

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

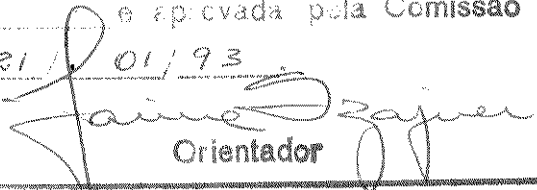
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

PROJETO DE INVERSOR POR FONTE DE TENSÃO
PARA MOTORES TRIFÁSICOS DE INDUÇÃO
TIPO GAIOLA DE ESQUILO.

AUTOR: Víctor Armando Bravo (Sánchez n.º 55/

ORIENTADOR: Prof. Dr. Jaime Szajner

Este exemplar corresponde à redação final da tese	
defendida por <u>VÍCTOR ARMANDO BRAVO</u>	
<u>SÁNCHEZ</u>	e aprovada pela Comissão
Julgadora em <u>21/01/93</u>	
	
Orientador	

Tese de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica
da UNICAMP como parte dos Requisitos para obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

1 9 9 3



**Este trabalho é dedicado a
minha esposa Soledad, meus
filhos Jéssica e Víctor Omar
e a minha mãe Donatilde.**

AGRADECIMENTOS

- a minha família pela dedicação e incentivos durante todos estes anos.
- ao professor Dr. Jaime Szajner pelo ensino e orientação durante a execução deste trabalho.
- aos professores do Departamento de Engenharia de Computação e Automação Industrial que contribuíram na minha formação.
- à firma AMEISE pelo apoio material e financeira no início do projeto AGV.
- a Jose Raimundo pelo apoio no início do projeto AGV.
- a Ivo Reis pelas diversas sugestões e discussões durante o desenvolvimento deste trabalho.
- a Edson Bim pelas sugestões dadas no início da redação da tese.
- a Valfredo, Wilson, Francisco, Sergio e Edson pela companhia e apoio moral nas diversas etapas de testes dos protótipos no Projeto AGV. A Gustavo pela dedicação de muitas horas de trabalho durante a confecção das placas de circuito impresso.

RESUMO

Está em desenvolvimento no Laboratório de Engenharia de Computação e Automação Industrial (LCA) um protótipo de veículo autoguiado (AGV) controlado por computador. Este tipo de veículo tem diversas aplicações dentro de ambientes industriais automatizados onde se comunica com um computador supervisor para receber instruções e efetuar diversas tarefas no processo de produção. Sua aplicação pode ser também levada a outras atividades produtivas como no setor de minério, em ambientes de alto risco ou em atividades de exploração submarina de petróleo.

O desenvolvimento deste tipo de veículo é complexo, necessitando do trabalho em equipe de vários grupos de desenvolvimento, integrando a utilização do conhecimento de técnicas em diversas áreas de Engenharia.

O protótipo do AGV indicado é formado por um sistema de tração, sistema de direção, unidade controladora de tração e direção, sistema de aquisição de dados e unidade sensora. Os equipamentos desenvolvidos correspondentes aos sistemas de tração e direção têm as seguintes partes: inversor, placas de circuitos de comando com acoplamentos óptico e magnético, placas de circuitos de proteção contra sobretensões e curto-circuitos, e fonte auxiliar do tipo chaveado.

Neste trabalho é apresentada a fundamentação teórica e metodologia usada na análise e elaboração do projeto de cada parte dos equipamentos envolvidos no sistema de acionamento, para os quais utilizaram-se pacotes de simulação; os resultados obtidos foram usados na fase inicial do projeto. São apresentados também os resultados experimentais, indicando-se os ajustes feitos em bancada, as limitações e as diversas mudanças feitas para obter o comportamento desejado nos equipamentos desenvolvidos.

ABSTRACT

Presently a prototype of an AGV (Automated Guided Vehicle) controlled by computer is under development at LCA (Computer Engineering and Industrial Automation Laboratory) at UNICAMP. This type of vehicle has many applications in automated industrial environments where it can carry out several tasks related with the production processess. To do so it receives instructions from a supervisory computer through a communication network. Its application can be extended to other productive activities like in milling and at hazardous environments that offer high human life risks. It can also be used for submarine exploitation of petroleum.

The development of such kind of vehicle is very complex and requires several groups of work since it involves many branches of Engineering knowledge.

The AGV vehicle incorporates a traction system, a steering system, control units for traction and steering, a data acquisition system and sensor units. The traction and steering systems developed are composed by the following parts: inverter, controller circuit boards with opto and magnetic couplers, overcurrent and overvoltage protection circuit board and auxiliary switching type power supplies.

This work presents the theoretical fundaments and the methodology used in the analysis and design of each part of the equipment. Results of digital simulations were used at the first stage of the project. Finally the experimental results are presented showing the adjustments done at lab and the limitations and the solutions used to get the desired behavior of the prototype.

ÍNDICE:

	PAG
1.- INTRODUÇÃO.	01
2.- INVERSOR	
2.1.Aspectos gerais	03
2.2. Princípio de funcionamento do inversor por fonte de tensão	05
2.2.1. Inversor de onda quadrada.	09
2.2.2. Inversor PWM	15
2.2.3. Controle de velocidade do motor de indução trifásico através do inversor PWM	21
2.3. Dispositivos de chaveamento no inversor	25
2.4. Considerações de projeto no uso do MOSFET em inversores	26
- áreas de operação de segurança.	
- características dependentes da temperatura.	
- proteção de sobretensão dreno-fonte.	
- considerações sobre as indutâncias parasitas.	
- limitação de dv/dt .	
- proteção do circuito de porta.	
2.4.1. Características de chaveamento	32
2.4.2. Análise do chaveamento do MOSFET com carga indutiva	35
- Modelo do MOSFET.	
- estado de condução do MOSFET.	
- estado de corte do MOSFET.	
2.5. Circuitos de comando dos transistores MOSFET's do inversor	50
2.5.1. Funções do circuito de comando	50
2.5.2. Circuito de comando com acoplamento óptico	50
2.5.3. Circuito de comando isolado por acoplamento magnético com onda portadora de 1 MHz	53
3.- CIRCUITOS DE PROTEÇÃO DO INVERSOR.	
3.1. Proteção de sobrecorrente	58
3.1.1. Condições de operação do MOSFET	58
3.1.2. Descrição do circuito	58
3.1.3. Princípio de funcionamento	61
3.2. Circuitos de ajuda à comutação e proteção contra sobretensões transitórias internas	65
3.2.1. Classificação	65

	PAG
3.2.2. Circuitos "snubber"	68
3.2.3. Circuitos de grampeamento	70
3.2.4. Aplicações ao inversor PWM e fontes chaveadas	71
4.- FONTES PRINCIPAL E AUXILIARES DO INVERSOR.	74
5.- HARDWARE.	
5.1. Considerações do projeto	76
5.1.1 Determinação dos parâmetros do motor	76
5.1.2 Condições de trabalho do motor e inversor	76
5.2. Projeto do inversor	79
5.2.1. Resultados da simulação dos inversores PWM e de onda quadrada ligados a um motor de indução	82
5.3. Construção do inversor e das fontes auxiliares de alimentação	86
5.3.1 Módulo de potência	86
5.3.2 Placa do circuito de comando	87
5.3.3 Placa do circuito de sobrecorrente e curto-circuito	87
6.- RESULTADOS EXPERIMENTAIS.	
6.1. Inversor PWM	89
6.2. Circuito "snubber" e circuito de grampeamento	93
6.3. Circuito de comando por isolamento óptico	95
6.4. Circuito de comando por isolamento magnético	97
6.5. Circuito de proteção contra sobrecorrente	101
6.6. Circuito de fonte chaveada	102
7.- CONCLUSÕES.	106
8.- APÊNDICES.	
8.1. Características básicas do MOSFET	108
- parâmetros elétricos.	
- capacitâncias do MOSFET.	
- características de chaveamento.	
- características do diodo intrínseco.	
8.2. Modelo do conjunto motor-inversor	113
8.2.1. Modelo dinâmico $d-q$ do motor de indução	113
8.2.1.1 Transformação de eixos	113

	PAG
8.2.1.2 Modelo do motor no sistema de referência rodando à velocidade síncrona	117
8.2.2. Ensaio do motor de indução, cálculo de parâmetros	120
8.2.3. Características nominais, resultados de ensaios e parâmetros do motor de indução	124
8.3. Equações de simulação do motor de indução, inversor de onda quadrada e inversor PWM	126
8.4. Fontes chaveadas, classificação e projeto	129
9.- BIBLIOGRAFIA	132

GLOSSÁRIO DE TERMOS.

B_s	= densidade de fluxo máximo.
B_r	= fluxo remanente do núcleo magnético.
C_T	= Coeficiente de temperatura.
$C_{rss} = C_{gd}$	= Capacitância intrínseca porta-dreno do MOSFET.
C_{ds}	= Capacitância intrínseca dreno-fonte do MOSFET.
C_{gs}	= Capacitância intrínseca porta-fonte do MOSFET.
C_{iss}	= $C_{gd} + C_{gs}$ = Capacitância de entrada do MOSFET.
di_d/dt	= taxa de variação da corrente de dreno.
D	= razão cíclica
E_r	= Tensão de fase induzida no rotor em repouso, à frequência f_1 .
E_s	= Tensão de fase induzida no estator.
E_{ff}	= eficiência
f	= frequência da onda portadora do circuito de comando magnético.
f_R	= relação de frequências, utilizada para identificar a frequência de operação do inversor, ($f_R = \omega_c / \omega_b$).
f_s	= frequência de chaveamento. = $1/T_s$
f_m	= frequência da cossenoide do perfil de velocidade do AGV.
f_f	= frequência fundamental da tensão de alimentação.
f_n	= frequência nominal da tensão de alimentação.
f_1	= frequência da tensão de alimentação
$f_t = f_b$	= frequência da tensão de alimentação com rotor travado ou bloqueado. $\cong 25\%f_n$ para $P > 20$ HP $\cong f_n$ para $P < 20$ HP
$F.P.$	= fator de potência
g_{fs}	= transcondutância
G_{qs}, G_{ds}	= funções de chaveamento nos eixos q e d respectivamente no sistema de referência rodando à velocidade síncrona.
i_{as}	= corrente de fase do motor.
i_{cf}	= corrente do capacitor do filtro do retificador.
i_i	= corrente do inversor.
i_{d-s}	= corrente no terminal dreno do MOSFET.
i_g	= corrente de porta de MOSFET.
$i_{gd} = I_{Mi}$	= corrente de Miller.
i_{gs}	= corrente de carga do capacitor intrínseco C_{gs} do MOSFET.
$i_{d-s}(on)$	= corrente dreno-fonte em condução.

