modulação Natural, mas o circuito para gerar os pulsos é muito mais oneroso e complexo.

Quando alimentam uma carga não-linear, estas modulações tradicionais possuem um desempenho pouco satisfatório. Um exemplo de carga não-linear são as fontes chaveadas que alimentam a grande maioria dos microcomputadores.

Este trabalho faz a análise e o projeto de um inversor que atua com uma modulação, que está baseada na mais antiga estratégia de controle em malha fechada, o "liga-desliga", de fácil implementação, de baixo custo e com um desempenho excelente quando alimenta uma carga não-linear (TDH bem menor que 5%).

Nesta estratégia de modulação a onda de saída, que é amostrada instantaneamente, é comparada com uma onda de referência, gerando assim um sinal de erro, que passa por um comparador com histerese, na saída do qual se obtém um "trem" de pulsos que comandam os interruptores do inversor.

A figura 18 mostra um diagrama genérico que ilustra, com mais clareza, a forma como é gerada essa modulação.

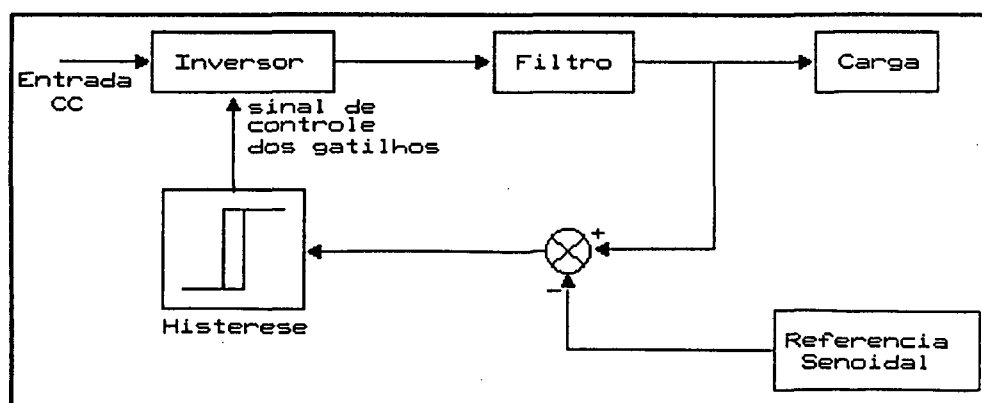


FIGURA 18: Diagrama de Blocos do Circuito com a Modulação Proposta neste Trabalho.

Pela figura 18 pode-se notar que o laço de realimentação está constantemente monitorando a onda de saída. Como os inversores aqui estudados são Inversores de Tensão, a grandeza realimentada e monitorada é a tensão de saída. Nada impede que seja monitorada, por exemplo, a corrente no capacitor do filtro LC de saída, como é o caso apresentado em [25].

Para atenuar os harmônicos da onda da saída, é utilizado um filtro do tipo LC (indutor+capacitor).

Esta estratégia de modulação gera pulsos com larguras distintas assemelhando-se muito à um *PWM*. Sendo assim, passa-se a chamar esta modulação de *PWM*.

Como a realimentação serve para gerar os pulsos que comandam os interruptores e controlar os parâmetros da forma de onda da saída, o circuito fica bastante reduzido e muito eficiente., pois nas estratégias de modulações apresentadas anteriormente são necessários circuitos para gerar os pulsos e para fazer o controle da saída distintos.

Através da figura 18 vê-se que o sistema deve sempre funcionar em malha fechada e que o bloco do comparador com histerese é uma função não-linear. Estas duas características, criam certas dificuldades no projeto do conversor, já que um circuito em malha-fechada se não for bem projetado pode levar o sistema à instabilidade, e devido à presença de elementos não lineares, torna-se necessário fazer algumas aproximações que podem diminuir consideravelmente a precisão dos cálculos do projeto.

Neste trabalho é apresentado um roteiro de cálculos, que permite um engenheiro fazer facilmente o projeto do inversor apresentado, desde a parte de potência até o controle.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

2.1. Introdução:

A estratégia de modulação descrita na seção 1.7.4. gera um PWM à dois níveis e assim permite ser adotado qualquer um dos dois tipos de topologias (meia-ponte ou ponte-completa). Por simplicidade, será analisado um inversor do tipo meia-ponte.

Em uma modulação do tipo PWM, à medida que o número de pulsos aumenta, as harmônicas de saída tenderão a se deslocar para uma região de frequências mais elevadas do espectro harmônico, reduzindo peso e volume dos elementos do filtro de saída. Porém, na prática, o número de pulsos é limitado pela frequência máxima de comutação que os semicondutores permitem, bem como pelo tempo mínimo de condução e bloqueio que os mesmos podem realizar.

Uma comparação entre os interruptores controlados existentes e disponíveis, é apresentada na tabela 3.[24]

DISPOSITIVO	CAPACIDADE DE POTÊNCIA	VELOCIDADE DE CHAVEAMENTO
<i>TJB/MD</i>	MÉDIA	MÉDIA
<i>MOSFET</i>	PEQUENA	ELEVADA
<i>GTO</i>	ALTA	PEQUENA
<i>IGBT</i>	MÉDIA	MÉDIA

TABELA 3: Comparação entre os interruptores

onde:

-*TJB/MD* significa Transistor de Junção Bipolar em Configuração Darlington em um único *chip*. (MD vem do inglês *Monolithic Darlington*);

-*MOSFET* significa Transistor de Efeito de campo de semicondutor-óxido-metal (do inglês *Metal-Oxide_Semiconductor Field Effect Transistors*);

-*GTO* significa Tiristor com Porta de Desligamento (do inglês *Gate-Turn-Off Thyristors*);

-*IGBT* significa Transistor Bipolar com Porta Isolado (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistors*).

Analisando a tabela 3, nota-se que em termos de velocidade de comutação o *MOSFET* é o interruptor mais indicado quando se quer alta frequência de comutação.

A representação do *MOSFET* nos circuitos eletrônicos e sua característica I-V estão mostradas na figura 19.

Pelas características I-V, nota-se que o *MOSFET* é um dispositivo controlado por tensão, que pode variar do estado fechado (ligado, *on*) para o estado aberto (desligado, *off*) conforme variar a tensão V_{GS} (tensão entre porta e fonte, do inglês *gate-source*). O *MOSFET* requer a aplicação contínua da tensão V_{GS} , de amplitude apropriada, para se manter no estado fechado. Não há corrente no gate, exceto na transição do estado fechado para aberto ou vice-versa, quando a capacitância intrínseca do *gate* é carregada ou descarregada.

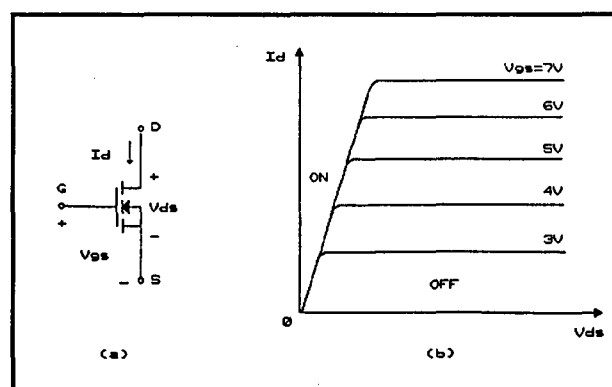


FIGURA 19: Representação do *MOSFET* e sua característica I-V

A resistência de condução, $r_{DS(on)}$ (resistência entre *dreno* e *source*) cresce conforme aumenta a tensão V_{DS} ; devido a isso, somente dispositivos com pequenas faixas de tensão são disponíveis, assim, com pequenas resistências de condução, apresentam pequenas perdas. Devido a sua grande velocidade de comutação, as perdas de comutação podem ser pequenas, conforme é observado na equação (2.1).

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot V_{rev} \cdot I_s \cdot f_s \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2.1)$$

onde:

P_s = Perda de potência na comutação;

V_{rev} = Tensão a que o interruptor fica submetido quando está aberto;

I_s = Corrente eficaz que o interruptor conduz;

f_s = Freqüência de comutação

$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv}$

t_{ri} = Tempo de subida da corrente;

t_{fv} = Tempo de descida da tensão;

$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi}$

t_{rv} = Tempo de subida da tensão;

t_{fi} = Tempo de descida da corrente.

De um ponto de vista de potência total de perdas, *MOSFETs* de 300 a 400V competem com transistores bipolares (*TJB*) somente se a freqüência de comutação está entre 30 a 100 kHz.

Os *MOSFETs* estão disponíveis em tensão que excedem os 1000V, mas com pequenas faixas de correntes e com correntes acima de 100A para pequenas faixas de tensão. A tensão V_{GS} máxima é $\pm 20V$.

O *MOSFET* é de fácil associação em paralelo porque suas resistências de condução possuem coeficiente de temperatura positivo. Isso ajuda a contornar o problema das baixas capacidades de condução de corrente.

Baseado nestas características do *MOSFET*, opta-se por usá-lo na estrutura de potência.

Cabe lembrar que o *MOSFET* possui um diodo intrínseco em antiparalelo, de mesma capacidade de condução de corrente, e um capacitor também intrínseco, de alguns picofarads, em paralelo. Esse diodo intrínseco não é dos mais rápidos, mas muitas vezes é aproveitado e passa a fazer parte do circuito ativo.

A estrutura a ser estudada está representada abaixo.

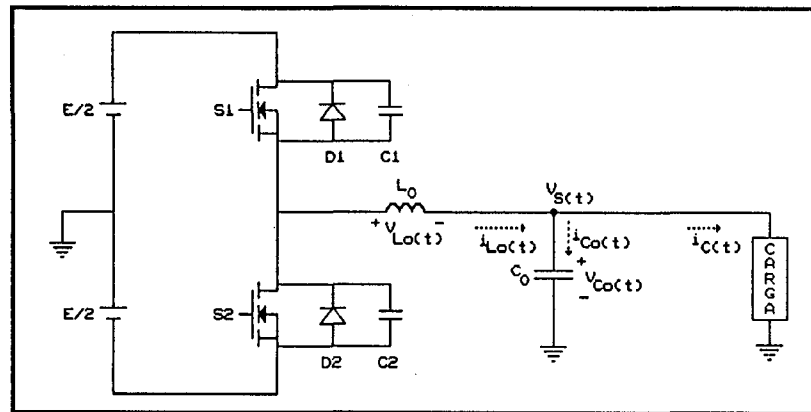


FIGURA 20: Sistema a ser estudado

onde:

L_o = Indutância do filtro de saída;

C_o = Capacitância do filtro de saída;

S_1, S_2 = Interruptores do tipo *MOSFET*;

D_1, D_2 = Diodos intrínsecos dos *MOSFETS*;

C_1, C_2 = Capacitores intrínsecos dos *MOSFETS*;

$E/2$ = Tensão contínua de entrada do inversor;

$V_{L_o}(t)$ = Tensão sobre o indutor do filtro de saída;

$V_{C_o}(t)$ = Tensão sobre o capacitor do filtro de saída;

$V_s(t)$ = Tensão de saída;

$i_{C_o}(t)$ = Corrente no capacitor do filtro de saída;

$i_{L_o}(t)$ = Corrente no indutor do filtro de saída;

$i_c(t)$ = Corrente na carga;

2.2. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

A figura 21 mostra o comportamento idealizado da corrente no indutor L_o . Nesta figura pode-se notar três regiões distintas, onde a corrente tem características diferentes [25].

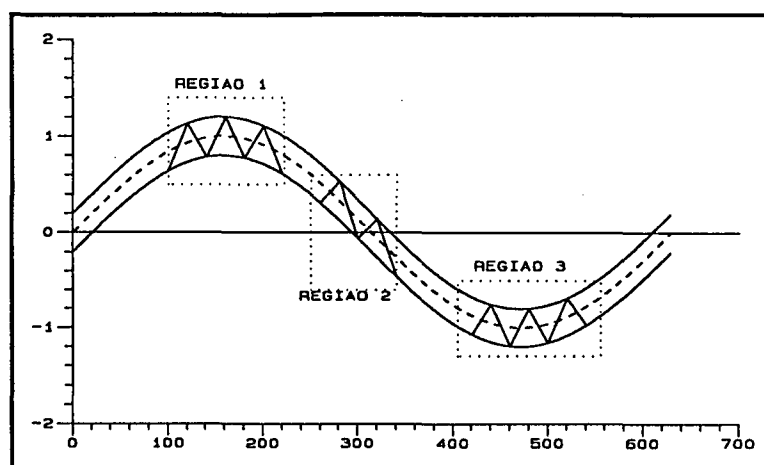


FIGURA 21: Comportamento da Corrente no Indutor L_o ($i_{L_o}(t)$) - Regiões de funcionamento.

Nas regiões 1 e 3 a corrente $i_{L_o}(t)$ não inverte seu sentido. Já na região 2 ela se inverte no momento em que a componente fundamental da corrente cruza o zero.

As etapas de funcionamento, quando $i_{L_o}(t)$ encontra-se nas regiões 1 e 3, são praticamente idênticas, diferenciando apenas no sentido da corrente que circula no filtro e na carga. Desse modo, são analisadas somente as regiões 1 e 2.

A figura 22 mostra as quatro diferentes etapas de funcionamento do inversor, levando em consideração os capacitores intrínsecos dos *MOSFETs*, denominados de C_1 e C_2 , quando a corrente i_{L_o} se encontra na região 1.