$i_{d-S, \max}$	= corrente de dreno do MOSFET que corresponde à frequência máxima de chaveamento e tensão máxima V_B da fonte DC de alimentação do inversor.
I_c	= corrente requerida para carregar a capacitância intrínseca C_{gs}
$I_{g, \text{off}}$	= corrente de descarga da capacitância C_{gd} durante o corte do MOSFET.
$I_{g, \text{on}}$	= corrente total no circuito de porta, para fazer conduzir o MOSFET.
I_{DM}	= corrente máxima de dreno.
I_{pc}	= corrente do motor a plena carga.
i_R	= corrente do retificador.
I_o	= corrente devido ao armazenamento de energia numa indutância.
$I0$	= corrente do motor sem carga ≈ (30% - 50%) I_{pc}
I_{pc}	= corrente do motor a plena carga.
I_r	= corrente no rotor à frequência f_2
I_{Lo}	= corrente de linha do motor em vazio
I_{Lt}	= corrente do estator com rotor bloqueado
I'_r	= corrente no rotor
J	= inércia total do sistema.
J_{mt}	= inércia do rotor do motor de tração
J_{md}	= inércia do rotor do motor de direção
J_3	= inércia da roda dentada acoplada ao motor de tração
J_1	= inércia da roda dentada acoplada à roda dianteira
J_r	= inércia da roda dianteira
K	= $C_{gs}^2 / (C_{gd} g_{fs})$, parâmetro do MOSFET.
K_{rt}	= relação de engrenagens do redutor de tração
K_{rd}	= relação de engrenagens do redutor de direção
K_r	= relação de engrenagens do acionamento mecânico.
K_R	= L_l / R_g
K_w	= constante da característica torque-velocidade do motor de indução.
L_l	= indutância parasita equivalente no circuito de dreno do MOSFET.
$L_f, R_f, e C_f$	= parâmetros do filtro de entrada do retificador.
L_s, L_r	= Indutâncias de dispersão de fase do estator e rotor do motor.
L_m	= Indutância magnetizante de fase do estator.
M	= V_s / V_t relação das amplitudes das formas de onda modulante e modulada.
M_t	= massa do veículo
N	= Número de espiras do transformador.
N_p	= Número de espiras do primário do transformador.
N_s	= Número de espiras do secundário do transformador.

N_f	= f_t / f_s , relação das frequências: modulante (f_s) e modulada (f_t).
N_p	= número de pulsos no período T_b .
n	= número inteiro (1, 2, 3, 4, 5, ...).
P_d	= potência máxima de dissipação.
P_s	= potência média de perdas por chaveamento no transistor devido às comutações.
P_{on}	= potência média dissipada durante o estado de condução do transistor.
P_t	= potência de perdas no teste do motor com rotor bloqueado.
P_T	= potência total média de dissipação no transistor.
$P = P_{ag}$	= Potência que flue no entreferro
P_o	= potência de entrada com o motor em vazio
P_{in}	= potência elétrica de entrada do motor.
P_m	= potência elétrica no eixo do motor
P_M	= função de chaveamento PWM.
P_r	= potência no circuito do rotor
P_p	= perda de potência num "snubber" dissipativo.
P_{out}	= potência de saída no eixo do motor
p	= número de polos do motor.
R	= raio da roda.
R_l	= resistência medida do enrolamento estatórico.
R_b	= resistência equivalente do motor com rotor bloqueado.
R_{eq}	= resistência equivalente.
R_g	= impedância do circuito de porta do MOSFET.
$R_g(on)$	= impedância do circuito de porta do MOSFET em condução.
$R_g(off)$	= impedância do circuito de porta do MOSFET em corte.
R_t	= raio da roda de tração do AGV.
R_s	= Resistência de fase do enrolamento do estator.
$R_{\theta jc}$	= resistência térmica da junção-invólucro do MOSFET.
R_r	= Resistência de fase do circuito rotórico.
R'_r	= Resistência de fase do rotor referido ao estator
R_{th}	= Resistência equivalente de Thévenin
R_o	= resistência de perdas do motor funcionando sem carga = $P_o / (3 I L_o^2)$
R_b	= resistência de perdas do motor com rotor bloqueado = $P_b / (3 I_{Lt}^2)$ = $R_s + R_{eq}$
r_1	= raio da roda dentada acoplada ao eixo da roda dianteira do AGV.
r_3	= raio da roda dentada acoplada ao eixo do motor de tração do AGV.

$r(t)$	= resistência térmica transitória normalizada.
$r_{ds}(on)$	= resistência dreno-fonte do MOSFET em condução, considerada constante num ponto de trabalho, V_{ds} , I_d para V_{gs} e temperatura constante.
S	= escorregamento do motor de indução.
S_1	= tamanho do núcleo magnético para excitação unidirecional.
S_2	= tamanho do núcleo magnético para excitação bidirecional.
$S_{T,max}$	= escorregamento máximo correspondente ao torque máximo T_{max}
T	= período dos pulsos do trem aplicado.
T_b	= período do trem de pulsos.
T_e	= torque elétrico do motor.
T_1	= duração do pulso da tensão de saída do inversor PWM.
T_p	= período ou intervalo entre lados iniciais de pulsos.
T_f	= período da componente fundamental da tensão de saída do inversor.
T_G	= constante de tempo do circuito de porta.
T_{mv}	= período da cossenoide do perfil de velocidade do AGV.
T_m	= torque instantâneo no eixo do motor
T_n	= torque nominal no eixo do motor.
T_L	= torque total de carga do AGV referido ao eixo do motor
T_M	= torque para acelerar horizontalmente a massa do veículo
T_{eixo}	= torque acelerante das rodas, eixos e engrenagens.
T_{at}	= torque de atrito
T_{max}	= torque máximo do motor.
T	= torque do motor
t	= tempo.
t_a	= tempo de aceleração do AGV.
T_j	= temperatura máxima da junção.
T_c	= temperatura desejada no invólucro.
$t_{d(on)}$	= tempo de retardo do estado de saturação do transistor.
t_{fv}	= tempo de queda da tensão do transistor.
$t_{c(off)}$	= intervalo de comutação de saturação a corte do transistor.
$t_{c(on)}$	= intervalo de comutação de corte a saturação do transistor.
$t_{d(off)}$	= tempo de retardo do estado de corte do transistor.
t_{fi}	= tempo de queda da corrente do transistor.
t_r	= tempo de desaceleração do AGV. Se assume que $t_r = t_a$
t_{ri}	= tempo de subida da corrente do transistor.
t_{rv}	= tempo de subida da tensão do transistor.
V_{gs}	= tensão porta-fonte do MOSFET.

V_B	= tensão de saída do filtro da fonte de alimentação principal.
V_{d-s}	= tensão nos terminais dreno-fonte do MOSFET.
V_{no}	= tensão do neutro em relação à referência.
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	= tensões dreno-fonte dos transistores MOSFET.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	= tensões de fase do motor.
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	= tensões de linha do motor.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	= valores eficazes das tensões de fase do motor (sist. estacionário).
$V(BR)DSS$	= máxima tensão dreno-fonte do MOSFET com os terminais porta-fonte em curto-circuito. Capacidade máxima de tensão do MOSFET.
V_I	= Tensão de fase.
V_{DRV}	= pulso de tensão do circuito de comando do MOSFET.
V_R	= tensão de saída do retificador (fonte de alimentação principal).
V_{max}	= velocidade máxima que deve atingir o AGV.
V_B	= tensão DC aplicada na entrada do inversor.
V_m	= função do perfil de velocidade do AGV.
V_{gd}	= tensão porta-dreno do MOSFET.
ΔV_{L1}	= queda de tensão na indutância parasita L_1
V_{on}	= tensão nos terminais da chave em condução.
V_T	= tensão de limiar porta-fonte do MOSFET.
V_F	= $V_{DRV} - V_T$
V_s	= tensão no secundário do transformador.
V_{th}	= tensão de Thévenin
V_t	= tensão aplicada ao motor com rotor bloqueado
V_{Lo}	= tensão nominal de linha
V_{qs}, V_{ds}	= tensões do motor nos eixos q e d , no sistema de referência estacionário.
i_{qs}, i_{ds}	= correntes instantâneas nos eixos q e d do enrolamento estatórico.
i_{qr}, i_{dr}	= correntes instantâneas nos eixos q e d do rotor.
V_{qs}^s, V_{ds}^s	= tensões do motor nos eixos q e d no sistema de referência rodando à velocidade síncrona.
w	= frequência angular instantânea da tensão aplicada.
w_b	= velocidade angular elétrica de base, correspondente à frequência nominal do motor, (377 rad/seg, $f=60$ Hz).
w_e	= Velocidade angular elétrica da componente fundamental da tensão de saída do inversor.
w_m	= velocidade angular instantânea no eixo do motor.
w_1	= velocidade angular no eixo da roda dianteira
w_2	= velocidade no roda dentada intermediária.

w_l	= componente da velocidade w_s
w_M	= freqüência angular da cossenoide do perfil de velocidade do AGV.
w_r	= velocidade do rotor.
w_s	= velocidade angular síncrona do motor.
W_{on}	= perda de energia durante o tempo de condução do transistor.
$W_{c(on)}$	= energia dissipada durante a transição de corte a condução do transistor.
$W_{c(off)}$	= energia dissipada durante a transição de saturação a corte do transistor.
X_{th}	= reatância equivalente de Thévenin.
X_o	= reatância total do motor funcionando sem carga $\cong X_s + X_m$
X_t	= reatância equivalente do motor com rotor bloqueado.
X_m	= reatância magnetizante do estator.
X_s	= reatância de dispersão do estator.
X'_r	= reatância do circuito do rotor refletido no estator.
Z_t	= impedância do motor com rotor bloqueado.
Z_{th}	= impedância equivalente de Thévenin
Z_o	= impedância equivalente do motor funcionando em vazio
Z_l	= impedância equivalente do motor.
α	= ângulo da região linear da característica T-w do motor.
ψ_{qs}, ψ_{ds}	= fluxos magnéticos nos eixos q e d no estator.
ψ_{qr}, ψ_{dr}	= fluxos magnéticos nos eixos q e d no rotor.
δ	= ângulo de condução do transistor.
θ_1	= ângulo de fase da corrente I_1 do estator, é o ângulo da impedância do circuito equivalente.

1.- INTRODUÇÃO

O presente trabalho se refere a uma parte do projeto geral do veículo autoguiado (AGV) do laboratório LCA da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP. O protótipo do AGV desenvolvido é um veículo elétrico guiado por computador, cuja trajetória é definida por fita refletiva colada ao piso. A alimentação por baterias permitirá uma operação autônoma de cerca de 8 horas. O peso com baterias é de 600 Kg e sem baterias é de 300 Kg, com capacidade de carga líquida de 3000 Kg em rebocamento ou 400 Kg sobre o veículo.

Em sistemas de acionamento de um veículo elétrico há diversas alternativas de aplicação no uso de fontes de alimentação, conversores de potência elétrica, sistemas de controle, circuitos de proteção e motores elétricos. Foram adotadas alternativas mais convenientes do ponto de vista de simplicidade, robustez, baixo custo e disponibilidade de componentes. O veículo elétrico implementado no laboratório LCA, conhecido como AGV (Automated Guided Vehicle), foi projetado para usar baterias ou um retificador de potência junto com os conversores DC/AC ou inversores, para alimentação dos motores de indução nos sistemas de tração e direção. Os motores de indução utilizados são do tipo gaiola de esquilo, cujas velocidades são controladas pelo método de modulação de largura de pulsos ("Pulse Width Modulation"-PWM).

O presente trabalho abrange as diversas etapas do projeto do acionamento do veículo AGV. Este sistema é constituído por dois inversores por fonte de tensão, com sistema de controle PWM de tensão e frequência, dois motores elétricos (um no sistema de tração e outro no sistema de direção), circuitos de proteção e fontes de alimentação principal e auxiliares.