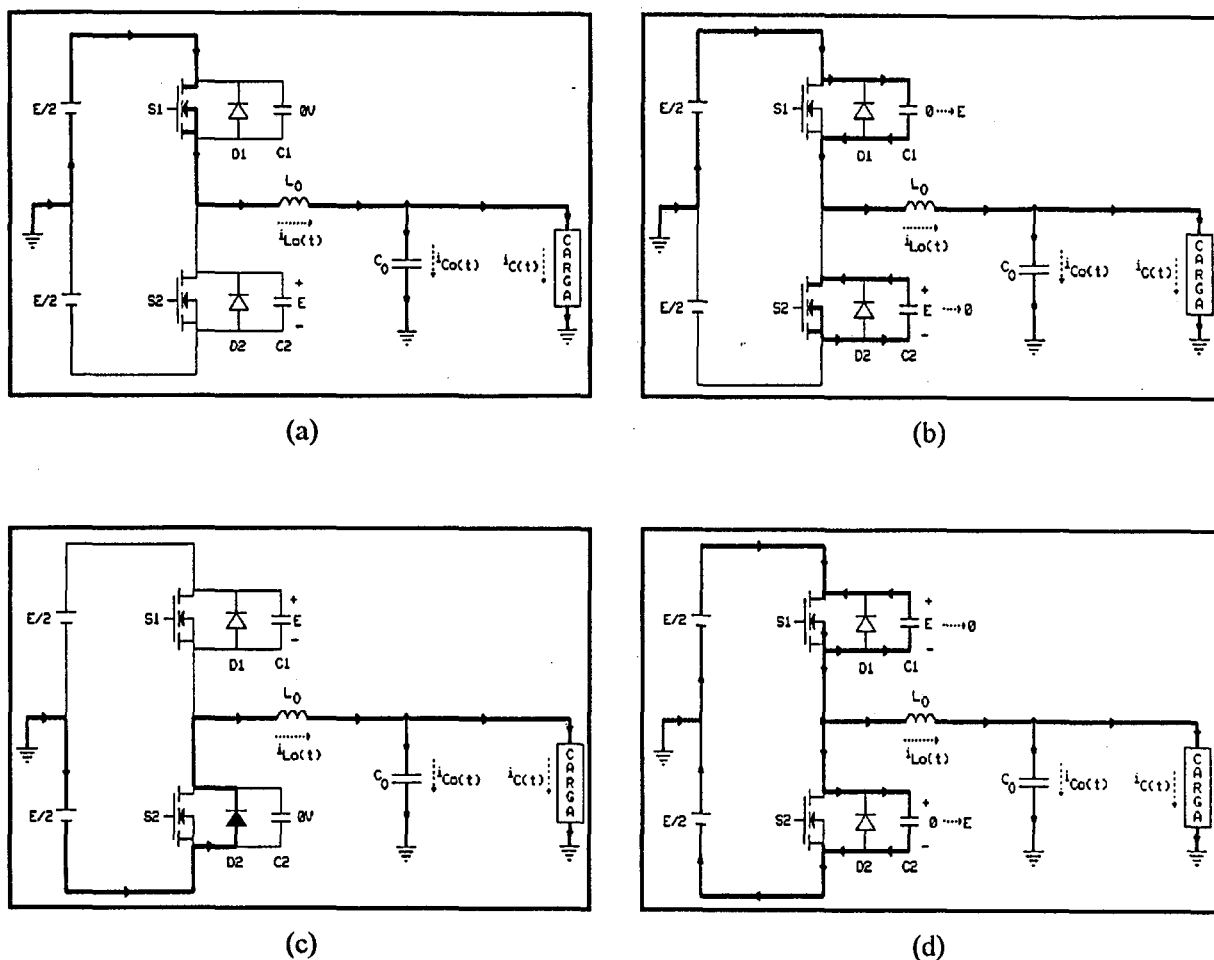


FIGURA 22: Etapas de Funcionamento do Conversor Para a Região 1

1ª ETAPA (figura 22(a)): O interruptor S_1 está habilitado e conduzindo a corrente de carga. Com isso o capacitor C_1 está descarregado e C_2 carregado com tensão $+E$, polarizando inversamente o diodo D_2 . Nesta etapa, o interruptor S_1 coloca a tensão $+E/2$ na entrada do filtro, que faz com que a corrente no indutor L_0 comece a crescer. Por conseqüência, a tensão de saída V_s começa a crescer até chegar ao limite máximo positivo imposto pela faixa de histerese $+H$. Neste instante, o interruptor S_1 é desabilitado e S_2 habilitado.

2ª ETAPA (figura 22(b)): No momento em que S_1 é aberto, o capacitor C_1 assume a corrente instantaneamente, pois ele estava descarregado e por isso se comporta como um curto-circuito, e o capacitor C_2 começa a se descarregar sobre o interruptor S_2 . Quando a tensão em C_1 atinge o valor $+E$, C_2 já está

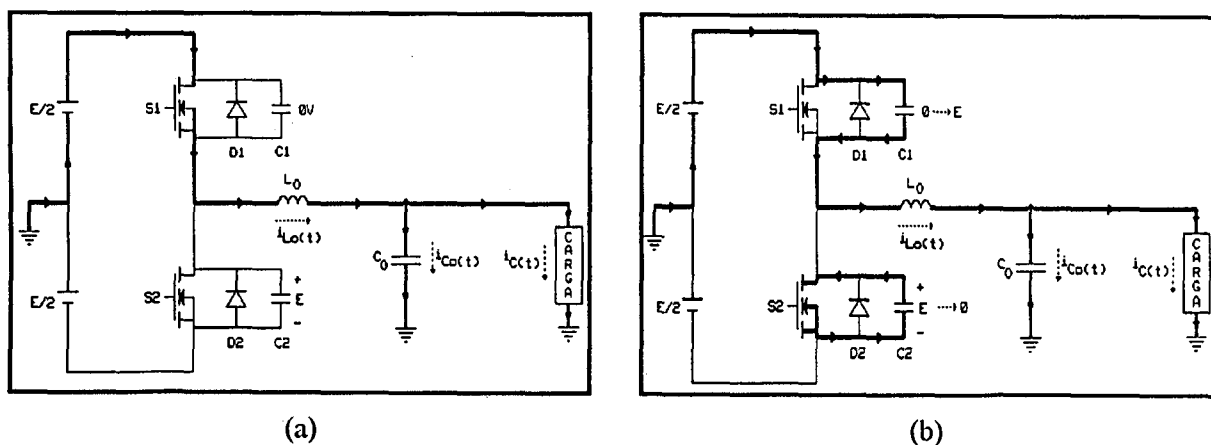
descarregado e assim D_2 está diretamente polarizado, passando a conduzir, colocando a tensão $-E/2$ na entrada do filtro.

3ª ETAPA (figura 22(c)): A corrente em L_0 começa a diminuir, fazendo com que a tensão de saída V_S também diminua, até atingir o limite máximo negativo imposto pela faixa de histerese $-H$. Neste instante o interruptor S_1 é habilitado e S_2 é desabilitado a conduzir.

4ª ETAPA (figura 22(d)): Novamente haverá uma troca de cargas nos capacitores C_1 e C_2 . O capacitor C_1 descarregar-se-á e C_2 carregar-se-á. Assim que isso acontecer, S_1 passa a conduzir a corrente, voltando à primeira etapa.

Estes intervalos de tempo de carga e descarga dos capacitores C_1 e C_2 são bastante pequenos, pois os valores das capacitâncias são pequenos.

A figura 23 mostra as etapas de funcionamento quando a corrente $i_{L_0}(t)$ se encontra na região 2. Nesta região, a corrente $i_{L_0}(t)$ e a corrente de carga $i_C(t)$ mudam de sentido.



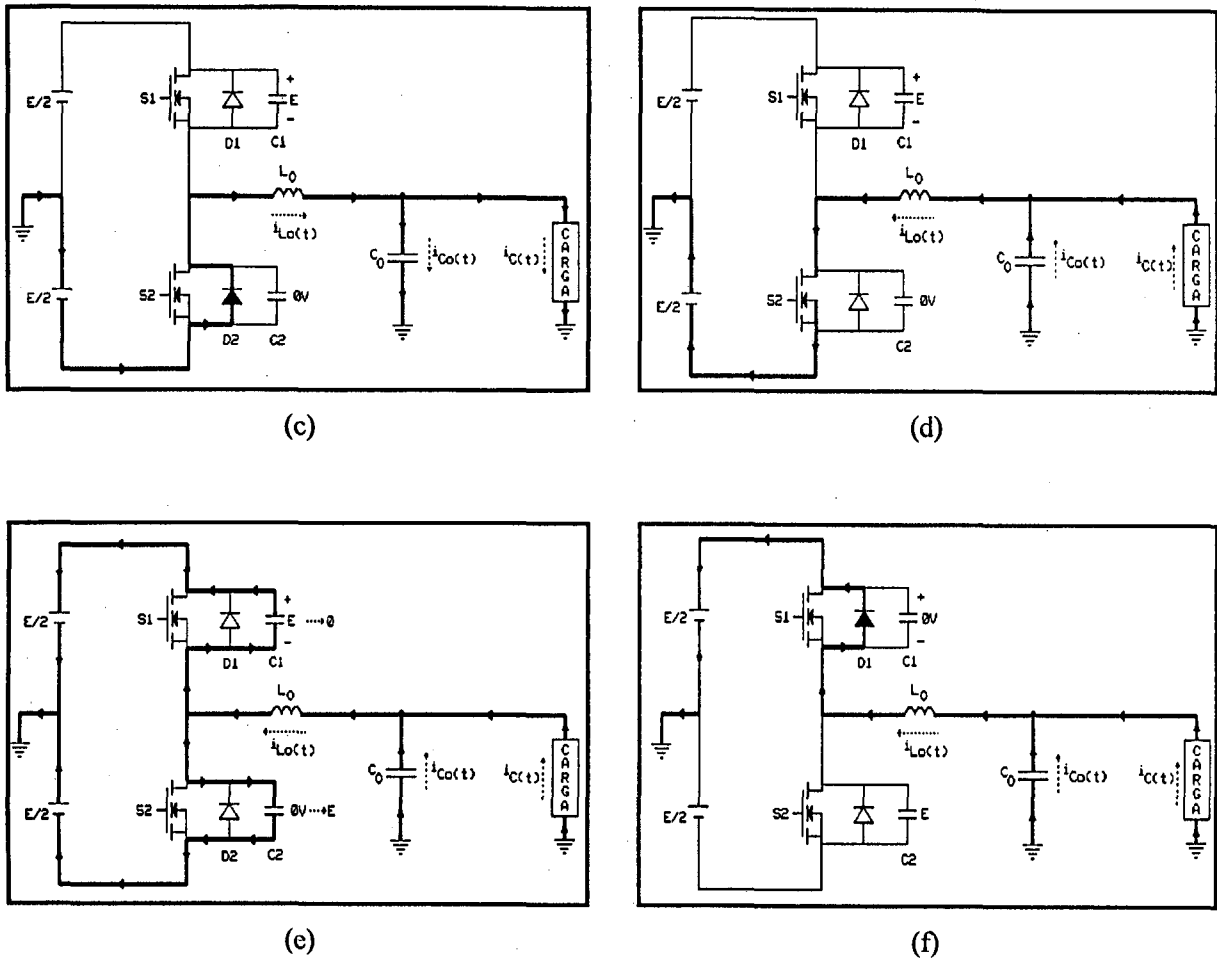


FIGURA 23: Etapas de funcionamento do conversor para a região 2.

- 1ª Etapa (Figura 23(a)):** O interruptor S_1 está habilitado e conduzindo, o capacitor C_1 está descarregado e C_2 está carregado com a tensão E , polarizando inversamente o diodo D_2 . A componente fundamental da corrente no indutor, $i_{L_0(1)}(t)$, é positiva, mas está próxima de zero. Neste instante " $di_{L_0}(t)/dt$ " é positiva.
- 2ª Etapa (Figura 23(b)):** O interruptor S_1 é desabilitado e S_2 é habilitado a conduzir. O capacitor C_1 assume a corrente, afim de carregar-se, enquanto C_2 é descarregado.
- 3ª Etapa (Figura 23(c)):** Quando a tensão em C_2 chegar a zero, o diodo D_2 é diretamente polarizado e passa a conduzir a corrente $i_{L_0}(t)$. A derivada " $di_{L_0}(t)/dt$ " é negativa, a corrente $i_{L_0}(t)$ começa a diminuir e sua componente fundamental "cruza o zero".

4ª Etapa (Figura 23(d)): A corrente $i_{L_o}(t)$ se inverte e S_2 assume com tensão nula.

5ª Etapa (Figura 23(e)): S_2 é desabilitado e S_1 habilitado. O capacitor C_1 descarrega-se e C_2 carrega-se. Quando a tensão no capacitor chegar a zero, o diodo D_1 é polarizado diretamente.

6ª Etapa (Figura 23(e)): D_1 assume a corrente $i_{L_o}(t)$, que tem sentido contrário ao da primeira etapa. A partir desta etapa, a corrente no indutor entra na região 3 que possui as mesmas etapas de operação da região 1, porém com o sentido da corrente invertido.

Analisando a comutação que ocorre da primeira para a quarta etapa, nota-se que é do tipo ZVS (do inglês, Zero Voltage Switching), pois o interruptor S_1 passa a conduzir com tensão praticamente nula, porque era D_1 que estava conduzindo anteriormente. Isto ocorre porque neste intervalo a corrente $i_{L_o}(t)$ se inverte. Observando-se as comutações nas regiões 1 e 3 nota-se que elas são dissipativas, pois as chaves passam a conduzir com tensão igual a E nos seus terminais. Uma maneira de contornar isso, é tentar repetir o fenômeno citado acima, ou seja, fazer com que a corrente $i_{L_o}(t)$ se inverta sempre. Isso é conseguido aumentando-se a variação de corrente no indutor, com isso a corrente $i_{L_o}(t)$ inverter-se-á, mas sua componente fundamental, $i_{L_o(1)}(t)$ não.

A desvantagem desta estratégia é o aumento da ondulação de corrente que o filtro terá que eliminar, e um aumento na corrente eficaz nas chaves, aumentando assim as perdas por condução. Acredita-se que para frequências de comutação baixas (até 15kHz) este aumento nas perdas por condução não seja vantajoso em relação as perdas por comutação. Mas aumentando-se a frequência de comutação, com o objetivo de reduzir os elementos magnéticos e capacitivos do filtro, esta estratégia torna-se necessária.

2.3. PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

Na entrada do filtro LC, tem-se a tensão que sai do inversor, que ora vale $+E/2$ e ora $-E/2$. A figura 24 mostra o circuito do filtro mais a carga.

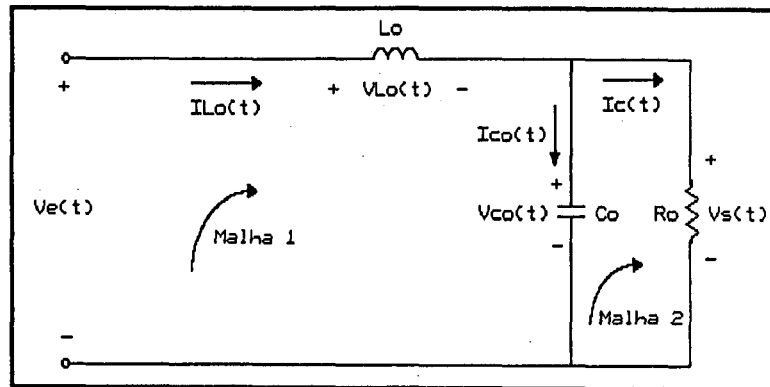


FIGURA 24: Filtro de saída e carga

onde:

$I_{Lo}(t)$ é a corrente que passa pelo indutor do filtro;

$i_{Co}(t)$ é a corrente que passa pelo capacitor do filtro;

$i_c(t)$ é a corrente que é fornecida para a carga;

$V_s(t)$ é a tensão de saída do filtro;

$V_e(t)$ é a tensão de saída do inversor e entrada do filtro.

A figura 25 mostra o comportamento da tensão V_e e da corrente i_{Lo} em função do tempo. A cada comutação dos interruptores S_1 e S_2 (figura 20) a tensão de saída do inversor muda de $+E/2$ para $-E/2$ ou vice-versa.

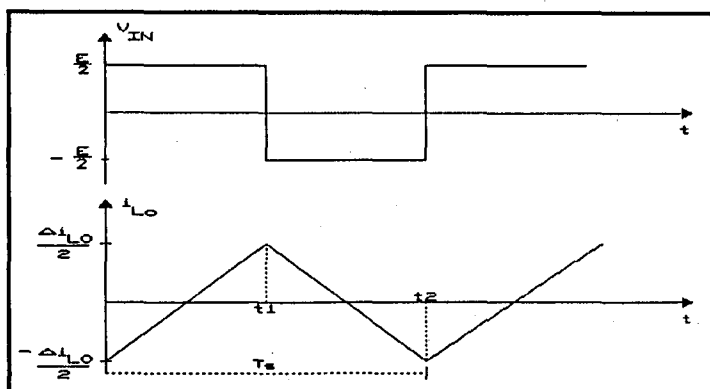


FIGURA 25: Tensão na entrada do filtro e corrente no indutor do filtro - formas onda idealizadas.