Na parte inicial do trabalho é feita a fundamentação teórica utilizada nas diversas partes do projeto e os princípios de funcionamento de todos os circuitos desenvolvidos, enfatizando o uso dos transistores MOSFET como dispositivos de chaveamento de potência, cuja vantagem é obter altas velocidades de comutação em relação a outros tipos de dispositivos usados como chaves comutadoras de corrente.

Tem-se as seguintes partes:

1. INVERSOR PWM

São descritos os diversos tipos de inversores e princípios de funcionamento. Partindo das equações do inversor de onda quadrada, são obtidas as equações do inversor PWM com suas funções correspondentes de chaveamento e modulação. Sendo a carga do inversor um motor de indução, utilizam-se as equações do modelo dinâmico $d-q$ com a finalidade de simular o conjunto inversor-motor. Desta forma é possível conhecer seu comportamento segundo as exigências de carga e determinar os limites correspondentes de cada parte do conjunto, antes de sua implementação.

É feito o modelamento do MOSFET, cujas equações definem "*a priori*" as características de chaveamento com carga indutiva. Faz-se também a descrição dos circuitos de acionamento com acoplamento óptico e magnético.

2. PROTEÇÃO DO INVERSOR PWM

Faz-se a fundamentação e descrição do funcionamento do circuito desenvolvido para proteção de sobrecorrente e curto-circuito, bem como da proteção contra sobretenções transitórias.

3. FONTE PRINCIPAL E FONTES AUXILIARES

Nesta parte se fundamenta e descreve o funcionamento das fontes principal e auxiliares projetadas.

4. RESULTADOS E CONCLUSÕES

São apresentados os resultados experimentais dos diversos circuitos implementados e comparados com os resultados obtidos teoricamente, explicando-se as diferenças encontradas bem como as limitações dos circuitos.

2.- INVERSOR

2.1.- ASPECTOS GERAIS.-

O inversor é um conversor estático DC/AC que controla o fluxo de energia elétrica entre uma fonte de tensão contínua DC e uma fonte de tensão alternada AC, monofásica ou trifásica.

O inversor pode ser alimentado por fonte de tensão ou por fonte de corrente, ambas idealmente com impedância de Thévenin zero ou infinita respectivamente. A alimentação por fonte de tensão real é feita através de baterias, ou através de um retificador monofásico ou trifásico com um capacitor de valor alto na saída, para fornecer uma tensão constante ao inversor. As tensões de saída destes inversores têm formas de onda que não dependem da natureza da carga.

A alimentação por fonte de corrente é obtida normalmente conectando uma indutância de valor alto em série com uma fonte de tensão. Os inversores alimentados com este tipo de fonte têm suas formas de onda de tensão de saída determinadas pela fonte de corrente e pela natureza da carga [1].

O inversor pode ter as seguintes características de entrada e saída:

- tensão de entrada DC fixa, com tensão de saída AC variável e frequência variável.
- tensão de entrada DC variável, com tensão e frequência variáveis na saída.

Classificação dos inversores

Pela utilização de fontes de alimentação de entrada, os inversores são classificados [2] em:

- a) Inversores por fonte de tensão, que por sua vez estão divididos em 3 categorias gerais:
 - a.1) Inversores de onda quadrada.
 - a.2) Inversores controlados por modulação de largura de pulsos (Pulse Width Modulation-PWM).
 - a.3) Inversores monofásicos com deslocamento de fase.
- b) Inversores por fontes de corrente.

Os inversores dos tipos (a.1) e (a.2) são tratados em (2.2.1) e (2.2.2) respectivamente, o tipo (a.3) não será tratado neste trabalho.

a. Nos inversores por fonte de tensão, os dispositivos semicondutores de chaveamento sempre permanecem polarizados em forma direta pela tensão da fonte. Nas aplicações de inversores com MOSFET, transistores bipolares, IGBT's e GTO's, os circuitos de acionamento correspondentes não precisam de circuitos de comutação forçada, como no caso dos tiristores, para desligar a fonte. Somente se reduz ou se retira o sinal de comando para comutar o dispositivo de chaveamento do estado de condução ao estado de bloqueio, resultando um circuito de comando mais simples.

a.1. Nos inversores de onda quadrada se controla somente a frequência da tensão de saída para o controle da tensão AC.

a.2. O inversor controlado por modulação de largura de pulsos (PWM), tem sua tensão de entrada essencialmente constante. Este tipo de inversor utiliza a modulação por largura de pulsos para controlar a amplitude e frequência das tensões de saída, sendo chamado por isto de "inversor PWM". Existem diversos tipos de modulação da largura de pulsos para se obter na saída do inversor tensões AC com formas de onda semelhantes a uma onda senoidal. O tipo adotado na aplicação do projeto AGV foi de amostragem regular simétrica [3], [4], através do circuito integrado dedicado HEF4752V.

a.3. Os inversores monofásicos com deslocamento de fase controlam a amplitude e frequência da tensão de saída do inversor, sendo a tensão de entrada DC constante e sem modulação de largura de pulsos nas chaves do inversor.

b. Os inversores por fonte de corrente são utilizados geralmente para acionamentos de motores AC de potências elevadas [2], [5], em que a carga representa uma baixa impedância ou alto fator de potência. Estes tipos de inversores não são tratados neste trabalho. A escolha entre inversores por fonte de tensão ou inversores por fonte de corrente depende da natureza da carga.

O circuito da Figura 2.1 representa a configuração em ponte trifásica do inversor utilizado neste trabalho. O inversor é alimentado por fonte de tensão, representada por uma bateria. Sua saída pode ser ligada a uma carga trifásica qualquer, resistiva ou indutiva. Não estão representados neste circuito os módulos dos circuitos de comando, de controle, de ajuda à comutação, de proteção de sobrecorrente e de sobretensão. Estes módulos são tratados nos capítulos seguintes.

No circuito da Figura 2.1, os dispositivos de chaveamento são transistores MOSFET, podendo ser também transistores bipolares, tiristores, IGBT's ou GTO's. Na configuração em ponte trifásica do inversor, o sinal de controle de forma retangular

aplicado na porta de cada MOSFET segue uma lógica de comando segundo a Tab.2.1a ou Tab.2.1b da figura 2.1, dependendo do modo de operação utilizado no inversor.

Modos de operação do inversor.

Existem dois modos de operação do inversor [1], [6], [7] :

a) operação no modo contínuo ou modo de operação com condução por 180° . Neste modo cada dispositivo de chaveamento é mantido em operação durante 180° . Em qualquer instante t estão em condução três dispositivos de chaveamento da ponte trifásica: dois do barramento superior (Q1, Q2, Q3) e um do barramento inferior (Q4, Q5, Q6) ou vice-versa (Tab.2.1a). A forma de onda da tensão de linha é quase quadrada (Figura 2.2b).

b) operação no modo descontínuo onde cada transistor conduz corrente durante 120° (Figura 2.3). Em qualquer instante t estão em condução dois dispositivos de chaveamento da ponte trifásica: um do barramento superior (Q1, Q2, Q3) e um do barramento inferior (Q4, Q5, Q6), (Tab.2.1b, Figura 2.3). No caso de alimentação de motores, cada fase está em circuito aberto durante 120° do ciclo. A forma de onda da corrente de linha e tensão de fase do inversor é quase quadrada (Figura 2.3c).

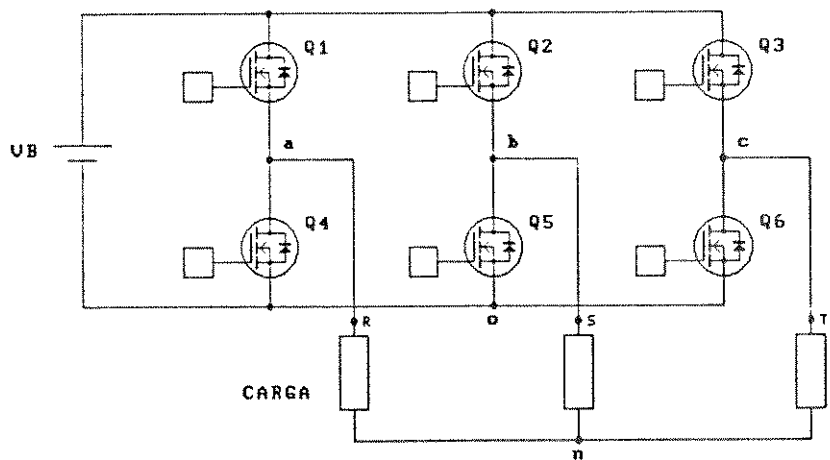
Nos dois modos de operação a defasagem da condução entre dois transistores de um mesmo barramento é de 120° . Esta defasagem é feita através dos sinais de controle, segundo as lógicas de chaveamento das Tabelas 2.1a e 2.1b.

2.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR POR FONTE DE TENSÃO.

O inversor projetado neste trabalho tem as características dadas a seguir:

- Topologia do circuito: configuração em ponte trifásica;
- Dispositivos de chaveamento: transistores MOSFET de potência;
- Tipo de inversor: inversor por fonte de tensão, alimentado por um retificador trifásico, com capacitor na saída;
- Modo de operação: condução de 180° (modo de operação contínua);
- Tipo de controle: modulação por largura de pulsos (PWM). A tensão DC de entrada do inversor é constante, a tensão e frequência de saída são variáveis; e,
- Tipo de carga: indutiva, representada por um motor de indução trifásico conectado nos terminais de saída do inversor em ligação estrela com rotor tipo gaiola de esquilo.

No tratamento do inversor se faz primeiro a análise do inversor de onda quadrada por fonte de tensão, no modo de operação contínuo e em seguida se faz a análise do inversor PWM utilizando as equações do inversor de onda quadrada.



Tab 2.1a LÓGICA DE CHAVEAMENTO DOS TRANSISTORES-MODO CONTÍNUO

INTERVALO	I	II	III	IV	V	VI
CHAVESES	Q1	Q1	Q1	Q4	Q4	Q4
	Q3	Q6	Q6	Q6	Q3	Q3
	Q5	Q5	Q2	Q2	Q2	Q5

Tab 2.1b LÓGICA DE CHAVEAMENTO DOS TRANSISTORES-MODO DESCONTÍNUO

CHAVESES	Q1	Q1	Q2	Q2	Q3	Q3
	Q5	Q6	Q6	Q4	Q4	Q5

Figura 2.1 Inversor trifásico a transistores por fonte de tensão.
 Lógica de chaveamento nos modos contínuo e descontínuo.

Figura 2.2a
 Tensões nos terminais
 dreno-fonte dos MOS-
 FET's do inversor.

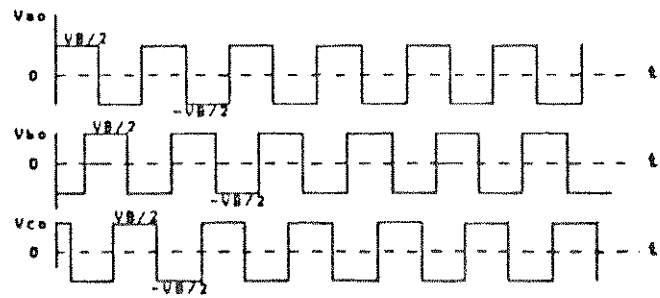


Figura 2.2b
 Tensões de linha do
 inversor.