Aplicando-se a Lei das Tensões de Kirchhoff na malha 1 do circuito representado na figura 24, tem-se:

$$-V_e(t) + V_{L_o}(t) + V_{C_o}(t) = 0 \quad (2.2)$$

assim

$$V_{L_o}(t) = V_e(t) - V_{C_o}(t) \quad (2.3)$$

e nota-se que

$$V_{C_o}(t) = V_s(t). \quad (2.4)$$

Então:

$$V_{L_o}(t) = V_e(t) - V_s(t) \quad (2.5)$$

Sabe-se que:

$$V_{L_o}(t) = L_o \cdot \frac{di_{L_o}(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Substituindo-se (2.6) em (2.5) tem-se:

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = V_e(t) - V_s(t) \quad (2.7)$$

Como foi afirmado anteriormente, $V_e(t)$ pode assumir os valores $+E/2$ e $-E/2$. O valor de pico da tensão $V_s(t)$ deve ser menor que o valor da tensão contínua de entrada do inversor. Portanto a derivada di_{Lo}/dt ora será positiva, ora negativa. Isso pode ser observado na figura 25.

Os intervalos de tempo t_1 e t_2 variam conforme o instante da senoide que é analisado.

Devido ao comando dos interruptores originar-se da comparação entre duas senóides, a frequência de comutação é variável, sendo máxima no cruzamento por zero e mínima na passagem pelo pico da onda senoidal.

No cruzamento por zero, os intervalos t_1 e t_2 são praticamente iguais, mas na passagem pelo pico, t_1 é muito maior que t_2 , ficando praticamente igual a T_s , que é o período instantâneo de comutação, ou seja:

$$T_s = t_1 + t_2. \quad (2.8)$$

Se na equação (2.7) considera-se as derivadas temporais como variações, tem-se:

$$L_o \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{\Delta t} = V_e(t) - V_s(t) \quad (2.9)$$

Como já foi dito antes, $V_s(t)$ é uma tensão senoidal e a frequência de comutação é variável, tendo seu menor valor quando $V_s(t)$ atingir o seu valor de pico.

A figura 26 mostra as formas de onda de $i_{Lo}(t)$ e $V_e(t)$ quando $V_s(t)$ passa pelo seu valor de pico.

A frequência de comutação mínima é muito maior que a frequência da onda fundamental da tensão de saída, $V_{s(1)}(t)$.

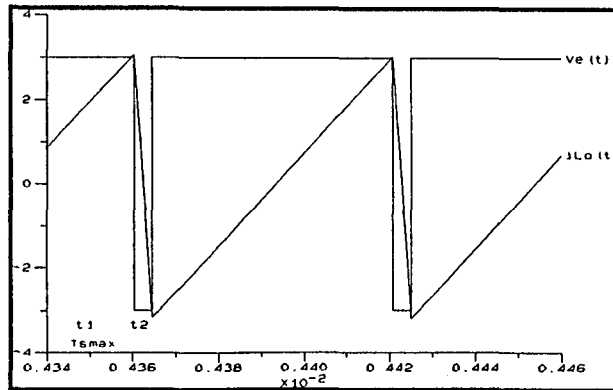


FIGURA 26: Formas de onda de $V_e(t)$ e $i_{Lo}(t)$, quando $V_s(t)$ atinge o valor de pico.

Baseado na exposição acima, toma-se o seguinte equacionamento:

1º Quando $V_e(t) = +E/2$:

$$V_{s(l)}(t) = \sqrt{2} \cdot V_{s(l)ef} \quad (2.10)$$

$$\Delta t = t_1 \quad (2.11)$$

Substituindo o valor de $V_e(t)$, (2.11) e (2.10) em (2.9) e isolando o termo t_1 obtém-se:

$$t_1 = \frac{L_o \cdot \Delta i_{Lo}}{E/2 - \sqrt{2} \cdot V_{s(l)ef}} \quad (2.12)$$

2º Quando $V_e(t) = -E/2$:

$$V_{s(l)}(t) = \sqrt{2} \cdot V_{s(l)ef} \quad (2.13)$$

$$\Delta t = t_2, \quad (2.14)$$

$$\Delta i_{Lo} = -\Delta i_{Lo}. \quad (2.15)$$

Substituindo o valor de $V_e(t)$, (2.13), (2.14) e (2.15) em (2.9) e isolando o termo t_2 obtém-se:

$$t_2 = \frac{L_o \cdot (-\Delta i_{Lo})}{-E/2 - \sqrt{2} \cdot V_{S(1)ef}}. \quad (2.16)$$

A frequência de comutação mínima é:

$$f_{Smin} = \frac{1}{T_{Smáx}}, \quad (2.17)$$

e

$$T_{Smáx} = t_1 + t_2. \quad (2.18)$$

Desse modo

$$f_{Smin} = \frac{1}{t_1 + t_2}. \quad (2.19)$$

Assim:

$$f_{Smin} = \frac{1}{\frac{L_o \cdot \Delta i_{Lo}}{E/2 - \sqrt{2} \cdot V_{S(1)ef}} + \frac{L_o \cdot (-\Delta i_{Lo})}{-E/2 - \sqrt{2} \cdot V_{S(1)ef}}}, \quad (2.20)$$

fazendo as operações e simplificações matemáticas possíveis e isolando-se L_o , obtém-se a equação que definirá o valor da indutância do filtro de saída.

$$L_o = \frac{(E/2)^2 - 2 \cdot V_{S(1)ef}^2}{2 \cdot f_{Smin} \cdot \Delta i_{Lo} \cdot E/2}. \quad (2.21)$$

Os valores de $E/2$, $V_{S(1)ef}$, f_{Smin} e Δi_{Lo} dependerão das especificações do projeto. Um valor apropriado para Δi_{Lo} pode garantir a comutação não dissipativa (ZVS) comentada anteriormente.

Voltando à figura 24 e analisando a tensão no capacitor C_o , obtém-se as seguintes expressões:

$$i_{Co}(t) = C_o \cdot \frac{dV_{Co}(t)}{dt}; \quad (2.22)$$

pela equação (2.4) pode-se rescrever a equação (2.22), conforme mostra a equação (2.23).

$$i_{C_o}(t) = C_o \cdot \frac{dV_s(t)}{dt}. \quad (2.23)$$

O objetivo do capacitor de filtro é eliminar o máximo possível a ondulação da tensão de saída. Idealizando este fato, pode-se considerar que todas as componentes CA de alta frequência da corrente que passam pelo indutor, Δi_{L_o} , devem passar pelo capacitor, resultando assim, somente a componente fundamental para alimentar a carga. Então a corrente no capacitor é composta apenas das componentes CA de alta frequência, isto é, $i_{C_o}(t) = \Delta i_{L_o}$, com uma componente fundamental de baixa frequência praticamente nula. Repetindo a aproximação feita anteriormente, onde substitui-se a derivada por variações, a equação (2.23) fica:

$$\Delta i_{L_o} = C_o \cdot \frac{\Delta V_s}{\Delta t} \quad (2.24)$$

Na figura 26 pode-se notar que t_1 é muito maior que t_2 , o que o aproxima muito de T_{Smax} . Então

$$\Delta t \cong T_{Smax}. \quad (2.25)$$

Substituindo (2.25) em (2.24) e isolando C_o , obtém-se a equação que determina o valor da capacitância do filtro de saída.

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{f_{Smin} \cdot \Delta V_s} \quad (2.26)$$

onde

ΔV_s é a máxima ondulação de tensão aceitável na saída.

2.4 Conclusões:

A tabela 3 trouxe informações que definiram a escolha do interruptor mais indicado para a estrutura em estudo. A escolha do interruptor é um fator decisivo na determinação da topologia a ser empregada, pois quanto maior for a tensão reversa que um interruptor *MOSFET* é capaz de suportar, menor é sua capacidade de conduzir corrente de dreno. Assim, para altas potências, deve-se usar chaves com baixa tensão reversa o que pode implicar na obrigatoriedade do uso de uma ponte-completa.

A análise do estágio de potência resultou em um conjunto de equações que permitem o projeto do filtro de saída com facilidade. As aproximações efetuadas não alteram o resultado esperado como poderá ser notado no Capítulo 4.

CAPÍTULO 3

Análise do Estágio de Controle

3.1. Introdução:

Conforme mencionado no capítulo 2, o controle e o comando do conversor em estudo utiliza um comparador com histerese, que é um tipo de *relé liga-desliga com uma faixa de histerese*, o que caracteriza um sistema não-linear.

Os sistemas lineares já foram profundamente estudados e por consequência as soluções propostas para muitos dos problemas de análise e de síntese de sistemas de controle lineares encontram-se bem sedimentadas. Infelizmente isso não ocorre com sistemas não-lineares, cujo comportamento pode ser muito complexo e de difícil análise, embora a maioria dos sistemas reais sejam não lineares.

A teoria clássica de controle oferece meios de se equacionar este tipo de sistema através de aproximações que o considera linear em uma região de operação. Para melhor entendimento destas técnicas de linearização são apresentados alguns conceitos preliminares.

3.2. Sistemas Não-Lineares:

A principal característica de um sistema linear, segundo [04] e [12], é a possibilidade de se aplicar o princípio da superposição. Assim, por superposição, a resposta de um sistema linear à soma de dois estímulos é a mesma que a soma das respostas aos estímulos individuais.

Um sistema não-linear é aquele para o qual não se aplica o princípio da superposição.

A superposição permite caracterizar completamente um sistema linear por uma função de transferência, o que não é verdadeiro para sistemas não-lineares.

As não-linearidades podem ser divididas em duas classes: inerentes ao sistema ou inseridas propositadamente no sistema [12].

As não-linearidades inerentes, que são inevitáveis, podem ser, entre outras, saturação, zona morta, histerese, folga, atritos, molas não-lineares e compressibilidade de fluídos. De uma forma geral, estas não-linearidades podem prejudicar o desempenho do sistema.

Muitas vezes, alguns elementos não-lineares são intencionalmente inseridos no sistema, afim de melhorar o desempenho e de simplificar a construção deste. Um sistema não-linear adequadamente projetado para uma certa função, geralmente é superior do ponto de vista econômico, de peso, espaço, e confiabilidade quando comparado com sistemas lineares projetados para a mesma função. Deve-se notar, que embora elementos não-lineares intencionais possam melhorar o desempenho do sistema sob certas condições especificadas de operação, em geral eles degradarão o desempenho sob outras condições de operação.

3.3. Ciclo Limite:

É definido como uma oscilação periódica, cuja amplitude e frequência dependem somente das propriedades do sistema e não do estado inicial do mesmo. Um exemplo de ciclo limite é o comportamento em "estado estacionário" de um sistema de aquecimento domiciliar, quando controlado por um termostato. Uma oscilação periódica na temperatura da casa é sempre alcançada, e a amplitude e a frequência da oscilação são independentes da temperatura em que a casa se encontra no momento em que o sistema de aquecimento é ligado.

3.4. Funções Descritivas:

Supondo que a entrada para um sistema não-linear é senoidal, a saída do elemento não linear é, em geral, não senoidal ainda que seja periódica e com o mesmo período que a entrada.

Na análise por função descritiva, supõe-se que apenas a componente fundamental da saída é significativa, pois freqüentemente as harmônicas superiores na saída de um elemento não linear são de menor amplitude do que a amplitude da componente fundamental.

A função descritiva ou função descritiva senoidal de um elemento não linear é definida como a relação complexa entre a componente fundamental da saída e a entrada. Isto é,

$$|N| = \frac{Y_1}{X} \quad (3.1)$$

e

$$\arg(N) = \Phi_1, \quad (3.2)$$

onde:

X = Amplitude da senoide de entrada ($x(t) = X \cdot \text{sen}(\omega t)$);

$|N|$ = módulo da função descritiva,

$\arg(N)$ = fase da função descritiva,

Y_1 = amplitude da componente fundamental da saída,

Φ_1 = defasagem da componente fundamental da saída.

Se não há elemento de armazenamento de energia incluído no elemento não linear, então N é uma função apenas da amplitude (X) da entrada para o elemento. Por outro lado, se elementos armazenadores de energia são incluídos, então N é uma função tanto da amplitude como da freqüência (ω) da entrada.

Para a entrada senoidal $x(t) = X \cdot \text{sen}(wt)$ para o elemento não linear, a saída $y(t)$ pode ser expressa como uma série de *Fourier* como segue:

$$y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cdot \cos(nwt) + B_n \cdot \text{sen}(nwt)) = A_0 + \sum (Y_n \cdot \text{sen}(nwt + \Phi_n)) \quad (3.3)$$

onde:

$$A_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} y(t) \cdot \cos(nwt) \cdot dwt; \quad (3.4)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} y(t) \cdot \text{sen}(nwt) \cdot dwt; \quad (3.5)$$

$$Y_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}; \quad (3.6)$$

$$\Phi_n = \text{tg}^{-1} \left(\frac{A_n}{B_n} \right). \quad (3.7)$$

3.4.1. Não Linearidade Tipo Liga-Desliga (*on-off*)

A figura 27 mostra o comportamento de uma não linearidade do tipo liga-desliga. A saída é ou uma constante positiva ou uma constante negativa.

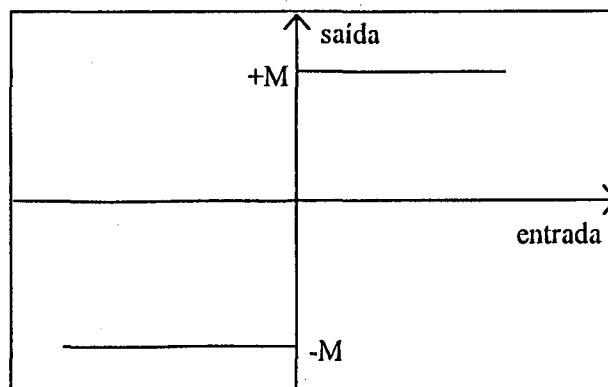


Figura 27: Saída x Entrada da não-linearidade tipo liga-desliga

Pode-se notar que a saída é uma função ímpar, assim os termos A_n (eq. (3.4)) são zero e a equação (3.3) fica:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \text{sen}(n\omega t). \quad (3.8)$$

A componente fundamental de $y(t)$ é:

$$y_1(t) = B_1 \cdot \text{sen}(\omega t) = Y_1 \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.9)$$

onde,

$$Y_1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} y(t) \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} y(t) \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t. \quad (3.10)$$

Substituindo $y(t)=M$ nesta última equação, resulta

$$Y_1 = \frac{2 \cdot M}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{4 \cdot M}{\pi}, \quad (3.11)$$

portanto

$$y_1(t) = \frac{4 \cdot M}{\pi} \cdot \text{sen}(\omega t). \quad (3.12)$$

A função descritiva N é então dada por

$$N = \frac{Y_1}{X} \arg(0^\circ) = \frac{4 \cdot M}{\pi \cdot X} \quad (3.13)$$

3.4.2. Não Linearidade Tipo Liga-Desliga com histerese.

A figura abaixo mostra o comportamento de um elemento tipo liga-desliga com histerese.