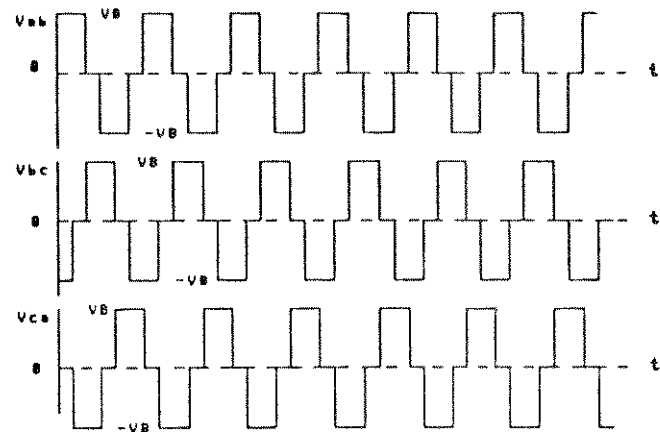


Figura 2.2c
 Tensão de fase do
 inversor.

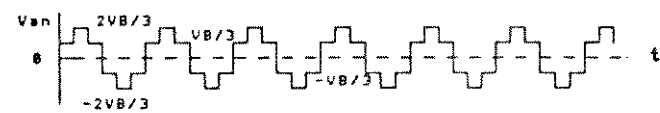


Figura 2.2 Formas de onda de tensões do inversor de onda quadrada
 no modo contínuo.

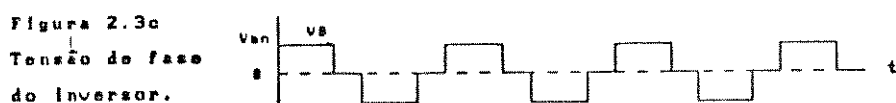
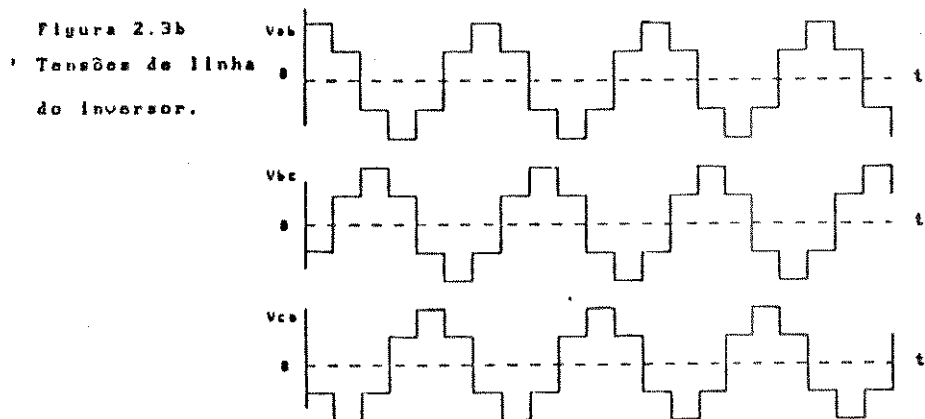
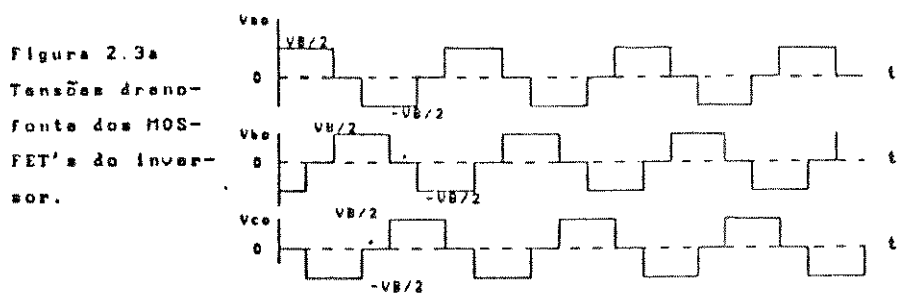


Figura 2.3. Formas de onda de tensões do inversor de onda quadrada no modo descontínuo.

2.2.1 INVERSOR DE ONDA QUADRADA.-

As formas de onda das tensões de saída do inversor (Figura 2.2) são determinadas pela configuração do circuito e lógica de chaveamento (Tab.2.1a), independentemente das condições da carga. As ondas de tensão têm um alto conteúdo de harmônicas, mas as harmônicas de corrente são filtradas pela carga indutiva e filtros, se necessário.

Os diodos intrínsecos dos MOSFET's do inversor são as vias de fluxo da corrente reversa durante o fluxo de potência e regeneração de potência reativa.

Na Figura 2.1 o inversor é alimentado por uma fonte de tensão contínua, onde o barramento negativo é tomado como referência de tensão. As equações que relacionam as tensões dreno-fonte (v_{ao} , v_{bo} , v_{co}) dos transistores MOSFET no lado inferior da ponte, as tensões de fase do motor (v_{an} , v_{bn} , v_{cn}), e a tensão do neutro em relação à referência (v_{no}) (Figura 2.1), são dadas a seguir:

$$v_{ao} = v_{an} + v_{no} \quad (2.2-01)$$

$$v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \quad (2.2-02)$$

$$v_{co} = v_{cn} + v_{no} \quad (2.2-03)$$

A saída do inversor é ligada a um motor de indução trifásico ligado em estrela que é representado como uma carga trifásica balanceada. As expressões das tensões de fase do motor são:

$$v_{an} = v_{ao} - v_{no} = \frac{2}{3} v_{ao} - \frac{1}{3} (v_{bo} + v_{co}) \quad (2.2-04)$$

$$v_{bn} = v_{bo} - v_{no} = \frac{2}{3} v_{bo} - \frac{1}{3} (v_{ao} + v_{co}) \quad (2.2-05)$$

$$v_{cn} = v_{co} - v_{no} = \frac{2}{3} v_{co} - \frac{1}{3} (v_{ao} + v_{bo}) \quad (2.2-06)$$

As tensões dreno-fonte dos MOSFET's do inversor expressas em série de Fourier [1], [6] são dadas a seguir:

$$v_{ao} = \frac{2 V_B}{\pi} \left[\cos wt + \frac{1}{3} \cos 3wt + \frac{1}{5} \cos 5wt + \frac{1}{7} \cos 7wt + \dots \right] \quad (2.2-07)$$

$$v_{bo} = \frac{2 V_B}{\pi} \left[\cos(wt-120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(wt-120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(wt-120^\circ) + \dots \right] \quad (2.2-08)$$

$$v_{co} = \frac{2 V_B}{\pi} \left[\cos(wt+120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(wt+120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(wt+120^\circ) + \dots \right] \quad (2.2-09)$$

As equações (2.2:07, 08 e 09) das tensões dreno-fonte, de formas de onda quadrada são aplicadas nas equações das tensões de linha, obtendo-se:

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \frac{2\sqrt{3} V_B}{\pi} \left[\cos(wt+30^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(wt+30^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(wt+30^\circ) + \dots \right] \quad (2.2-10)$$

$$v_{bc} = v_{bo} - v_{co} = \frac{2\sqrt{3} V_B}{\pi} \left[\cos(wt-90^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(wt-90^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(wt-90^\circ) + \dots \right] \quad (2.2-11)$$

$$v_{ca} = v_{co} - v_{ao} = \frac{2\sqrt{3} V_B}{\pi} \left[\cos(wt+150^\circ) - \frac{1}{5} \cos 5(wt+150^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(wt+150^\circ) + \dots \right] \quad (2.2-12)$$

As equações (2.2:1-4) e equações (2.2:10, 11 e 12) são representadas na Figura 2.2.

Estas expressões das tensões de fase têm as componentes fundamental e harmônicas na forma $6n \pm 1$, isto é, de ordem 5, 7, 11, 13 etc.

MODELO DINÂMICO D-Q DO MOTOR DE INDUÇÃO.

Utilizando o modelo dinâmico **d-q** do motor de indução trifásico e um sistema de referência em rotação síncrona, são assumidos coincidentes o eixo *a* do vetor tensão v_{an} da fase *R* do inversor com o eixo *q* do modelo do motor no tempo $t=0$. As tensões de saída do inversor são derivadas nos dois eixos do modelo; expressas em série de Fourier [1], [6], resultam em:

$$V_{qs} = \frac{2V_B}{\pi} \left[1 + \frac{2}{35} \cos 6w_e t - \frac{2}{143} \cos 12w_e t + \frac{2}{323} \cos 18w_e t - \frac{2}{575} \cos 24w_e t + \dots \right] \quad (2.2-13.a)$$

$$= \frac{2V_B}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{\cos 6nw_e t}{(6n)^2 - 1} \right] \quad (2.2-13.b)$$

$$= \frac{2V_B}{\pi} G_{qs} \quad (2.2-13.c)$$

$$V_{ds} = \frac{2V_B}{\pi} \left[\frac{12}{35} \sin 6w_e t - \frac{24}{143} \sin 12w_e t + \frac{36}{323} \sin 18w_e t - \frac{48}{575} \sin 24w_e t + \dots \right] \quad (2.2-14.a)$$

$$= \frac{2V_B}{\pi} \left[12 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{n \sin 6nw_e t}{(6n)^2 - 1} \right] \quad (2.2-14.b)$$

$$= \frac{2V_B}{\pi} G_{ds} \quad (2.2-14.c)$$

sendo definidas as funções de chaveamento:

$$G_{qs} = \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{\cos 6nw_e t}{(6n)^2 - 1} \right] \quad (2.2-15)$$

$$G_{ds} = \left[12 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{n \sin 6nw_e t}{(6n)^2 - 1} \right] \quad (2.2-16)$$

Na Figura 2.9 são mostrados os gráficos das funções de chaveamento G_{qs} e G_{ds} .

As equações (2.2-13.c) e (2.2-14.c) relacionam as tensões do motor com a tensão da fonte DC e funções de chaveamento (G_{qs} , G_{ds}) do inversor expressas em séries de Fourier.

A relação entre a corrente DC do inversor e as correntes do motor é obtida pelo balanço das potências instantâneas entre a entrada (P_{dq}) e saída (P_{abc}) do inversor, pois o inversor é um circuito de chaveamento que não tem elementos de armazenamento de energia. A relação de potências instantâneas é dada por:

$$P_{dq} = P_{abc} \quad (2.2-17)$$

donde:
$$P_{abc} = V_{an} i_a + V_{bn} i_b + V_{cn} i_c \quad (2.2-18a)$$

$$P_{dq} = V_B I_i \quad (2.2-18b)$$

e fazendo as transformações correspondentes [1,6], tem-se:

$$V_B I_i = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.2-18c)$$

Substituindo as equações: 2.2-13a e 2.2-14a na eq.2.2-18c, tem-se a corrente DC do inversor em função das correntes do motor [1,6], dada a seguir:

$$\begin{aligned} I_i = & \frac{3}{\pi} i_{qs} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{2}{143} \cos 12\omega_e t + \frac{2}{323} \cos 18\omega_e t + \dots \right) \\ & + \frac{3}{\pi} i_{ds} \left(\frac{12}{35} \sin 6\omega_e t - \frac{24}{143} \sin 12\omega_e t + \frac{36}{323} \sin 18\omega_e t + \dots \right) \end{aligned} \quad (2.2-19)$$

Substituindo as eqs.:2.2-15 e 2.2-16 na eq.2.2-19 tem-se:

$$I_i = \frac{3}{\pi} i_{qs} G_{qs} + \frac{3}{\pi} i_{ds} G_{ds} \quad (2.2-20)$$

Na Figura 2.4 são mostradas as saídas da tensão de fase e corrente de linha na saída do inversor de onda quadrada, alimentando o motor de indução. Estas saídas correspondem aos resultados da simulação do conjunto inversor-motor indicado no apêndice.