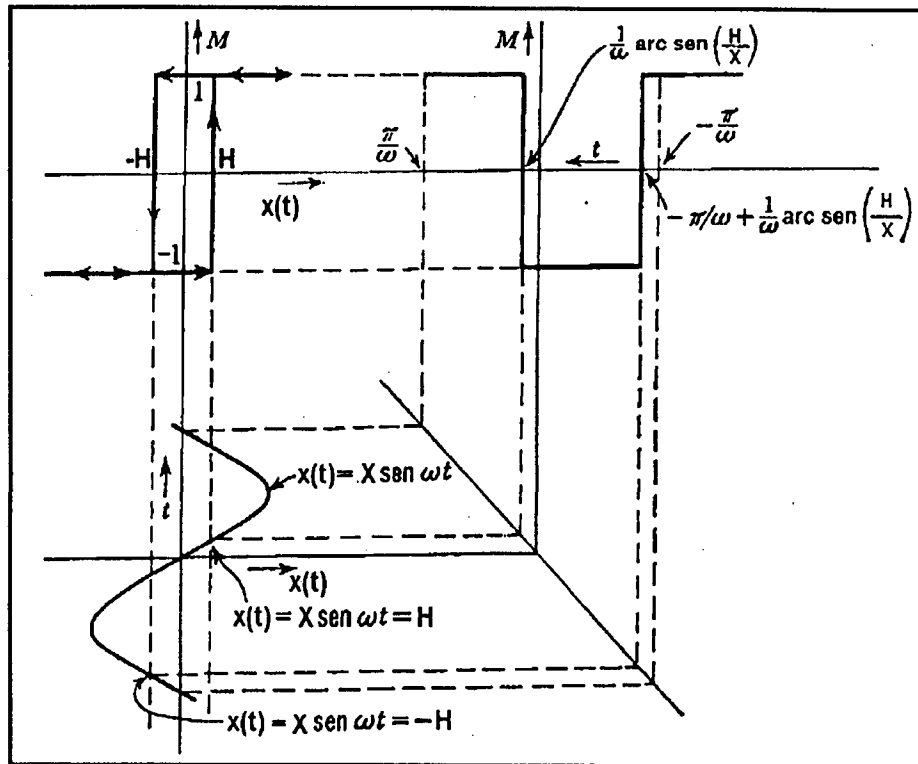


FIGURA 28: Comportamento de um elemento tipo liga-desliga com histerese.

Nota-se, na figura 28, que a saída está atrasada em relação à entrada de um ângulo $\omega t = \text{sen}^{-1}(H/X)$.

Assim a função descritiva fica:

$$N = \frac{4M}{\pi \cdot X} \left(\arg \left(\frac{H}{X} \right) \right) \quad (3.14)$$

A equação (3.14) representa a função descritiva de um sistema liga-desliga com histerese.

3.5. Função de transferência do filtro de saída.

A figura 29 apresenta o circuito do filtro de saída, onde as grandezas envolvidas estão especificadas na figura 25. Por motivo de simplificação considera-se as condições iniciais nulas e uma carga resistiva.

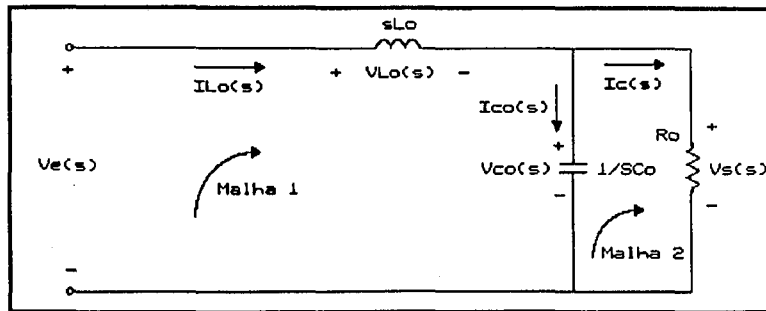


FIGURA 29: Circuito do Filtro de Saída do inversor.

Pelas leis de Kirchhoff, obtêm-se:

$$V_e(s) = sL_o I_{L_o}(s) + V_s(s); \quad (3.15)$$

$$I_{C_o}(s) = s \cdot C_o \cdot V_s(s); \quad (3.16)$$

$$I_{L_o}(s) = I_{C_o}(s) + I_C(s); \quad (3.17)$$

$$I_C(s) = \frac{V_s(s)}{R_o}. \quad (3.18)$$

Substituindo (3.16) e (3.18) em (3.17) tem-se:

$$I_{L_o}(s) = s \cdot C_o \cdot V_s(s) + \frac{V_s(s)}{R_o}. \quad (3.19)$$

Substituindo (3.19) em (3.15) chega-se à

$$V_e(s) = s \cdot L_o \cdot \left[s \cdot C_o \cdot V_s(s) + \frac{V_s(s)}{R_o} \right] + V_s(s). \quad (3.20)$$

Isolando-se $\frac{V_s(s)}{V_e(s)}$ em (3.20) chega-se a:

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{(R_o C_o)} + \frac{1}{L_o C_o}}, \quad (3.21)$$

e fazendo-se:

$$\omega_n^2 = \frac{1}{L_o C_o}, \text{ que representa a freqüência natural do filtro de saída,} \quad (3.22)$$

e

$$\xi = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}, \text{ que representa o coeficiente de amortecimento do filtro.} \quad (3.23)$$

Levando (3.22) e (3.23) em (3.21) obtém-se:

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = G_F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.24)$$

A equação (3.24) representa a função de transferência do filtro.

3.6. Função de Transferência do Controlador

Na teoria de controle clássico (sistemas lineares) são apresentados vários tipos de controladores, entre eles os controladores proporcionais (*P*), controladores proporcionais-derivativos (*PD*), controladores proporcionais-integrais (*PI*) e os controladores proporcionais-integrais-derivativos (*PID*). A escolha do tipo de controlador está ligada ao tipo de processo a ser controlado e ao que é exigido da ação de controle.

O controlador proporcional-derivativo possui a característica de *antecipar* os acontecimentos, aumentando assim a velocidade de resposta da malha de controle. Por esse motivo escolheu-se usar tal controlador no circuito de controle do sistema em estudo.

A função de transferência do controlador *PD* é expressa por

$$G_C(s) = K_p \cdot (1 + T_d \cdot s) \quad (3.25)$$

onde:

3.8. Análise do Sistema Completo

A análise da função descritiva no domínio da frequência é mais simples, e por isso substitui-se $s = j\omega$ nas equações (3.24) e (3.25). Então, (3.24) e (3.25) tornam-se

$$G_F(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_n\omega} \quad (3.30)$$

e

$$G_C(j\omega) = K_p(1 + jT_d\omega). \quad (3.31)$$

De posse das equações (3.28), (3.29), (3.30) e (3.31) pode-se desenhar um diagrama de blocos que representa o sistema completo, em malha fechada.

Deve-se considerar que a tensão de saída do inversor possui um valor muito alto para ser comparada com uma tensão de referência que é gerada apenas para efeito de controle. Então para generalizar o diagrama de blocos, coloca-se um ganho k na malha de realimentação, que representa a constante que será multiplicada pela tensão de saída para levá-la ao nível da tensão de referência. Isso está representado na figura 30.

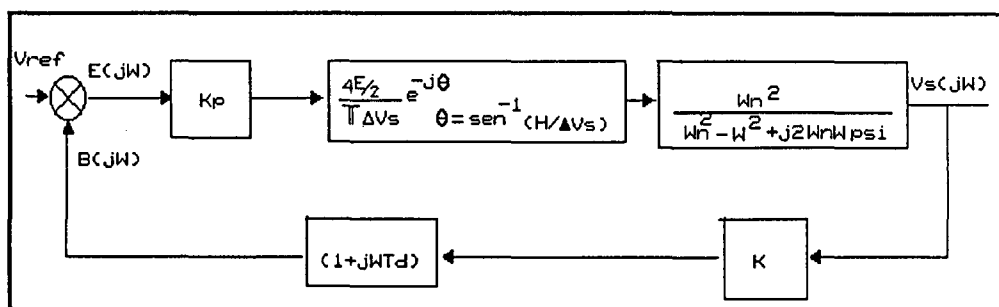


FIGURA 30: Diagrama de blocos do sistema completo.

Este sistema opera com uma tensão senoidal de referência, conforme já foi mostrado anteriormente, mas a análise para uma referência senoidal é bastante complexa.

Considerando a tensão de referência nula, facilita a análise matemática e para a tensão senoidal de referência é possível os ajustes dos parâmetros assim projetados, via simulações ou em ensaios, se necessário.

Se $V_{REF} = 0$, a tensão de saída será apenas o *Ciclo-Limite*, que oscilará em torno do valor zero. Este *Ciclo-Limite* tem a forma muito semelhante a de uma senoide, conforme já foi dito na análise da função descritiva. O valor de pico desta senoide é ΔV_s e sua frequência é ω que é a frequência de comutação. Assim, $B(j\omega)$ é a onda do *Ciclo-Limite* e $E(j\omega)$ por consequência ($V_{REF} = 0$) é igual a $-B(j\omega)$ conforme pode ser observado na figura 30. Para que isso aconteça é necessário que:

$$K_p \frac{4E/2}{\pi \cdot \Delta V_s} e^{-j\theta} \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_n\omega} K(1 + j\omega T_d) = -1 \quad (3.32)$$

onde

$$\theta = \text{sen}^{-1} \left(\frac{H}{\Delta V_s} \right) \quad (3.33)$$

Re-arranjando (3.32) obtém-se

$$\frac{K_p \cdot K \cdot (1 + j\omega \cdot T_d) \cdot \omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega} = - \frac{\pi \cdot \Delta V_s}{4 \cdot E/2} \cdot e^{j\theta} \quad (3.34)$$

Sabe-se que

$$e^{j\theta} = \cos\theta + j\text{sen}\theta. \quad (3.35)$$

Assim:

$$e^{j\theta} = \frac{1}{\Delta V_s} \left(\sqrt{\Delta V_s^2 - H^2} + jH \right). \quad (3.36)$$

Substituindo (3.36) em (3.34) obtém-se

$$\frac{K_p K (1 + j\omega T_d) \omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_n\omega} = - \frac{\pi}{4} \left(\sqrt{\frac{\Delta V_s^2}{E/2^2} - \frac{H^2}{E/2^2}} + j \frac{H}{E/2} \right). \quad (3.37)$$

Se

$$h \triangleq \frac{H}{E/2}, \quad (3.38)$$

então

$$\frac{K_p K (1 + j\omega T_d) \omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_n\omega} = -\frac{\pi}{4} \left(\sqrt{\left(\frac{\Delta V_s}{E}\right)^2 - h^2} + jh \right). \quad (3.39)$$

Multiplicando ambos os termos da igualdade (3.39) por $(\omega_n^2 - \omega^2 + j2\xi\omega_n\omega)$ e igualando as partes reais e imaginárias, chega-se à:

$$\begin{aligned} \frac{4 \cdot K_p \cdot K \cdot \omega_n^2}{\pi} &= (\omega^2 - \omega_n^2) \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta V_s}{E}\right)^2 - h^2} + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega \cdot h \\ \frac{4 \cdot K_p \cdot K \cdot \omega_n^2 \cdot \omega \cdot T_d}{\pi} &= h \cdot (\omega^2 - \omega_n^2) - 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega \cdot \sqrt{\left(\frac{\Delta V_s}{E}\right)^2 - h^2} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Isolando K_p e T_d em (3.40) chega-se às equações que definem os parâmetros do controlador.

$$K_p = \frac{2 \cdot \pi \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega \cdot h + \pi \cdot (\omega^2 - \omega_n^2) \cdot \sqrt{A^2 - h^2}}{4 \cdot K \cdot \omega_n^2} \quad (3.41)$$

e

$$T_d = \frac{h \cdot (\omega^2 - \omega_n^2) - 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega \cdot \sqrt{A^2 - h^2}}{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega^2 \cdot h + (\omega^2 - \omega_n^2) \cdot \omega \cdot \sqrt{A^2 - h^2}}, \quad (3.42)$$

onde

$$A = \frac{\Delta V_s}{E/2}. \quad (3.43)$$

As equações (3.41), (3.42) e (3.43) definem os parâmetros do controlador.

3.9. Conclusões:

A análise do sistema de controle estudado é bastante complexa pois trata-se de um sistema não-linear. O uso da função descritiva facilita consideravelmente o equacionamento, e introduz um erro muito pequeno, talvez insignificante, como será observado nos resultados de simulações apresentados no próximo capítulo.

Uma outra dificuldade encontrada foi a análise do sistema completo, em malha fechada, para um sinal de referência senoidal. As equações para dimensionar o controlador foram deduzidas para um sinal de referência constante e nulo, o que tornou possível chegar-se a uma equação aplicável com facilidade, e portanto, ter-se-á que ajustar os valores calculados para que o sistema tenha um bom desempenho com referência senoidal.

CAPÍTULO 4

PROJETO E SIMULAÇÃO DO INVERSOR

4.1. INTRODUÇÃO:

Neste capítulo será apresentado o projeto do inversor conforme as especificações dos valores desejados na saída e de detalhes de funcionamento.

O projeto consiste em calcular os parâmetros do filtro de saída (indutância e capacitância), os parâmetros do controlador (K_p e T_d) e estipular um valor aplicável para a faixa de histerese. Aplicável porque existem limitações práticas para uma faixa de histerese mínima que se consegue implementar com os amplificadores operacionais disponíveis.

O circuito de controle é implementado com amplificadores operacionais resultando em circuitos simples e compactos.

Após o projeto do estágio de potência são apresentados resultados de simulação que comprovam a validade dos valores calculados. São feitas duas simulações no programa PSPICE, uma para carga máxima linear (potência nominal) e outra para uma carga não-linear, com valores semelhantes ao do estágio de entrada das fontes chaveadas usadas em microcomputadores comerciais.

4.2. PROJETO DO INVERSOR.

O conversor completo, incluindo estágio de potência e circuito de controle, é apresentado na figura 32.

4.2.1. Especificações:

- Tensão Eficaz de Saída: $V_{S(1)ef} = 110 V_{CA}$;
- Frequência da Onda Senoidal: $f = 60 \text{ Hz}$;
- Potência nominal de Saída: $P = 500 \text{ VA}$;
- Ondulação Máxima na Tensão de Saída: $\Delta V_s \leq 5\%$ do valor de pico da tensão de saída;
- Frequência de Comutação Mínima: $f_{smin} = 20 \text{ kHz}$ (acima da faixa audível do ser humano);
- Taxa de Distorção Harmônica: $TDH \leq 5\%$.

4.2.2. Projeto do Estágio de Potência:

A primeira etapa é calcular a corrente na carga, eficaz (I_{cef}) e de pico (I_{cp}), que ocorre quando é retirada a potência nominal de saída.

$$I_{Cef} = \frac{P_s}{V_{Sef}} = \frac{500}{110} \cong 4,6A, \quad (4.1)$$

$$I_{Cp} = I_{Cef} \cdot \sqrt{2} \cong 6,5A. \quad (4.2)$$

Adota-se um valor para a variação de corrente no indutor. Quanto maior o valor desta variação, menor será o indutor do filtro de saída, mas maior será a corrente de

pico e eficaz que circularão nos *MOSFETS*. Isto pode acarretar perdas de condução consideravelmente altas em relação à potência nominal. Após o estudo dos tipos de *MOSFETS* disponíveis, chegou-se ao seguinte valor:

$$\Delta i_{L_o} = 0,3 \cdot I_{C_{ef}} \cong 1,4 A. \quad (4.3)$$

O valor da tensão contínua de entrada ($E/2$) muitas vezes faz parte das especificações do projeto, pois o inversor é apenas uma das partes que compõem um UPS, devendo assim possuir um estágio de entrada compatível com o estágio de saída da estrutura que o antecede, como por exemplo um conversor CC-CC que elevará a tensão do banco de baterias aos níveis que necessita o inversor. No caso do inversor em ponte, sem transformador de saída, a tensão contínua de entrada deve ser maior que o valor de pico da tensão da saída, pois existem quedas de tensão ao longo do inversor. Aqui utilizou-se um acréscimo de 15% no valor de pico da tensão CA de saída (valor prático recomendado).

$$E/2 = 1,15 \cdot V_{S(1)} = 1,15 \cdot 110 \cdot \sqrt{2} \cong 180 V. \quad (4.4)$$

De acordo com os valores calculados e estipulados acima e com as equações (2.21) e (2.26), que são rerepresentadas, pode-se dimensionar o filtro de saída.

$$L_o = \frac{(E/2)^2 - 2 \cdot V_{S(1)ef}^2}{2 \cdot f_{smin} \cdot \Delta i_{L_o} \cdot E/2} = \frac{180^2 - 2 \cdot 110^2}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 180} \cong 800 \mu H. \quad (4.5)$$

$$* C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{f_{smin} \Delta V_s^*} = \frac{1,4}{20 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 110 \cdot \sqrt{2}} \cong 9 \mu F. \quad (4.6)$$

adota-se (valores práticos/comerciais):

$$\underline{L_o = 800 \mu H}. \quad (4.7)$$

* Adota-se o maior valor de ΔV_s .

$$\underline{C_o = 10\mu F}. \quad (4.8)$$

4.2.3. Projeto do Estágio de Controle.

Nesta etapa calcula-se os valores do Ganho Proporcional (K_p), a Constante de Tempo do Controlador Derivativo (T_d) e estipula-se o valor da faixa de histerese.

Baseado nas características práticas dos amplificadores operacionais estipula-se a faixa de histerese a ser utilizada. De acordo com os estudos feitos chegou-se a um valor confiável de 0,15V para a faixa de histerese mínima conseguida com um amplificador operacional sendo alimentado com $\pm 15V$. Assim:

$$h = 1\%. \quad (4.9)$$

Conforme as especificações, a tensão de pico de saída está em torno de 150V, o que é um valor não compatível com o circuito de controle. Para rebaixar este valor para um nível compatível (estipulado em 5V) utiliza-se um divisor resistivo, cujo ganho é:

$$K = \frac{5}{110 \cdot \sqrt{2}} \cong \frac{1}{31}. \quad (4.10)$$

Com os valores de L_o e C_o calculados na seção anterior, calculam-se os valores da constante de amortecimento do circuito filtro+carga (resistiva), ξ , e a frequência natural do filtro, ω_n .

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = \frac{1}{\sqrt{800 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}} = 11.180,34 \text{ rad/s}, \quad (4.11)$$

e

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot R_o} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{2 \cdot 25} \sqrt{\frac{800 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6}}} = 0,18. \quad (4.12)$$

onde:

$$R_o = \frac{V_{s(1)ef}^2}{P} = \frac{110^2}{500} \cong 25\Omega. \quad (4.13)$$

Calcula-se o parâmetro A, conforme a equação abaixo:

$$A = \frac{\Delta V_s / 2}{E/2} = \frac{0,05.110.\sqrt{2}}{2.180} = 0,021. \quad (4.14)$$

Por último calcula-se os valores de K_p e T_d :

$$K_p = \frac{2.\pi.\xi.\omega_n.\omega.h + \pi.(\omega^2 - \omega_n^2).\sqrt{A^2 - h^2}}{4.K.\omega_n^2}, \quad (4.15)$$

$$K_p = \frac{4.\pi^2.0,18.11180,34.20.10^3.0,01 + \pi.\left((2.\pi.20.10^3)^2 - (11180,34)^2\right).\sqrt{0,021^2 - 0,01^2}}{4.(11180,34)^2.1/31}, \quad (4.16)$$

assim,

$$K_p \cong 52. \quad (4.17)$$

$$T_d = \frac{h.(\omega^2 - \omega_n^2) - 2.\xi.\omega_n.\omega.\sqrt{A^2 - h^2}}{2.\xi.\omega_n.\omega^2.h + (\omega^2 - \omega_n^2).\omega.\sqrt{A^2 - h^2}}, \quad (4.18)$$

$$T_d = \frac{0,01.(11180,34^2 - (2.\pi.20.10^3)^2) + 4.0,18.11180,34^2.\pi.20.10^3.\sqrt{0,021^2 - 0,01^2}}{2.0,18.11180,34.(2.\pi.20.10^3)^2.0,01 + ((2.\pi.20.10^3)^2 - 11180,34^2).2.\pi.20.10^3.\sqrt{0,021^2 - 0,01^2}}, \quad (4.19)$$

assim

$$T_d \cong 5\mu s. \quad (4.20)$$

Observando-se as equações de K_p e T_d nota-se que eles dependem do valor da resistência de carga, mas, segundo o gráfico abaixo, as variações de carga praticamente não influenciam no resultado.

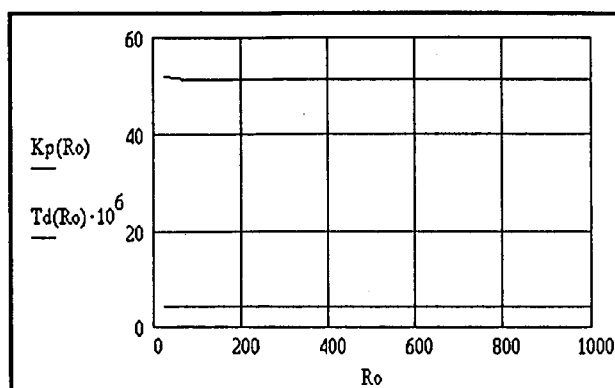


FIGURA 31: Relação entre os parâmetros do controlador e a variação de carga, onde R_o está em ohms, T_d em microsegundos e K_p é adimensional.

4.2.4. Circuito para Simulação:

O circuito que foi simulado está apresentado na figura 32.

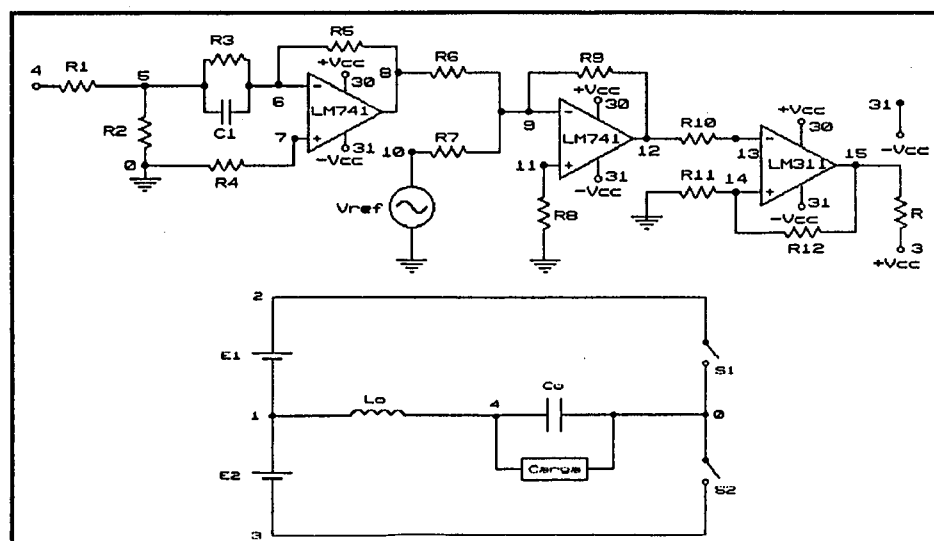


FIGURA 32: Circuito Simulado: Estágio de Controle e de Potência.

onde:

- R_1 e R_2 devem ser calculados de tal forma que a tensão no nó 4 (figura 32), que é a tensão de saída, seja compatível com o nível da tensão de referência.

$$V_{REF} = 5 \cdot \text{sen}(120 \cdot \pi \cdot t), \quad (4.21)$$

$$V_{REF_p} = 5 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{S_p}; \quad (4.22)$$

como $V_{S(1)} = 110 \cdot \sqrt{2}$ e fixando $R_2 = 100\Omega$, então $R_1 = 3k\Omega$.

- A constante de tempo do derivador é dada pelo produto $R_3 \cdot C_1 = T_d$. Assim:

Se $R_3 = 10k\Omega$ e $T_d = 5\mu s$ então $C_1 = 0,5nF$.

- O ganho do derivador deve ser igual a 1, logo $R_5 = R_3 = 10k\Omega$

- Os resistores R_4 e R_8 são os controladores do nível de *off-set* dos amplificadores operacionais. Toma-se o valor de $5k\Omega$ para cada um deles.

- Os resistores R_6 , R_7 e R_{10} são apenas de acoplamento. Toma-se:

$$R_6 = R_7 = 10k\Omega$$

e

$$R_{10} = 2,2k\Omega$$

- O ganho proporcional K_p é dado por:

$$K_p = \frac{R_9}{R_6} = \frac{R_9}{R_7} = 52. \quad (4.23)$$

Assim, se $R_6 = R_7 = 10k\Omega$ então $R_9 = 520k\Omega$.

-A faixa de histerese H é calculada por:

$$H = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \cdot V_{CC}, \quad (4.24)$$

e anteriormente foi definido que $h=1\%$, assim

$$\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} = 0,01 \quad (4.26)$$

e tomando-se $R_{11} = 1k\Omega$, $R_{12} = 99k\Omega$

$-S_1$ e S_2 são chaves controladas por tensão (modeladas pelo programa PSPICE) que substituem os transistores de potência que aí deveriam estar.

$-V_{ref}$ é uma fonte de referência senoidal (modelada pelo programa PSPICE).

$-R_{13}$ é o resistor de polarização do transistor de saída do comparador de tensão LM311, já que ele é um "coletor aberto". Adotou-se $R_{13} = 1k\Omega$.

4.2.5. Resultados de Simulação:

a) Carga Linear.

Nesta seção são mostrados os resultados da simulação feita com carga linear, composta apenas de um resistor R_o calculado para que o inversor forneça a potência nominal especificada.

A figura 33 mostra a forma de onda da tensão de saída do inversor, que é a tensão entre os nós 4 e 0 do circuito da figura 32.

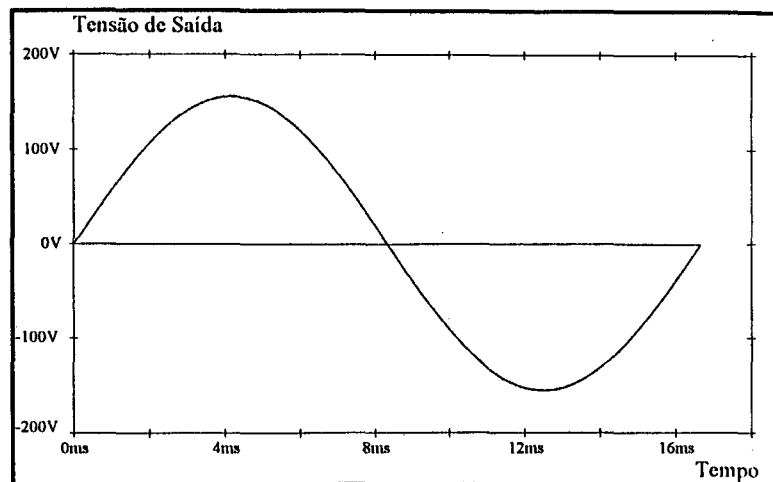


FIGURA 33: Tensão senoidal de saída do inversor.

Nota-se que a onda possui forma senoidal, com frequência de 60Hz e com amplitude máxima (valor de pico) muito próximo de $110\sqrt{2}$ V.

A figura 34 mostra a mesma forma de onda da figura 33, comparada com a forma de onda da referência (V_{ref}). É muito difícil notar a diferença entre as duas formas de onda, pois são muito próximas. Por isso são apresentados, nas figuras 35(a) e 35(b), detalhes da figura 34, onde pode-se observar melhor o comportamento da forma de onda de saída comparado com a referência. Cabe observar que onda de referência está multiplicada por 31, pois é o inverso do ganho K, que multiplica a tensão de saída realimentada, afim de ajustá-la para um valor compatível com a referência.

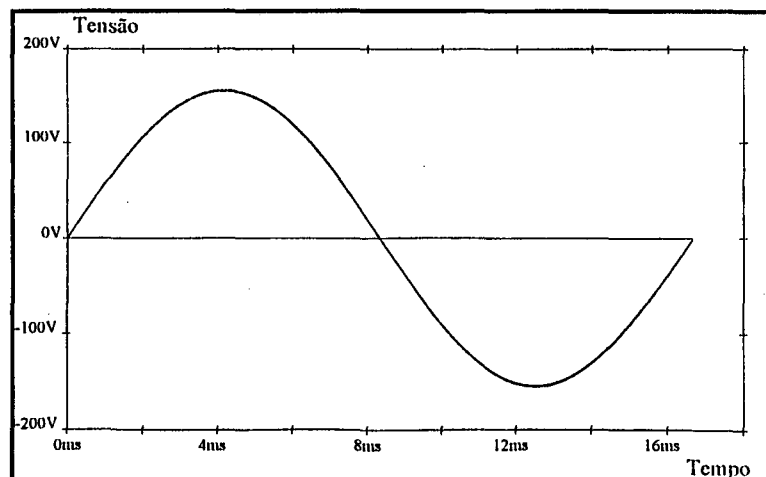
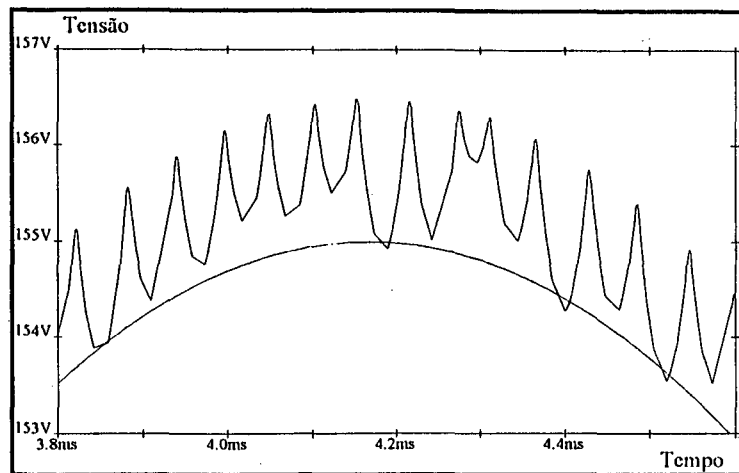
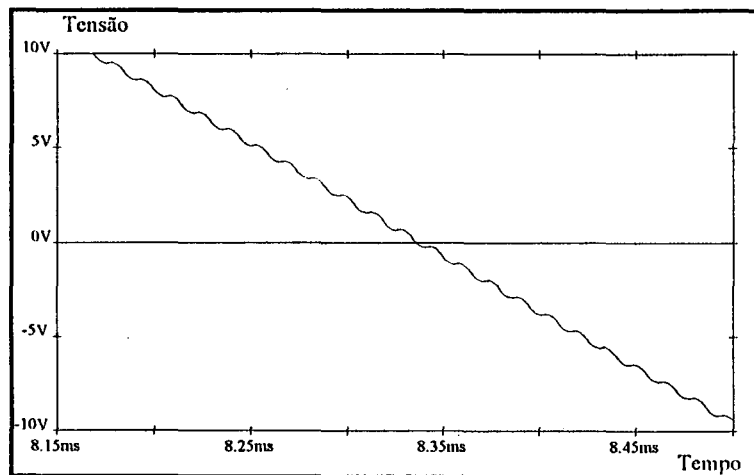


FIGURA 34: Tensão de Saída do Conversor e Tensão de Referência 31 Vezes Maior.



(a)



(b)

FIGURA 35: Detalhes da forma de onda da figura 34. (a) Passagem pelo pico positivo e (b) passagem por zero.

Na figura 35(b) foi excluída a forma de onda de referência porque ela prejudicaria a observação do comportamento da tensão de saída durante a passagem por zero.