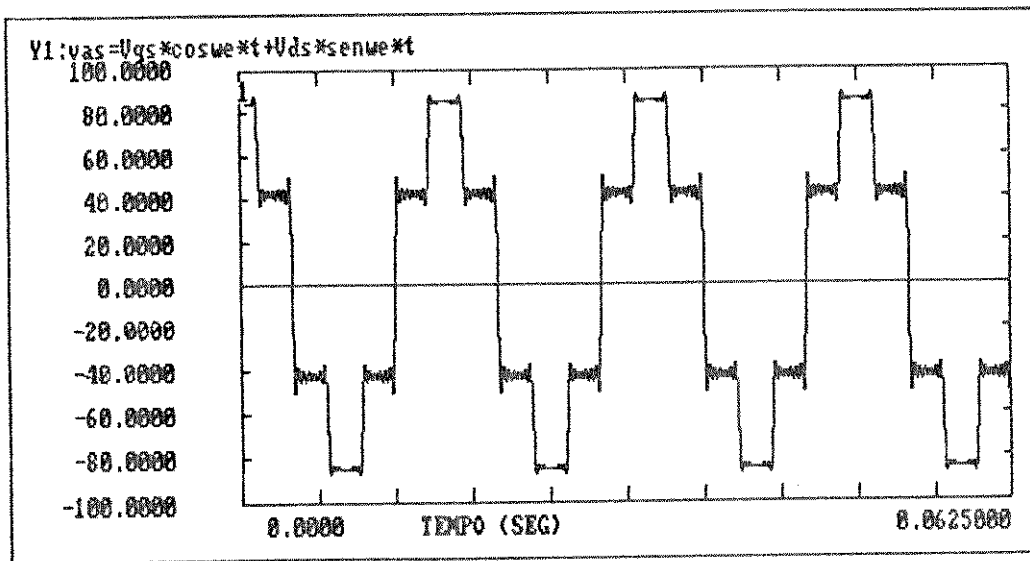


Figura 2.4a. Forma de onda da tensão de fase do motor.

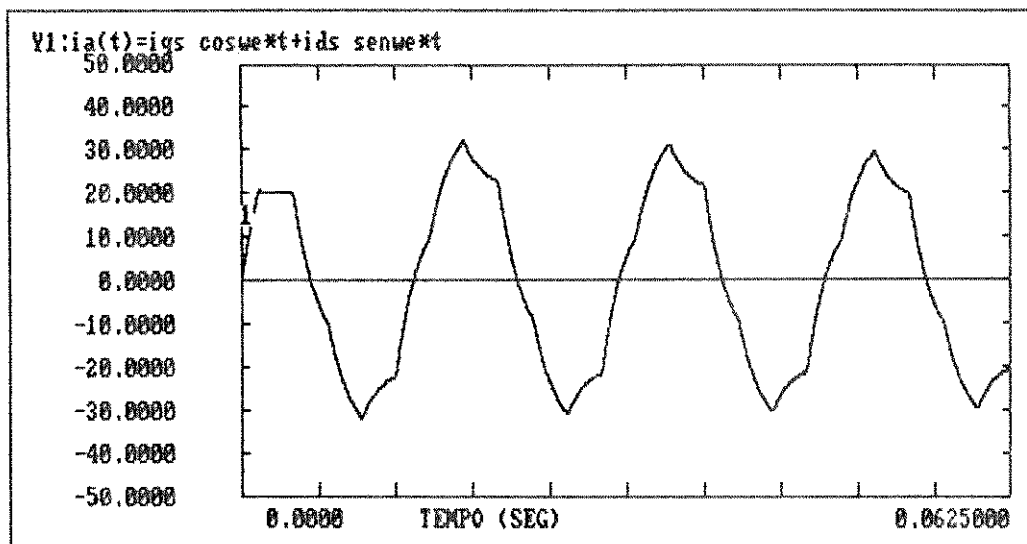


Figura 2.4b Forma de onda da corrente de linha do motor.

Figura 2.4. Inversor de onda quadrada no modo contínuo. Formas de onda de tensão e corrente de saída do inversor com carga indutiva.

CIRCUITO DO FILTRO DA FONTE DE TENSÃO.

Se em lugar da bateria como fonte de tensão contínua é ligado um retificador com o inversor através de um filtro DC (Figura 2.5), a equação da malha do circuito de corrente contínua é:

$$V_R = L_f \frac{di_R}{dt} + i_R R_f + V_B \quad (2.2-21)$$

$$i_{cf} = i_R - i_i = C_f \frac{dV_B}{dt} \quad (2.2-22)$$

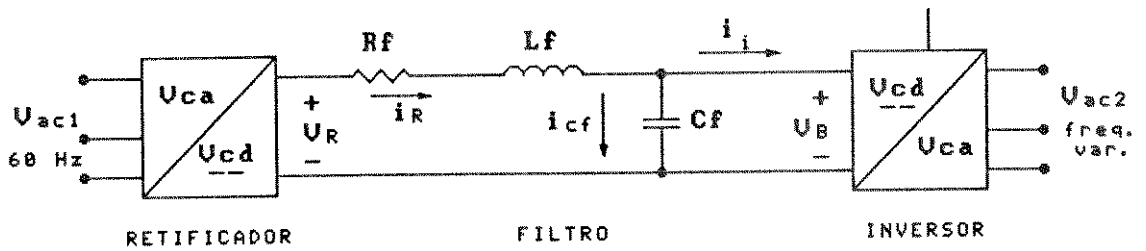


Figura 2.5. Circuito do filtro DC na saída do retificador.

Logo as equações (2.2:21, 22) se aplicam nas equações (2.2:13c, 14c, 20)

$$v_{qs} = \frac{2}{\pi} V_B G_{qs} \quad (2.2-23)$$

$$v_{ds} = \frac{2}{\pi} V_B G_{ds} \quad (2.2-24)$$

$$i_i = \frac{3}{\pi} (i_{qs} G_{qs} + i_{ds} G_{ds}) \quad (2.2-25)$$

Se $G_{qs}=1$, $G_{ds}=0$, $v_{qs} = (2/\pi) V_B$, $v_{ds}=0$, significa que o motor é alimentado com tensão senoidal.

Pelo efeito do filtro é assumido que a tensão de entrada V_B do inversor está relativamente livre de harmônicas.

2.2.2 INVERSOR PWM.-

MODULAÇÃO :

O método da modulação senoidal conhecida como modulação PWM consiste na comparação de uma onda senoidal (que define a frequência da fundamental) com uma onda triangular, para produzir os pulsos de comando dos transistores (Figura 2.6). A variação da amplitude da onda senoidal origina a variação da largura dos pulsos de tensão na carga. As formas de onda senoidal e triangular são sincronizadas para ser obtida uma relação de suas frequências em número inteiro par $N_f = T_s / T_t$. A relação das amplitudes das ondas senoidal e triangular é definida como $M = V_s / V_t$.

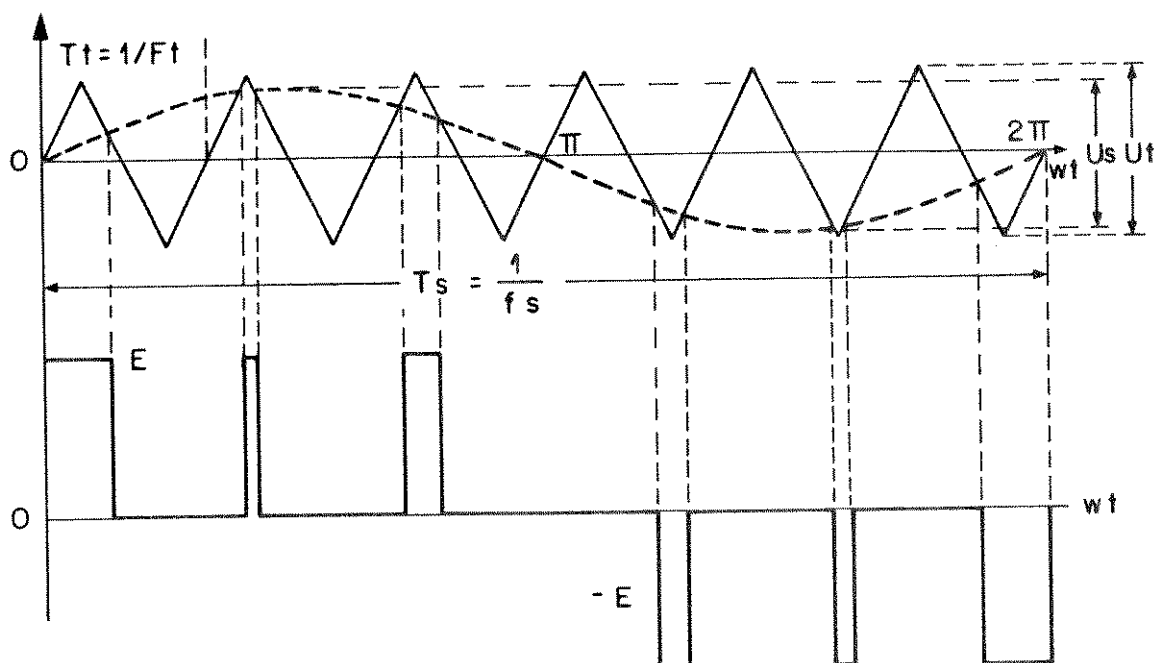


Figura 2.6. Modulação por largura de pulsos PWM.

Com este método se reduz significativamente o conteúdo de harmônicas de tensão, permanecendo somente as de ordem superior, que podem ser facilmente filtradas. Desprezando todas as componentes harmônicas, o sistema de acionamento estático pode ser representado convenientemente nos eixos do sistema de referência rodando à velocidade síncrona, [8], [9].

As equações que definem os ângulos de chaveamento são do tipo transcendental, requerendo técnicas de cálculo numérico para sua solução. Os ângulos de chaveamento podem ser implementados mediante tabelas [10], ou calculados pelo computador de controle ou determinados diretamente através do circuito de controle PWM. No caso do

modelo utilizado a operação do inversor PWM é analisada expressando as tensões de saída do inversor como o produto das tensões de fase do inversor de onda quadrada e um trem de pulsos, sendo cada pulso de magnitude unitária. As tensões de fase do inversor têm seu sistema de referência rodando à velocidade síncrona.