Na figura 35(a) nota-se que existe um pequeno "erro de regime", que pode ser atenuado com alguns ajustes das constantes do controlador, ou até com a introdução de um integrador, devidamente projetado para que não prejudique a dinâmica do sistema. Nota-se ainda que a amplitude da ondulação da tensão não ultrapassa o valor máximo especificado e que a frequência de chaveamento mínima (que ocorre quando da passagem pelo valor de pico) está em torno dos 20kHz, que é o especificado. Pela figura 35(b)

observa-se o considerável crescimento da frequência de chaveamento e diminuição da amplitude da ondulação, o que já era esperado.

A figura 36 apresenta a forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída (L_o), que possui uma componente de baixa frequência (mesmo valor da frequência da tensão de saída) somada a uma ondulação com a mesma frequência de chaveamento que possui amplitude, Δi_{L_o} , próxima do valor atribuído, pois está em torno de 2A enquanto que o atribuído foi de 1,4A.

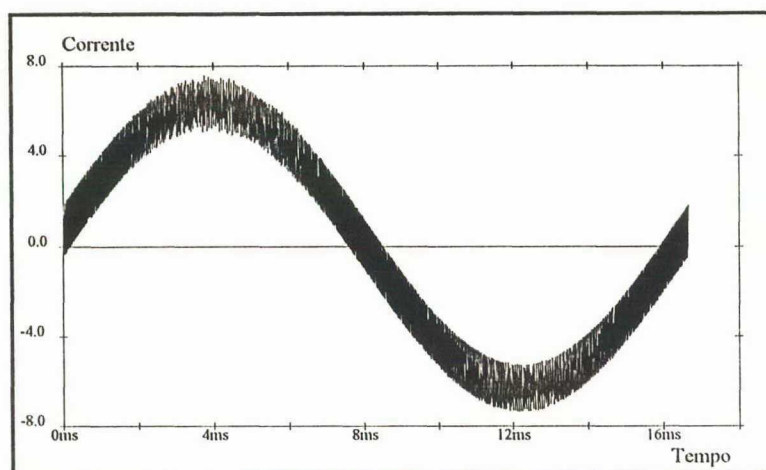


FIGURA 36: Corrente no Indutor do Filtro de Saída - Potência Nominal.

As figuras 37 e 38 mostram as correntes no capacitor do filtro de saída (C_o) e na carga (R_o) respectivamente.

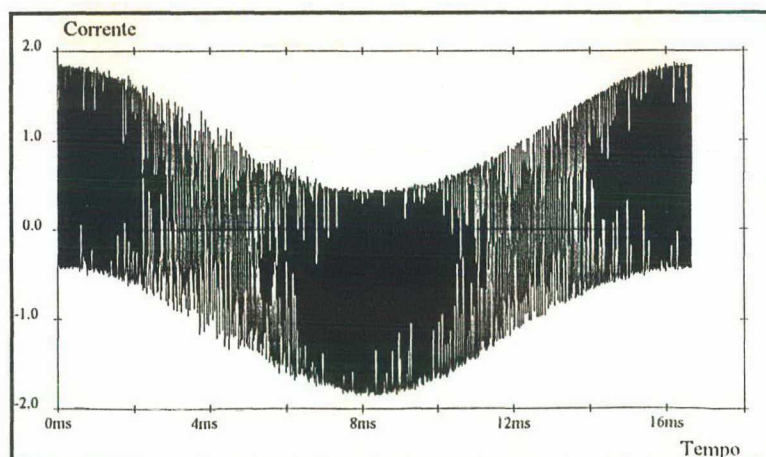


FIGURA 37: Corrente no Capacitor do Filtro de Saída - Potência Nominal.

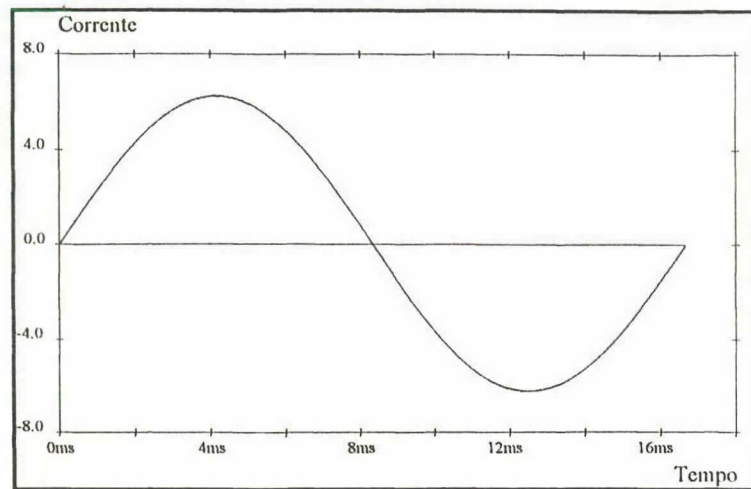


FIGURA 38: Corrente na Carga Resistiva - Potência Nominal.

Das duas figuras acima nota-se que o capacitor C_0 absorve quase que totalmente a ondulação, deixando passar para a carga praticamente apenas a componente de baixa frequência, ou seja, uma forma de onda senoidal, com frequência 60Hz.

A tensão sobre o elemento de chaveamento S_1 está representada nas figuras 39 e 40, onde pode-se observar os instantes em que S_1 está conduzindo (tensão zero) e em que está bloqueado (tensão igual 180V).

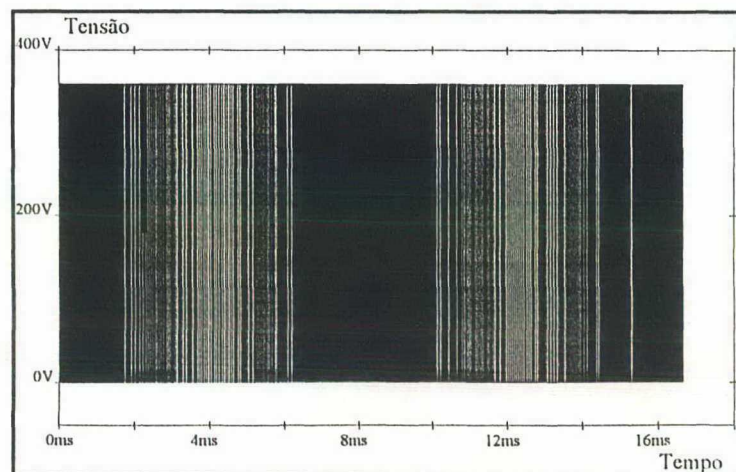


FIGURA 39: Tensão Sobre o interruptor S_1 quando a Tensão de Saída passa pelo pico positivo.

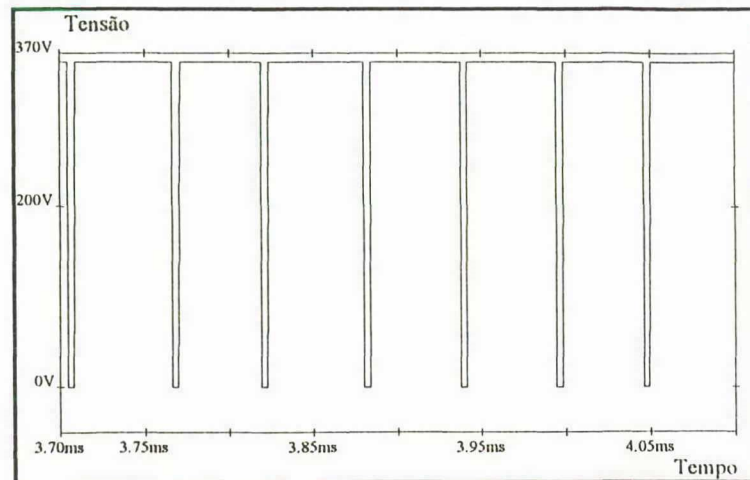


FIGURA 40: Detalhe da Forma de Onda Apresentada na Figura 39.

A forma de onda na saída do controlador está apresentada na figura 41. Esta forma de onda representa o erro (amplificado de um valor K_p) originado da comparação entre a tensão de saída e a tensão de referência. Esta forma de onda ao entrar no comparador com histerese originará os pulsos que comandam os elementos de chaveamento. Observando esta forma de onda nota-se que o maior erro ocorre para ângulos múltiplos de $\pi/2$ e o menor para ângulos múltiplos de π .

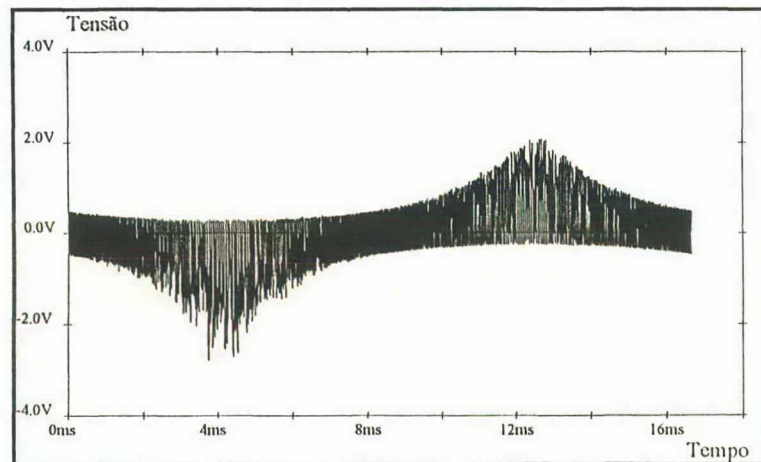


FIGURA 41: Forma de Onda na Saída do Controlador Proporcional.

b) Carga Não-Linear:

Os UPS geralmente são utilizados para alimentar cargas não-lineares, como por exemplo, os aparelhos eletrônicos que possuem fontes chaveadas como estágio de entrada, que é o caso típico de microcomputadores. A estrutura típica de uma carga não-linear são as pontes retificadoras com um capacitor de filtro para diminuir a ondulação da senoide retificada. Este circuito está apresentado na figura 42.

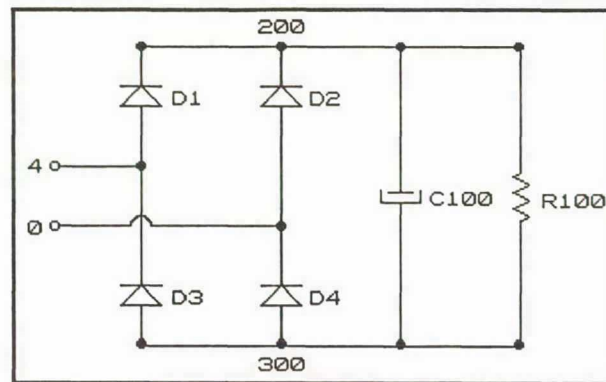


FIGURA 42: Ponte Retificadora com Capacitor de Filtragem e Carga - Carga Não Linear.

A tensão entre os bornes 4 e 0 (conforme os nós de saída do circuito da figura 32) é senoidal com frequência de 60Hz, e, em regime permanente, polariza diretamente de dois a dois os diodos, uma vez a cada semiciclo, quando seu valor supera o valor da tensão no capacitor, que flutua entre dois valores relativamente próximos. Disso resulta uma tensão contínua com uma ondulação com frequência de 120Hz na carga resistiva. A cada polarização dos diodos o capacitor carrega-se, causando picos de corrente na fonte de alimentação. Este capacitor pode ser calculado pela seguinte equação [20]:

$$C_{100} = \frac{P}{f \cdot (V_{S(1)}^2 - V_{\min}^2)}, \quad (4.27)$$

onde:

-P é a potência na carga, aqui considerada 400W;

- f é a frequência da onda senoidal, aqui considerada 60Hz;

- $V_{s(1)}$ é o valor da amplitude máxima da tensão senoidal, aqui considerada

$110.\sqrt{2}$ V;

- V_{\min} é o valor da mínima tensão permitida na carga CC, aqui tomada como 115V.

Substituindo os valores citados acima, em (4.27), o valor do capacitor C_{100}

fica:

$$C_{100} = 600\mu\text{F}. \quad (4.28)$$

O tempo de condução dos diodos ou o tempo de recarga do capacitor C_{100} , pode ser calculado pela equação (4.29).

$$t_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_{\min}}{V_{s_p}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f}. \quad (4.29)$$

Assim,

$$t_c \cong 2\text{ms}. \quad (4.30)$$

O pico de corrente que ocorre no momento da carga do capacitor, é dado por:

$$i_p \cong 2 \cdot \frac{C_{100} \cdot (V_{s_p} - V_{\min})}{t_c}. \quad (4.31)$$

Assim,

$$i_p \cong 24,5\text{A}. \quad (4.32)$$

Esta ponte retificadora foi adicionada na saída do Inversor apresentado na figura 32 e foi feita uma simulação. Antes de apresentar os resultados da simulação do inversor com a carga não-linear, convém mostrar uma breve simulação desta carga ligada a uma fonte de tensão ideal, com amplitude máxima de 155,6V e frequência 60Hz.

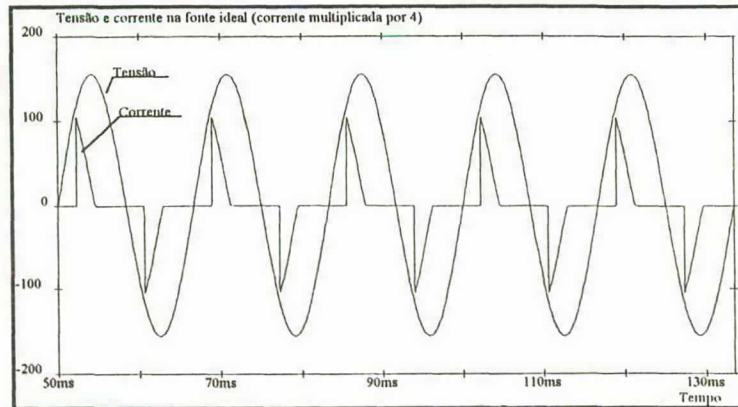


FIGURA 43: Tensão e Corrente na Fonte de Tensão Ideal.

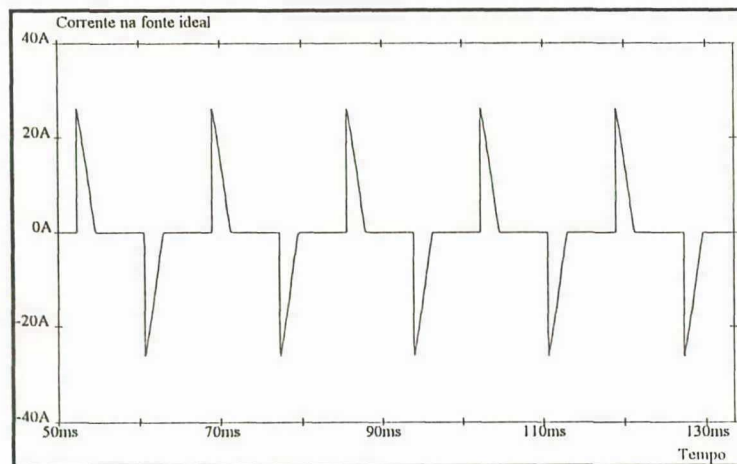


FIGURA 44: Corrente na Fonte de Tensão Ideal.

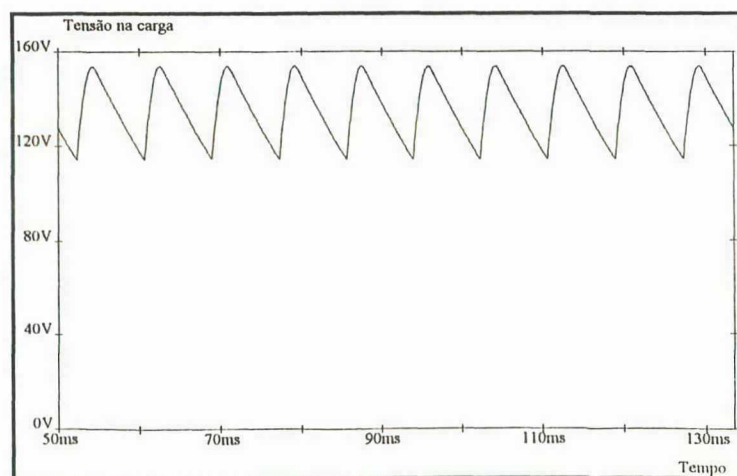


FIGURA 45: Tensão Contínua na Carga.