O trem de pulsos aqui utilizado corresponde a um modelo específico de um inversor PWM [6], onde o tipo de modulação considerado é descrito nas Figuras 2.7 e 2.8, cada tensão de fase contínua de 6 pulsos é multiplicada pelo mesmo trem de pulsos, com o centro do período do trem de pulsos ($T_p/2$) coincidindo com o valor máximo da componente da frequência fundamental da fase a, Figuras 2.7 e 2.8. Decompondo o trem de pulsos numa série de Fourier, tem-se definido o fator de chaveamento PWM como P_M [6], segundo a expressão a seguir:

$$P_M = f_R + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n\pi} \left[\text{sen}(N_P n f_R w_b t) - \text{sen}(N_P n f_R w_b (t - \frac{2\pi}{N_P w_b})) \right] \quad (2.2-26)$$

A Figura 2.9 mostra a forma de onda da função de chaveamento P_M , comparado com as funções G_{qs} e G_{ds} .

No inversor PWM, o valor eficaz das tensões de fase v_{as} , v_{bs} , v_{cs} são definidas segundo as equações a seguir [1], [6] :

$$v_{as} = \frac{2V_B}{\pi} P_M \left[\cos w_e t + \frac{1}{5} \cos 5 w_e t - \frac{1}{7} \cos 7 w_e t + \dots \right] \quad (2.2-27)$$

$$v_{bs} = \frac{2V_B}{\pi} P_M \left[\cos(w_e t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5} \cos 5(w_e t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{7} \cos 7(w_e t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \right] \quad (2.2-28)$$

$$v_{cs} = \frac{2V_B}{\pi} P_M \left[\cos(w_e t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5} \cos 5(w_e t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{7} \cos 7(w_e t + \frac{2\pi}{3}) + \dots \right] \quad (2.2-29)$$

No inversor PWM o controle do valor médio da tensão de saída é efetuado quando as tensões de fase são periódicamente levadas a zero durante um ciclo.

Durante a operação normal, duas fases do motor são ligadas a um terminal do capacitor e a terceira fase é ligada ao outro terminal.

A tensão zero é conseguida pelo chaveamento instantâneo das três fases da máquina ao mesmo lado do capacitor (curto-circuitados) e a corrente i_1 do inversor é zero já que o motor é efetivamente desligado do inversor.

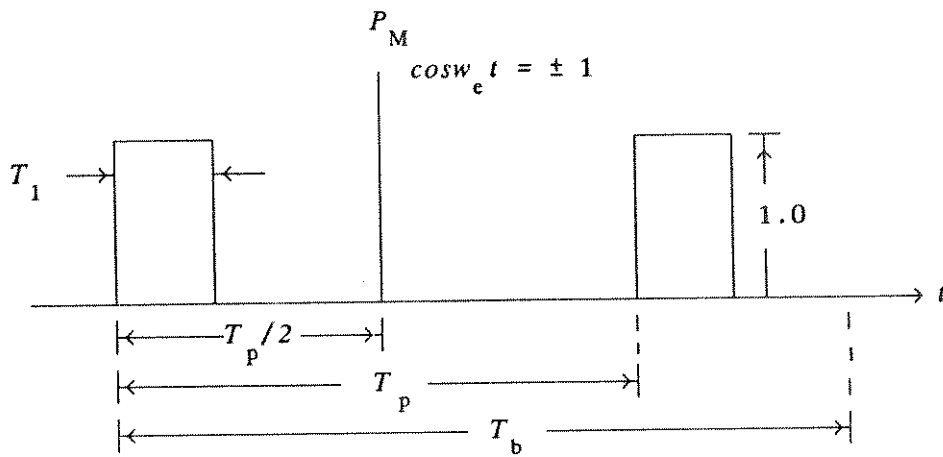


Figura 2.7. Trem de pulsos de controle do inversor PWM.

$$T_b = \frac{2\pi}{w_b} \quad (2.2-30)$$

$$T_1 = \frac{T_b}{N_P} \quad (2.2-31)$$

Substituindo a eq.2.2-30 na eq.2.2-31:

$$T_1 = \frac{2\pi}{N_P w_b} \quad (2.2-32)$$

sendo:

$$f_R = \frac{w_e}{w_b} \quad (2.2-33)$$

donde:

$$w_e = 2\pi f_f = \frac{2\pi}{T_f} \quad (2.2-34)$$

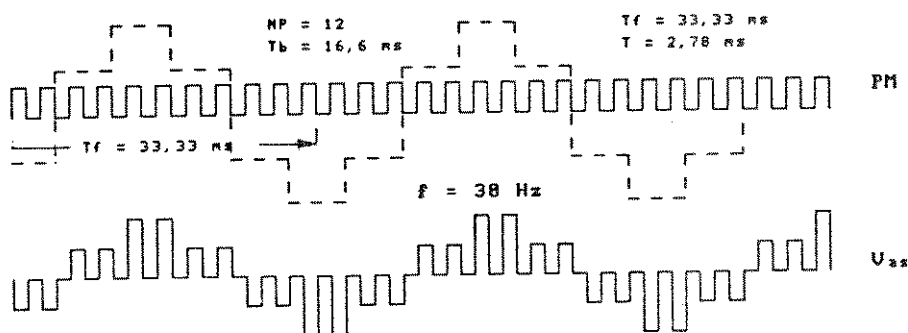
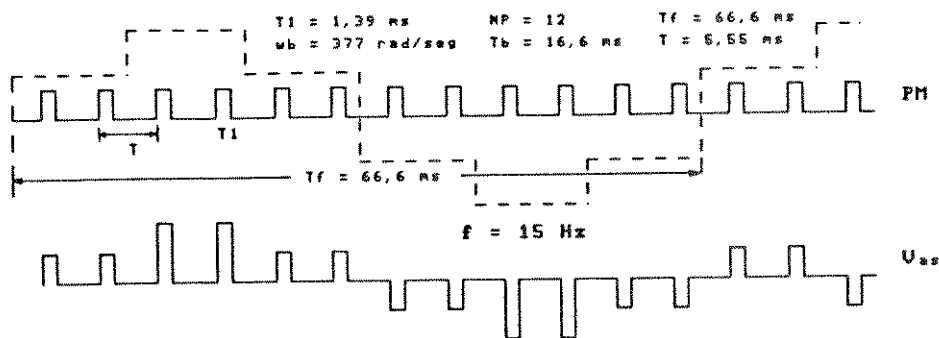


Figura 2.8 Formas de onda da tensão de saída do inversor PWM para frequências de 15 e 30 Hz.

De 2.2-34:

$$T_f = \frac{2\pi}{w_c} = \frac{2\pi}{f_R w_b} \quad (2.2-35)$$

$$T_p = \frac{T_f}{N_p} = \frac{2\pi}{N_p f_R w_b} \quad (2.2-36)$$

$$\frac{T_1}{T_p} = \frac{2\pi / (N_p w_b)}{2\pi / (N_p f_R w_b)} = f_R \quad (2.2-37)$$

Quando $f_R = 1$, $T_1 = T_p \Rightarrow$ o inversor PWM opera no modo contínuo.

Mantendo a tensão de saída do capacitor constante (fonte de tensão), a amplitude média da componente fundamental das tensões de saída do inversor é obtida pela relação: $T_1/T_p = f_R$.

As equações das tensões v_{as} , v_{bs} , e v_{cs} transformadas aos eixos d-q rodando à velocidade síncrona segundo a frequência fundamental das tensões aplicadas, são dadas em 2.2-41 até 2.2-44, [1,6] :

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3} \left[v_{as} \cos w_e t + v_{bs} \cos(w_e t - \frac{2\pi}{3}) + v_{cs} \cos(w_e t + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (2.2-38)$$

$$v_{ds}^s = \frac{2}{3} \left[v_{as} \sen w_e t + v_{bs} \sen(w_e t - \frac{2\pi}{3}) + v_{cs} \sen(w_e t + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (2.2-39)$$

$$v_{os}^s = \frac{1}{3} \left[v_{as} + v_{bs} + v_{cs} \right] \quad (2.2-40)$$

$$v_{qs}^e = \frac{2V_B}{\pi} P_M \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6w_e t - \frac{2}{143} \cos 12w_e t + \dots \right) \quad (2.2-41)$$

$$v_{ds}^e = \frac{2V_B}{\pi} P_M \left(\frac{12}{35} \sen 6w_e t - \frac{24}{143} \sen 12w_e t + \dots \right) \quad (2.2-42)$$

Com $v_{os}=0$ e utilizando as eqs.(2.2:16,17) em (2.2:41,42) obtêm-se as eqs.(2.2:43, 44):

$$v_{qs}^e = \frac{2V_B}{\pi} P_M G_{qs} \quad (2.2-43)$$

$$v_{ds}^e = \frac{2V_B}{\pi} P_M G_{ds} \quad (2.2-44)$$

As eqs.(2.2:43, 44) têm o fator P_M acrescentado em relação às eqs.(2.2:12, 15), pelo fato de ser utilizado o controle PWM do inversor.

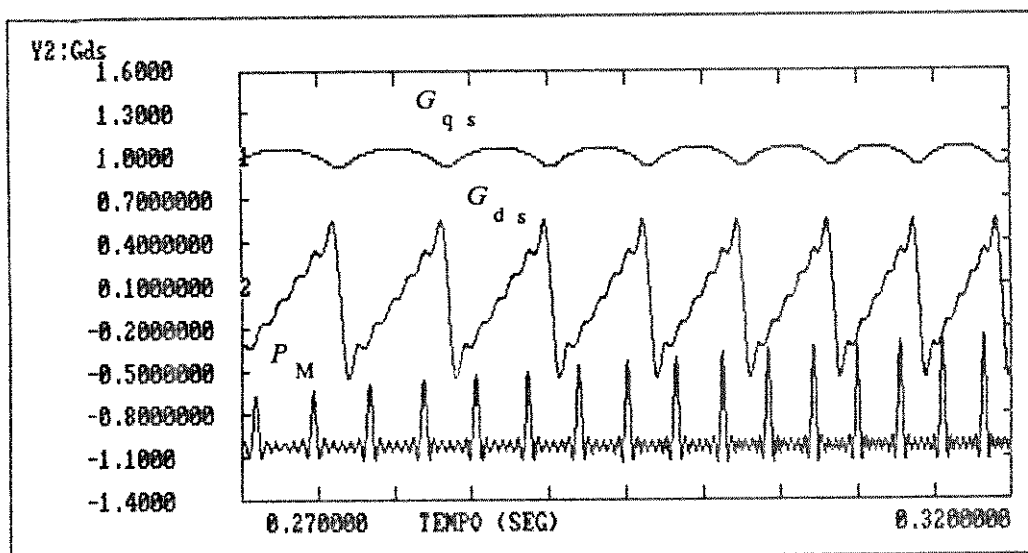


Figura 2.9. Formas de onda das funções de chaveamento G_{qs} e G_{ds} e função de modulação P_M . ESCALA: G_{qs} :0,3/div G_{ds} :0,3/div P_M :0,4/div