Os resultados da simulação da carga não-linear conectada a uma fonte ideal, conferem com os valores calculados, como já era esperado.

As figuras que seguem, mostram o comportamento do inversor operando com a carga não-linear descrita acima.

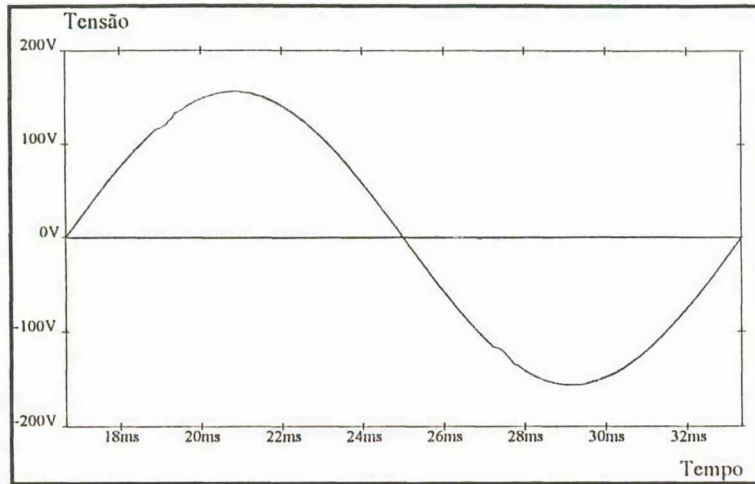


FIGURA 46: Tensão na Saída do Inversor.

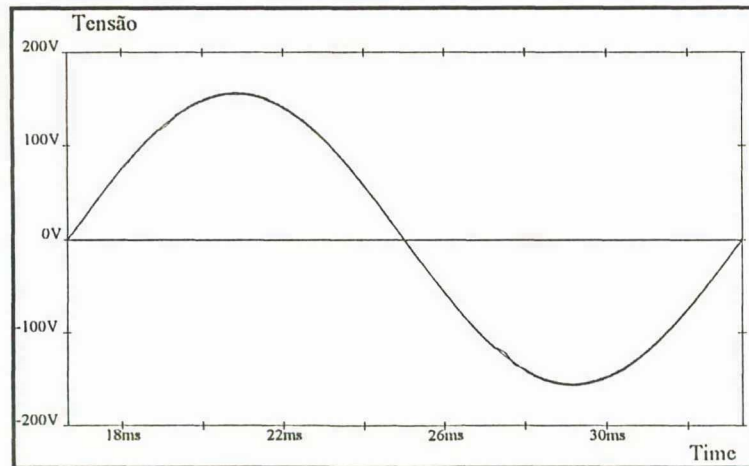


FIGURA 47: Tensão na Saída do Inversor e de Referência (31 vezes maior)

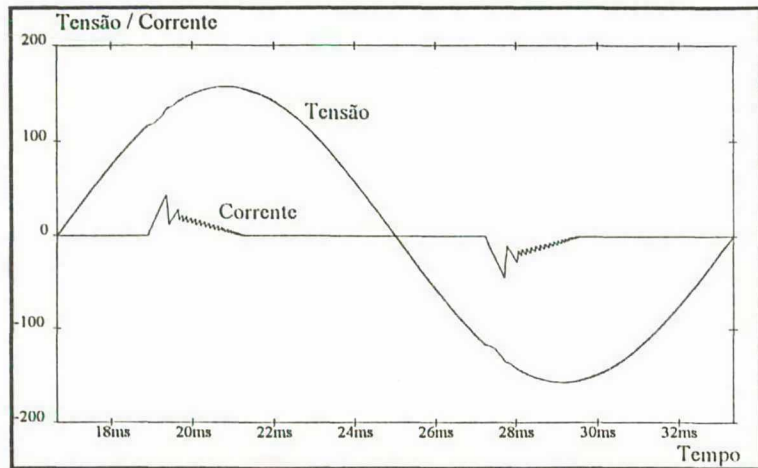


FIGURA 48: Tensão e Corrente (2 vezes maior) na Saída do Inversor.

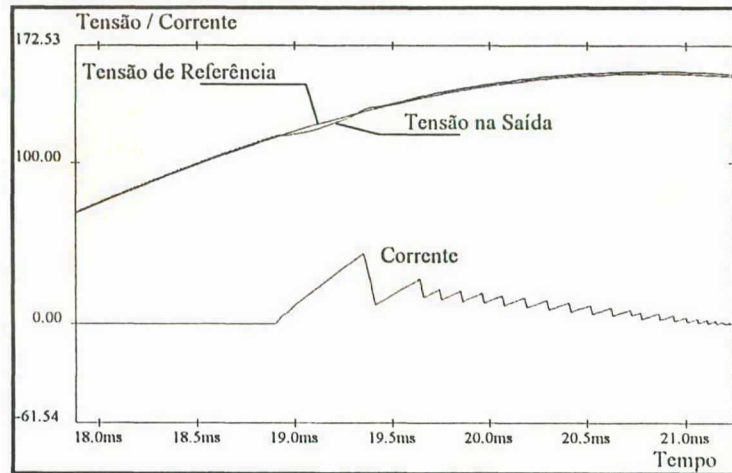


FIGURA 49: Tensão na Saída, Corrente (2 vezes maior) na Saída do Inversor e Tensão de Referência(31 vezes maior) - Detalhe no instante do pico de corrente.

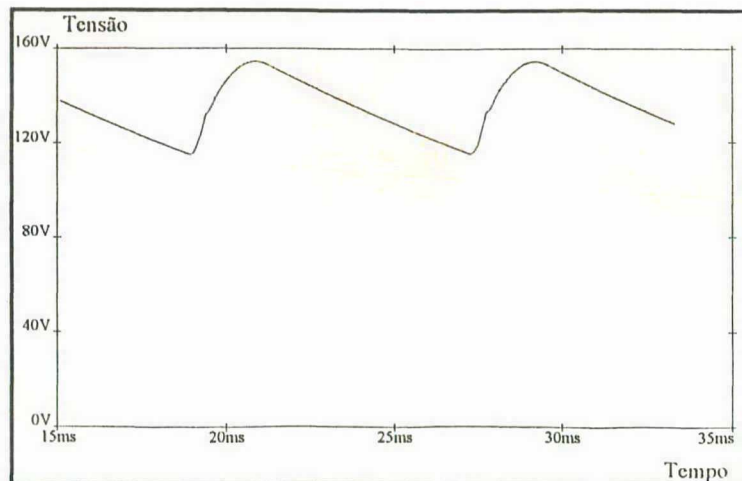


FIGURA 50: Tensão na Carga Alimentada em Corrente Contínua.

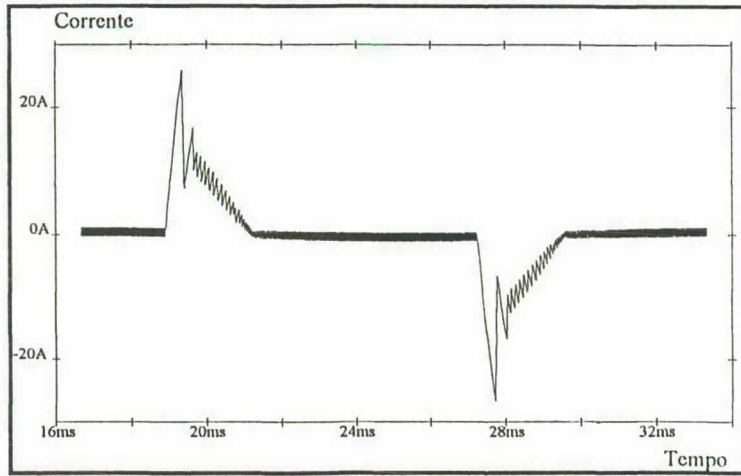


FIGURA 51: Corrente no Indutor do Filtro de Saída.

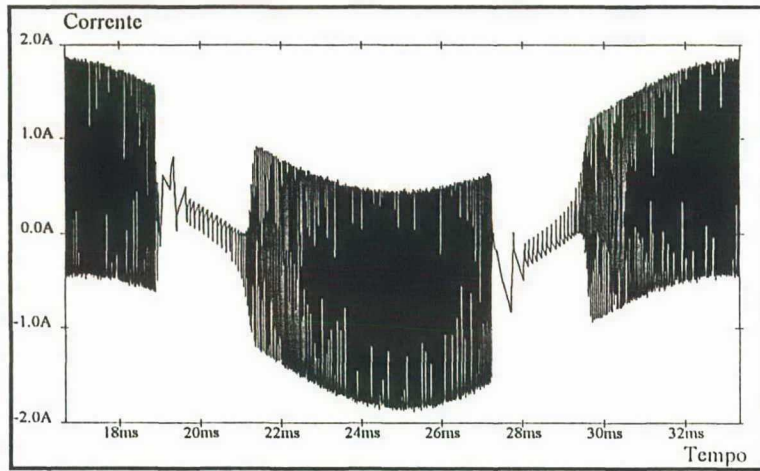


FIGURA 52: Corrente no Capacitor do Filtro de Saída.

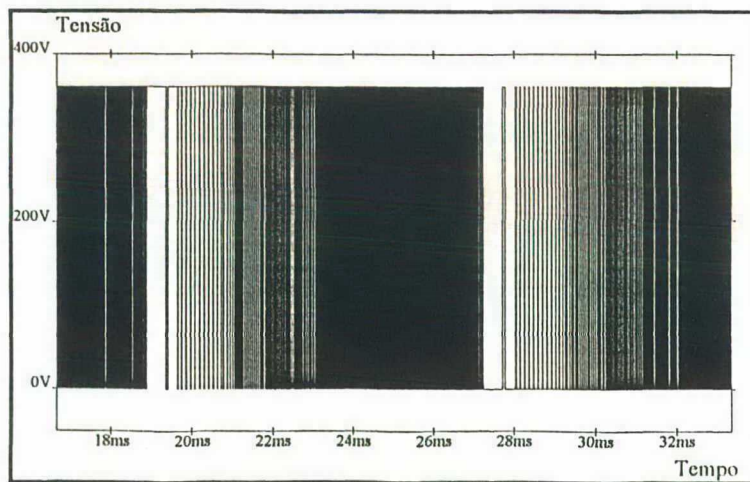


FIGURA 53: Tensão sobre o Elemento de Chaveamento S1.

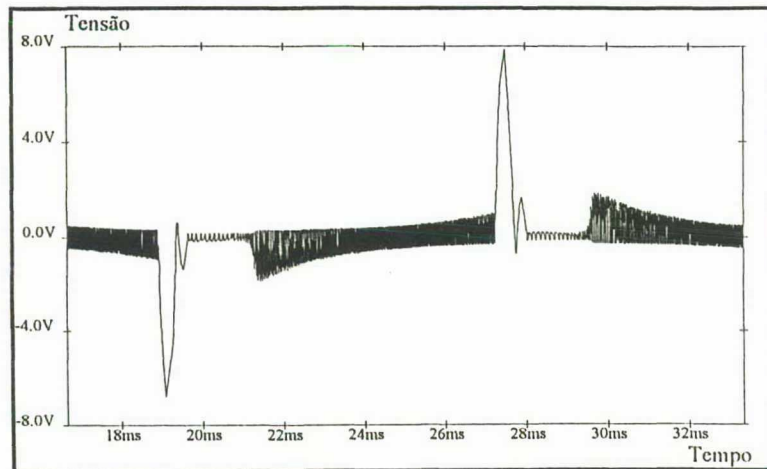


FIGURA 54: Tensão na Saída do Controlador Proporcional.

A tabela 4.1 contém os resultados da análise harmônica feita pelo programa PSPICE durante a simulação. São apresentados também os valores da componente CC e da Taxa de Distorção Harmônica (TDH).

Órden da harmônica	Frequência (Hz)	Componente Fourier (V)	Componente Fourier Normalizada (%)	Fase (°)
1	60	156,000	100,0000	-000,144
2	120	000,030	000,0192	-018,910
3	180	000,300	000,1471	132,000
4	240	000,029	000,0187	-133,900
5	300	000,372	000,2389	017,080
6	360	000,027	000,0170	116,000
7	420	000,345	000,2211	-110,400
8	480	000,025	000,0161	004,317
9	540	000,241	000,1544	140,300

TABELA 4: Resultado da análise harmônica da tensão de saída do inversor com carga não-linear.

-Valor da componente CC = 0,0175V

-TDH = 0,4%

4.3 Conclusões:

Após o desenvolvimento matemático dos capítulos 2 e 3, torna-se bastante simples projetar os estágios de potência e controle do inversor em estudo. O subsídio matemático é de suma importância para um projeto de engenharia, mas, sem dúvida alguma, o "*feeling*" e a experiência do engenheiro são indispensáveis, principalmente na hora dos ajustes finais. Neste capítulo tentou-se reunir as duas coisas afim de obter-se o melhor resultado do projeto.

Analisando as formas de onda obtidas na simulação nota-se que as especificações foram atendidas de maneira bastante satisfatória, pois a tensão eficaz na saída, a frequência da onda senoidal, a ondulação máxima na tensão de saída, a frequência de chaveamento mínima e a taxa de distorção harmônica estão dentro das faixas especificadas.

Observando a figura 36, que mostra a forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída para uma carga linear, nota-se que a comutação é dissipativa (de acordo com o que foi explanado no capítulo 2, item 2.2). Para torna-la não dissipativa, seria necessário aumentar a variação da corrente no indutor (Δi_{L_o}), diminuindo o valor de L_o , de tal forma que a ondulação passe por zero. Isto obriga a utilização de interruptores com capacidade de corrente bem maior, o que dificulta a implementação, pois quanto maior a capacidade de corrente, menor é a tensão reversa que suporta (ver capítulo 2, item 2.1).

O comportamento da corrente no indutor do filtro de saída, quando o inversor alimenta uma carga não linear, é bastante peculiar peculiar, e vem beneficiar a comutação. Nota-se que enquanto os diodos retificadores da carga estão polarizados inversamente, o inversor atua como se estivesse à vazio (sem carga), e a ondulação da corrente passa por zero, permitindo assim uma comutação não dissipativa. Quando há a polarização direta dos diodos da ponte retificadora da carga não-linear, ocorre o pico de corrente, e o inversor passa a atuar com comutação dissipativa, até que cesse a carga do capacitor, voltando ao estado à vazio (Figura 51). Este fenômeno acontece duas vezes

por período, com duração aproximada de 2ms cada, que representa 24% do período apenas.

Para especificar o interruptor (*MOSFET*), basta observar o comportamento da corrente no indutor do filtro, pois o desenvolvimento de uma equação genérica para calcular a corrente de pico e eficaz nos interruptores torna-se bastante complexa devido à disformidade da forma de onda.

CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi apresentado o estudo e modelagem do inversor com modulação *PWM*, gerada pela comparação da tensão de saída realimentada com uma tensão de referência senoidal.

A partir das especificações de projeto, com a ajuda das equações (2.21), (2.26), (3.41) e (3.42) e com as considerações esplanadas nos capítulos 2, 3 e 4, pode-se projetar o inversor com facilidade.

Pode-se observar, pelos resultados das simulações apresentados no capítulo 4, que o inversor apresenta um desempenho bastante satisfatório, principalmente quando alimenta uma carga não-linear, que é o maior obstáculo para a maioria dos inversores.

Isso ocorre devido aos intervalos de tempo em que os diodos retificadores da carga estão inversamente polarizados, fazendo com que o inversor trabalhe praticamente à vazio, o que resulta na inversão do sentido da ondulação da corrente no ~~indutor do filtro de saída, acarretando em comutações, dos interruptores da ponte, não~~ dissipativas. Como estes intervalos representam cerca de 75% do período, o rendimento do inversor aumenta em relação à alimentação de cargas lineares, onde a comutação não dissipativa ocorre somente nos pequenos intervalos de cruzamento por zero da senoide.

Com os parâmetros projetados e os resultados das simulações pode-se implementar facilmente um protótipo. Como já foi mencionado anteriormente, isso não foi efetuado porque já existe um protótipo funcionando no laboratório, que apresentou resultados muito semelhantes aos conseguidos em simulações feitas previamente.

Devido a faixa de histerese ser constante para todo o período da senoide, a ondulação da tensão de saída apresenta frequência e amplitude variável, que pode ser corrigida variando-se a faixa de histerese ao longo do período, tendo um valor mínimo nos picos positivo e negativo da senoide de saída. Esta estratégia já está sendo estudada e poderá melhorar ainda mais o desempenho deste inversor.

APÊNDICE A

APÊNDICE A

A.1. INTRODUÇÃO

No Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP) da Universidade Federal de Santa Catarina, foi implementado um protótipo do inversor analisado neste trabalho, cujos parâmetros foram estabelecidos através de várias simulações e ajustes na bancada de montagem. Para a realização deste protótipo não foram utilizados métodos de projeto, bem como equações como as apresentadas nesta dissertação. Como já foi mencionado anteriormente, este protótipo apresentou um excelente desempenho, mas repeti-lo, com especificações diferentes seria uma tarefa no mínimo trabalhosa. Daí a importância deste roteiro de projeto apresentado nos capítulos precedentes.

No capítulo 4 foram apresentados resultados de simulações de um inversor projetado conforme as etapas e equações de projeto deduzidas nos capítulos 2 e 3 com especificações diferentes das do protótipo implementado. Para demonstrar a flexibilidade de projeto e a veracidade das equações, este apêndice apresenta um projeto do inversor com as mesmas especificações do protótipo e uma comparação entre as formas de onda da saída do inversor projetado e simulado e as do protótipo implementado em laboratório.

A.2. Projeto do Inversor

O projeto do inversor foi realizado da mesma maneira que o apresentado no capítulo 4, com as seguintes especificações:

-Tensão Eficaz de Saída: $V_{S(1)ef} = 110 V_{CA}$

-Frequência da Onda Senoidal: $f = 60 \text{ Hz}$

-Potência Nominal de Saída: $P = 500 \text{ VA}$

-Ondulação Máxima na Tensão de Saída: $\Delta V_s \leq 35 \text{ V}$

-Frequência de Comutação Mínima: $f_{s\min} = 2 \text{ kHz}$

-Taxa de Distorção Harmônica: $\text{TDH} \leq 5\%$

O valor eficaz da corrente na carga que o inversor alimenta é o mesmo valor calculado anteriormente, disso resulta que:

$$\Delta i_{L_o} = 0,3 \cdot I_{Cef} \cong 1,4 \text{ A} \quad (\text{A.1})$$

Os parâmetros do filtro são:

$$L_o = \frac{(E/2)^2 - 2 \cdot V_{s(1)ef}^2}{2 \cdot f_{s\min} \cdot \Delta i_{L_o} \cdot E/2} = \frac{(165)^2 - 2 \cdot (110)^2}{2 \cdot 2000 \cdot 1,4 \cdot 165} \cong 3,5 \text{ mH} \quad (\text{A.2})$$

$$C_o = \frac{\Delta i_{L_o}}{f_{s\min} \cdot \Delta V_s} = \frac{1,4}{2000 \cdot 35} = 20 \mu\text{F}$$

Para o projeto do estágio de controle adota-se a mesma faixa de histerese e o mesmo ganho do divisor resistivo para a rebaixar a tensão de saída aos níveis de controle.

Assim:

$$h = 1\% \quad (\text{A.3})$$

$$K = \frac{1}{31} \quad (\text{A.4})$$

Com os valores dos parâmetros do filtro de saída calculam-se os valores da frequência natural do fitro e a constante de amortecimento do circuito filtro+carga.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = 3779,64 \text{ rad / s} \quad (\text{A.5})$$

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot R_o} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = 0,265 \quad (\text{A.6})$$

onde:

$$R_o = \frac{V_{\text{sef}}^2}{P} \cong 25\Omega \quad (\text{A.7})$$

O parâmetro A fica:

$$A = \frac{\Delta V_s / 2}{E / 2} \cong 0,106 \quad (\text{A.8})$$

Assim:

$$K_p = \frac{2 \cdot \pi \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega \cdot h + \pi \cdot (\omega^2 - \omega_n^2) \cdot \sqrt{A^2 - h^2}}{4 \cdot K \cdot \omega_n^2} \cong 26 \quad (\text{A.9})$$

$$T_d = \frac{h \cdot (\omega^2 - \omega_n^2) - 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega \cdot \sqrt{A^2 - h^2}}{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \omega^2 \cdot h + (\omega^2 - \omega_n^2) \cdot \omega \cdot \sqrt{A^2 - h^2}} = 10\mu\text{s} \quad (\text{A.10})$$

A.3. Resultados da Simulação

Com os parâmetros calculados acima, fez-se uma simulação no programa *PSPICE*, segundo o circuito apresentado na figura 32. Os resultados desta simulação estão apresentados nas figuras 55 e 56 que mostram a tensão e a corrente na carga não-linear.

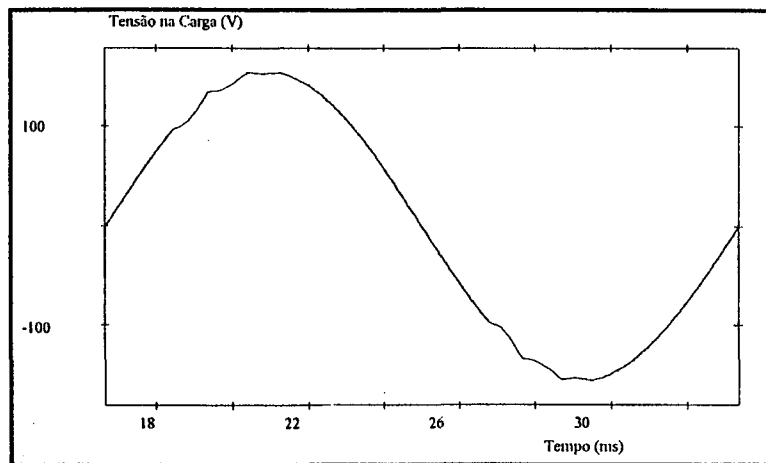


FIGURA 55: Tensão na carga não-linear.

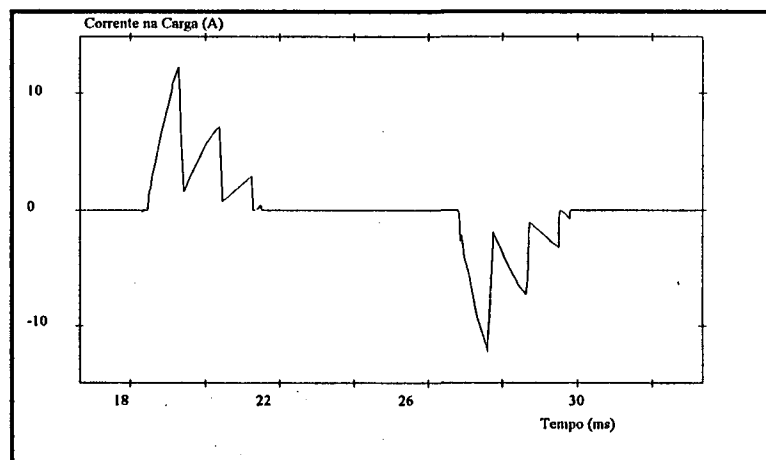


FIGURA 56: Corrente na carga não-linear.

Segundo a análise harmônica realizada pelo programa *PSPICE* a taxa de distorção harmônica da onda senoidal de saída é de 1,12%.

A figura 57 mostra a tensão e corrente na saída do inversor implementado (protótipo), quando alimenta uma carga não-linear (microcomputador do tipo XT).

Pode-se notar, comparando as figuras 55 e 56 com a figura 57 que a formas de onda são muito semelhantes.

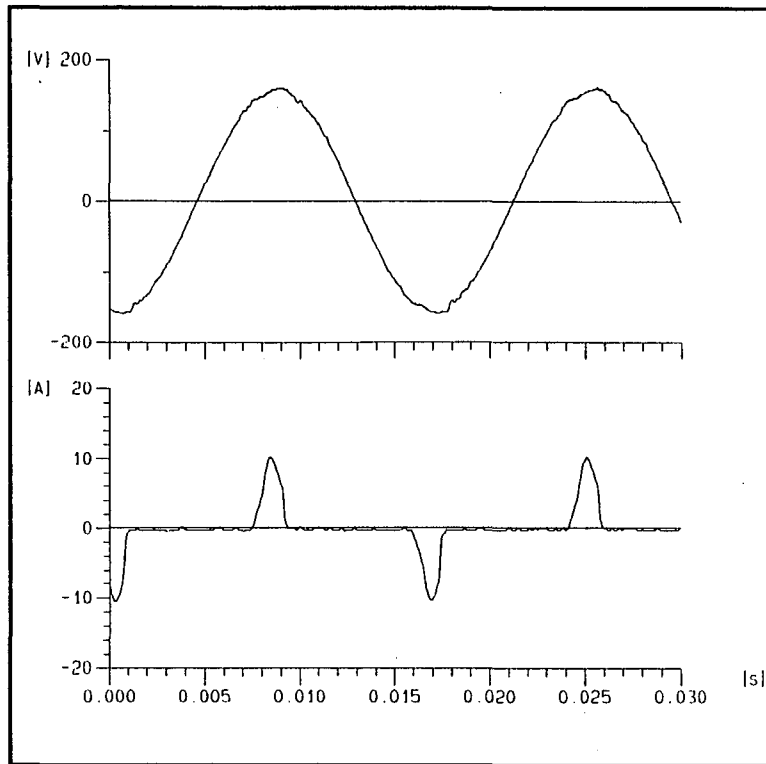


FIGURA 57: Tensão e corrente na saída do inversor implementado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

01. POLLACK, Jerry J.. Advanced Pulsewidth Modulated Inverter Techniques. IEEE Transactions on Industry Application, vol. IA-8. March/April, 1972.
02. FINK, Donald G.. Electronics Engineers' Handbook. Primeira Edição, McGraw-Hill Book Company. 1975.
03. KERNICK, Andress; STECHSCHULTE, David L. & SHIREMAN, Donald W..Static Inverter With Synchronous Output Waveform Synthesized by Time-Optimal-Response Feedback. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-24, nº 4. November 1977.
04. COUGHANOWR, Donald R. & KOPPEL, Lowell. Análise e Controle de Processos. Editora Guanabara S.A.. Rio de Janeiro-RJ. 1978.
05. DEWAN, S. B. & ZIOGAS, P. D.. Optimum Filter Design for a Single-Phase Solid-State UPS System. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-15, nº 6. November/December 1979.
06. PITEL, Ira J.; TALUKDAR, Sarosh N. & WOOD, Peter. Characterization of Programmed-Waveform Pulsewidth Modulation. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, nº 5. September/October 1980.
07. BUJA, Giuseppe S.. Optimum Output Waveforms in PWM Inverters. IEEE Transactions on Industry applications, vol IA-16, nº 6. November/December 1980.
08. CASTRUCCI, Plínio Benedicto Lauro & CURTI, Rino. Sistemas Não-Lineares. Editora Edgard Blücher Ltda, vol. 2. São Paulo-SP. 1981.
09. GREEN, R. M. & BOYS, J. T.. PWM Sequence Selection and Optimization: A Novel Approach. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-18, nº 2. March/April 1982.

10. BOWES, S. R.; MECH, M.I. & CLEMENTS, R. R.. Computer-Aided Design of PWM Inverter Systems. January 1982.
11. KAWAMURA, Atsuo. Analysis of PWM Inverter. University of Missouri-Columbia, Technical Report to Teledyne Inet. 1982.
12. OGATA, Katsuhiko. Engenharia de Controle Moderno. Editora Prentice/Hall do Brasil Ltda. Rio de Janeiro-RJ. 1982.
13. KAWAMURA, Atsuo & HOFT, Richard G.. Analysis of PWM Inverter with Instantaneous Feedback Control. IPEC. Tokyo, 1983.
14. KAWAMURA, Atsuo & HOFT, Richard. Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter With Adaptive Hysteresis. IEEE Transactions Industry Application, vol. IA-20, n° 4. July/August 1984.
15. D'AZZO, John J. & HOUPIS, Constantine H.. Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares. Editora Guanabara Dois. Rio de Janeiro. 1984.
16. KUO, Benjamin C.. Sistemas de Controle Automático. Quarta Edição. Prentice/Hall do Brasil. Rio de Janeiro, RJ. 1985.
17. PERIN, Arnaldo José. Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulsos (PWM) com Otimização de Harmônicas para Conversores Estáticos de Freqüência. Minicurso do 6° Congresso Brasileiro de Automática. UFMG, Belo Horizonte, 1986. pp. 1-15.
18. OLIVEIRA, Marco Aurélio de. Estudo de um Conversor Indireto de Freqüência sem Elementos Passivos no Estágio de Corrente Contínua. Dissertação de Mestrado, C.P.G.E.EL. - Eletrônica de Potência / LAMEP - UFSC. Florianópolis/SC. 1987.
19. MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M. & ROBBINS, William P.. POWER ELECTRONICS: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons. USA. 1989.
20. BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. Publicação Interna / LAMEP - UFSC. Florianópolis / SC. 1990.

21. DIVAN, D. M.. Inverter Topologies and Control Techniques for Sinusoidal Output Power Supplies. IEEE, 1991.
22. GABIATTI, Gerson. Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Sistema de Alimentação Ininterrupta de Energia. Dissertação de Mestrado, C.P.G.E.EL. - Eletrônica de Potência / LAMEP - UFSC. Florianópolis/SC. 1991.
23. GABIATTI, Gerson & BARBI, Ivo. Um UPS de alta performance e menor custo para alimentação de microcomputadores. Revista Eletricidade Moderna. Maio 1992. pp. 30-35.
24. SOUZA, Alexandre Ferrari de. Inversores Quase-Ressonantes Modulados por Largura de Pulso. Dissertação de Mestrado, C.P.G.E.EL. - Eletrônica de Potência / LAMEP - UFSC. Florianópolis/SC. 1992.
25. VIRGUETTI, Sandro Barrero. Estudo de um Inversor com Comutação Não-Dissipativa e Tensão de Saída Senoidal para Cargas Não-Lineares. Dissertação de Mestrado, C.P.G.E.EL. - Eletrônica de Potência / LAMEP - UFSC. Florianópolis/SC. 1992.
26. SANTANDER, Alberto Carlos Arispe. Inversor Push-Pull a Três Níveis. Dissertação de Mestrado, C.P.G.E.EL. - Eletrônica de Potência / LAMEP - UFSC. Florianópolis/SC. 1993.