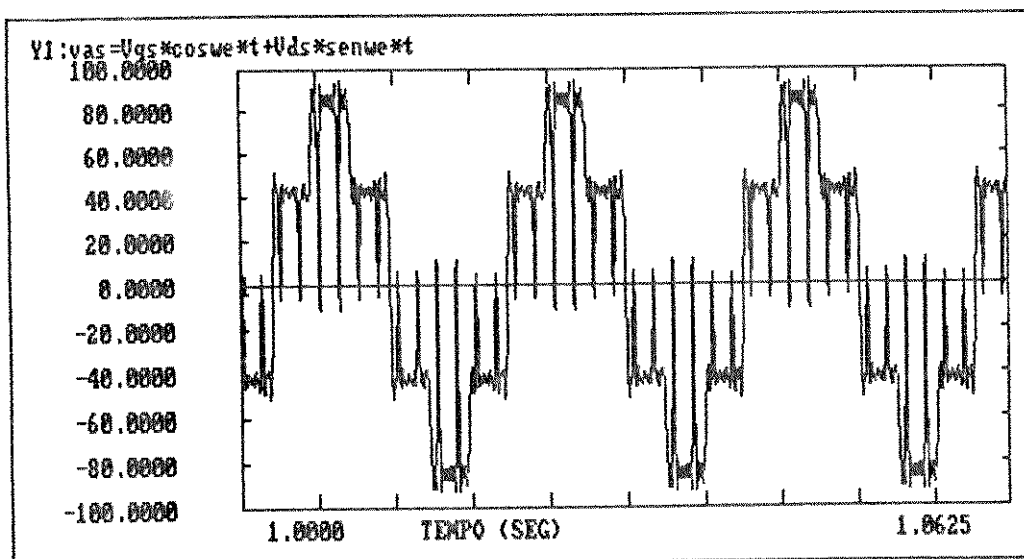


Figura 2.10a Tensão de saída do inversor

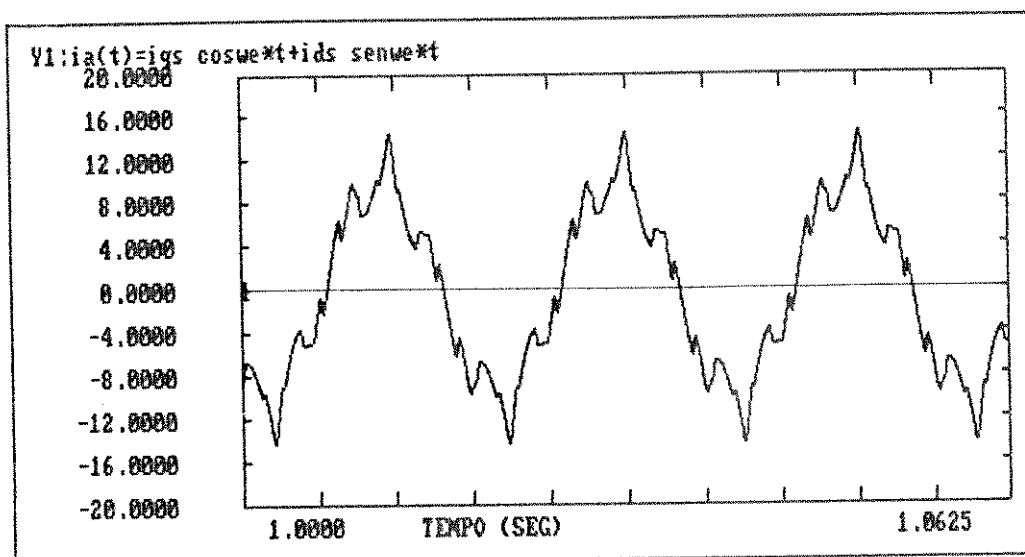


Figura 2.10b Corrente de linha do inversor.

Figura 2.10 Formas de onda de tensão e corrente de saída do inversor PWM ligado ao motor de indução.

2.2.3. CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ATRAVÉS DO INVERSOR PWM.

O controle de velocidade do motor de indução é feito através do inversor por fonte de tensão com tensão V e frequência f de saída variáveis, de modo a manter o fluxo no entreferro do motor constante (isto é, manter a relação V/f constante).

Este tipo de controle usa a técnica de modulação senoidal por largura de pulsos (PWM) nos sinais de controle dos circuitos de comando dos MOSFET's do inversor.

No processo de simulação do controle de velocidade do motor são utilizadas as eqs.(2.2:43, 44) do inversor e as equações do motor (8.2-27 até 8.2-39) de 8.2.1.2 do apêndice. As equações do motor e inversor são expressas num sistema de referência girando à velocidade de sincronismo, ou seja a velocidade angular da componente fundamental das tensões aplicadas ao estator.

Nas equações do modelo do motor é assumido que o motor de indução trifásico é uma máquina simétrica, não tem efeitos de saturação magnética nem efeitos de variação de temperatura.

Nas equações do inversor é assumido que as comutações de tensão e corrente acontecem instantaneamente com relação a um período das tensões senoidais de fase, e que não se têm perdas. A operação em frequência variável é representada pela variação de ω_e das expressões de G_{qs} e G_{ds} (eqs.2.2:15, 16) nas eqs.(2.2:43, 44) e eqs.(8.2-27 até 8.2-30) das tensões de velocidade das equações do motor de indução.

No inversor com o controle PWM adotado, as tensões de fase são periodicamente levadas a zero durante um ciclo (Figura 2.10a). Logo, o valor médio da tensão de saída pode ser controlado através do intervalo de tempo em que a tensão da máquina é levada a zero. Desta forma o inversor PWM (Figuras 2.8 e 2.10a) é diferente do inversor de onda quadrada utilizado em modo contínuo (Tab.2.1a e Figura 2.2c). No inversor de modo contínuo a tensão aplicada ao motor é variada segundo uma função dependente da frequência da tensão de alimentação.

Em 8.3 do anexo têm-se as equações do modelo dinâmico do motor de indução (A), e do modelo do inversor (B) utilizadas na simulação do controle PWM de velocidade. Com estes modelos se determinam as características de tensão e corrente do motor com diversas magnitudes de frequência, dependendo do perfil de velocidade imposta ao motor. Tem-se em conta a magnitude de torque exigido pela carga, que neste caso é o veículo AGV do Laboratório LCA.

PERFIL DE VELOCIDADE.

Impõe-se ao sistema de tração do AGV, através do controle de geração de pulsos PWM, um perfil de velocidade seguindo uma função cossenoidal, definida como:

$$V_m = \frac{V_{max}}{2} \left[1 + \cos(w_M t - \pi) \right] \quad (2.2-45)$$

donde:

$$w_M = 2\pi f_m \quad (2.2-46a)$$

$$T_{mv} = t_a + t_r \quad (2.2-46b)$$

$$f_m = \frac{1}{T_{mv}} = \frac{1}{2t_a} \quad (t_a = t_r) \quad (2.2-46c)$$

Logo a velocidade do motor é:

$$w_m = \frac{V_m}{K_r R} \quad (2.2-46d)$$

donde K_r é o fator do redutor de velocidade acoplado entre o motor e a roda.

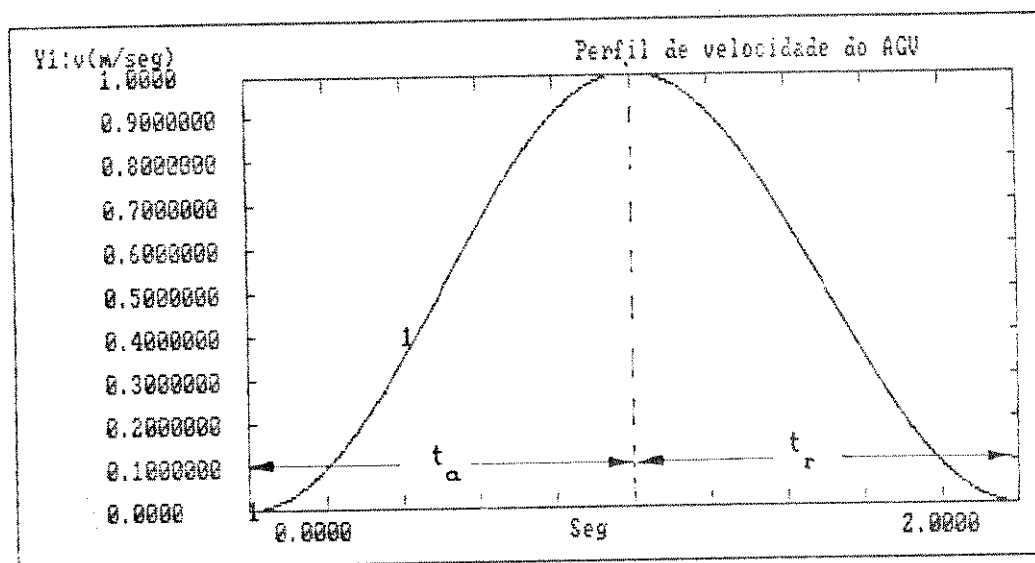


Figura 2.11. Perfil de velocidade do sistema de tração do AGV.

Estas equações do acionamento mecânico são substituídas nas equações do modelo do motor para obter-se a frequência da tensão aplicada durante a partida. Cada valor de frequência segundo a função cossenoidal corresponde à velocidade de sincronismo em que gira o sistema de referência das equações do inversor e motor de indução. É determinado assim o nível da tensão aplicada ao motor, mantendo-se constante o fluxo no entreferro durante a aceleração e desaceleração do veículo.

Na característica torque-velocidade do motor de indução, para diferentes valores de frequência da tensão aplicada, observa-se que as regiões de estabilidade das curvas são praticamente paralelas (Figura 2.12), com iguais valores de torque máximo numa determinada faixa de frequências. Nas equações do modelo eletromecânico do sistema de acionamento do AGV esta faixa de frequências está entre 2 e 60 Hz.

Em frequências baixas (menores de 2 Hz) é efetuada a compensação de tensão para se obter o fluxo constante no entreferro e o torque de partida necessário sem ultrapassar os valores nominais de corrente do inversor e do motor. Nestas frequências a magnitude da reatância indutiva em relação à magnitude da resistência do enrolamento do motor é muito pequena.

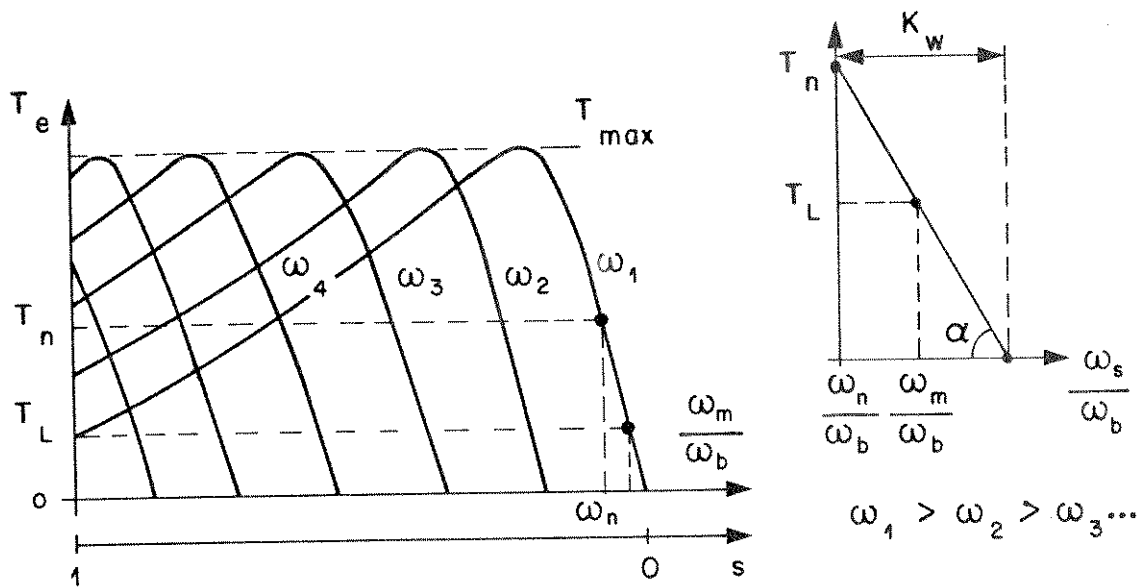


Figura 2.12 Característica torque-velocidade do motor de indução para diferentes frequências da tensão aplicada.

Na Figura 2.12, na curva correspondente à frequência nominal f_n da tensão de alimentação do motor, no ponto do torque de carga igual ao torque nominal $T_L = T_n$ [11] tem-se:

$$K_w = \frac{(2/p)w_s}{w_b} - \frac{w_m}{w_b} \tag{2.2-47}$$

definido para $T_e = T_n$

Se o torque $T_e = T_L < T_n$:

$$tg \propto = \frac{T_L}{\frac{2}{p} \frac{w_s}{w_b} - \frac{w_m}{w_b}} \equiv \frac{T_n}{K_w} \quad (2.2-48)$$

obtendo-se w_s da eq.2.2-48:

$$w_s = \frac{p}{2} \left(\frac{w_b K_w T_L}{T_n} + w_m \right) \quad (2.2-49a)$$

$$= \frac{p}{2} (w_l + w_m) \quad (2.2-49b)$$

e obtendo w_l da eq.2.2-49b e 2.2-49a tem-se:

$$w_l = \frac{w_b}{T_n} K_w T_L \quad (2.2-50)$$

A velocidade do rotor w_r , em função das velocidades angulares: w_s (fundamental) e w_m (eixo), está definida pela expressão a seguir:

$$w_r = \frac{p}{2} (w_s - w_m) \quad (2.2-51)$$

donde:

$$w_s = \frac{4 \pi f_s}{p} \quad (2.2-52)$$

obtendo f_s , a frequência de saída do inversor da eq.2.2-52:

$$f_s = \frac{p}{4\pi} \left[\frac{w_b K_w}{T_n} T_L + w_m \right] \quad (2.2-53)$$

Substituindo as eqs.(2.2:45 e 46) na eq.(2.2-53):

$$f_s = \frac{p}{4\pi} \left[\frac{w_b K_w}{T_n} T_L + \frac{V_{max}}{2 K_r R} [1 + \cos(w_M t - \pi)] \right] \quad (2.2-54)$$

Os resultados da simulação do conjunto inversor-motor são mostrados na seção (5).

2.3. DISPOSITIVOS DE CHAVEAMENTO NO INVERSOR.

Os dispositivos de chaveamento utilizados no inversor são transistores do tipo FET (Field Effect Transistor) da tecnologia MOS (Metal Oxide Semiconductor), ou MOSFET. Têm capacidades de tensão e corrente de 400V, 15A contínuos e 60A pulsados.

O princípio básico de operação de um MOSFET está na alteração da condutividade do canal quando se aplica um potencial na porta (GATE), logo o fluxo de corrente a ser controlado passa através dos terminais dreno-fonte (D-S). Sendo o MOSFET um dispositivo de portadores majoritários e sendo sua porta isolada, o ganho de potência é bastante elevado.

O MOSFET tem altas velocidades de chaveamento, boa estabilidade térmica, e não tem o problema de segunda avalanche comum nos transistores bipolares.

Tem-se nos MOSFET's uma grande faixa de tensões e correntes com baixa resistência $r_{ds(on)}$. O coeficiente positivo de temperatura da $r_{ds(on)}$ facilita a distribuição de corrente dos MOSFET's ligados em paralelo.

Usam-se transistores na estrutura do inversor porque não são necessários elementos de comutação para desligar a fonte, como no caso dos tiristores. No modo chaveado se evitam perdas excessivas, podendo-se chavear em frequências altas (de 5 KHz até a ordem de MHz), não permissíveis em aplicações com tiristores de potência, em magnitudes grandes de tensão e correntes [5].

As desvantagens do MOSFET, como a grande queda de tensão durante o estado de condução e a relativamente alta capacitância de porta são toleradas pelo fato de apresentar velocidade de chaveamento maior.

No chaveamento foi usada a técnica de modulação por largura de pulsos (PWM), sendo as características do inversor com transistores similares aos inversores com tiristores.

2.4 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO NO USO DO MOSFET EM INVERSORES.

a) ÁREAS DE OPERAÇÃO DE SEGURANÇA.

Têm-se duas áreas de operação de segurança [11] :

- 1) FBSOA "Forward Biased Safe Operating Area" (Figura 2.13)
- 2) SSOA "Switching Safe Operating Area" (Figura 2.14)

Área de operação de segurança FBSOA

Define os máximos valores de tensão e corrente de dreno que o MOSFET pode trabalhar quando polarizado em forma direta ou quando o MOSFET está em condução ou é comutado ao estado de condução. É a região em que o MOSFET pode operar sem ser danificado. Os dados da Figura 2.13 são para um pulso de 1 seg de largura, aplicado quando a temperatura do invólucro (T_d) é mantida em 25 °C. Para múltiplos pulsos e temperaturas do invólucro diferentes de 25 °C, a corrente DC de dreno I_d é calculado segundo a expressão a seguir:

$$I_d(t) = I_d(25^\circ\text{C}) \left[\frac{T_j - T_c}{P_d R_{\Theta jc} r(t)} \right] \quad (2.4-01)$$

Da Figura 2.14, obtém-se a corrente $I_d(25^\circ\text{C})$ para uma tensão dada v_{d-s} .

Da Figura 2.15, obtém-se a resistência térmica transistória $r(t)$, para um pulso de t mseg, razão cíclica D , e resistência térmica $R_{\Theta jc}$ dada pelo fabricante.

A área de trabalho na Figura 2.14 está limitada pela corrente máxima de dreno I_{DM} e a tensão máxima de dreno $V(BR)DSS$ para a temperatura máxima da junção do MOSFET.

Área de operação segura de chaveamento

Define os limites de tensão e corrente de dreno durante as transições do chaveamento. É normalmente utilizada como região de segurança para o MOSFET em corte. É a região aplicável para os estados de corte e saturação do MOSFET, para os tempos de subida e descida menores que 1 μseg .

A potência obtida num ciclo de chaveamento deve ser menor que:

$$\frac{T_{j,max} - T_c}{R_{\Theta jc}} \quad (2.4-02)$$

b) CARACTERÍSTICAS DEPENDENTES DA TEMPERATURA.

No MOSFET têm-se duas características dependentes da temperatura:

- resistência dreno-fonte $r_{ds(on)}$
- tensão de limiar porta-fonte $v_T = v_{gs(th)}$

Resistência dreno-fonte $r_{ds(on)}$

Esta resistência varia em forma aproximadamente linear com a temperatura da junção, característica que é representada pelo coeficiente de temperatura $\Delta r_{ds(on)}/\Delta T_j = C_T$ (Figura 2.16e). Este coeficiente de temperatura C_T está definido como:

$$C_T = \left. \frac{\Delta r_{ds(on)}}{\Delta T_j} \right|_{i_{d,dado}} = \frac{r_{ds(on)}|_{T_{j,ass}} - r_{ds(on)}|_{25^\circ C}}{T_{j,ass} - 25^\circ C} \bigg|_{i_{d,dado}} \quad (2.4-03)$$

da qual se obtém a expressão:

$$r_{ds(on)}|_{T_{j,ass}} = r_{ds(on)}|_{T=25^\circ C} + (T_{j,ass} - 25^\circ C) * C_T \quad (2.4-04)$$

Tensão de limiar porta-fonte $v_T = v_{gs(th)}$

A tensão $v_{gs(th)}$ é dependente da temperatura e tem um coeficiente de temperatura negativo, o que faz com que haja queda de aproximadamente 10% na tensão para cada 45°C de subida de temperatura na junção.

As características típicas do MOSFET são mostradas na Figura 2.16.

c) PROTEÇÃO DE SOBRETENSÃO DRENO-FONTE

Os transitórios na tensão de dreno originados pelo chaveamento de correntes através de cargas indutivas ou indutâncias parasitas podem forçar a tensão dreno-fonte v_{d-s} , a exceder a tensão $V(BR)DSS$ e destruir o MOSFET. $V(BR)DSS$ é a tensão máxima de dreno-fonte com os terminais porta-fonte em curto-circuito. Ante as possibilidades de ocorrência deste tipo de transitórios, têm-se alternativas de proteção do MOSFET utilizando circuitos de ajuda à comutação tratados em (3.2).

d) CONSIDERAÇÕES SOBRE AS INDUTÂNCIAS PARASITAS

As indutâncias intrínsecas parasitas do MOSFET, assim como as indutâncias parasitas da fiação podem influenciar a magnitude da tensão dreno-fonte v_{d-s} durante os chaveamentos rápidos de correntes altas. A polaridade da tensão induzida na indutância parasita total, pode fazer com que a tensão que aparece nos terminais dreno-fonte seja maior que o valor máximo aceitável pelo MOSFET.

A relação aplicável para assegurar que o valor da tensão máxima permissível $V_{d-s, \max}$ não seja excedida é dada a seguir:

$$V_{d-s, \max} = V(BR)DSS - L \, di/dt \quad (2.4-05)$$

e) LIMITAÇÃO DE dv/dt

O desempenho do MOSFET é limitado pelas taxas de variação dv/dt da tensão v_{d-s} extremadamente rápidas que podem alterar o bom funcionamento do circuito ou ainda destruir o MOSFET em alguns casos. Têm-se três condições que dão origem a altos valores de dv/dt , cada uma delas tendo seu próprio limite para não danificar o MOSFET. Estas condições são:

- dv/dt estático.
- dv/dt dinâmico, originado na comutação do estado de condução ao estado de corte do MOSFET.
- dv/dt originado pela rápida subida da tensão v_{d-s} .

dv/dt estático

Esta taxa alta acontece estando o dispositivo em corte. Uma tensão transitória através dos terminais dreno-fonte pode ser acoplada à porta através da capacitância parasita C_{gd} . Dependendo da magnitude da impedância porta-fonte R_g e a corrente na porta $i = C \, dv/dt$, a tensão porta-fonte v_{gs} pode ser maior que a tensão de limiar $v_{gs}(th)$, e originar disparo indesejável do MOSFET. Isto é uma razão para evitar a operação do MOSFET em circuito aberto. Alguns dispositivos suportam taxas deste tipo de dv/dt na ordem de 30 V/nS.

dV/dt dinâmico

Esta taxa de dv/dt acontece quando o MOSFET é comutado ao estado de não-condução e uma alta taxa de subida de tensão é gerada pelo efeito de carga no circuito com valores grandes de indutância em altas velocidades de chaveamento. O dispositivo experimenta esforços simultâneos impostos por uma alta corrente de dreno, alta tensão v_{d-s} e correntes grandes nas capacitâncias parasitas. As máximas taxas deste tipo de dv/dt estão na faixa de 10 a 45 V/nS dependendo da capacidade $VDSS$ do dispositivo.

dv/dt em circuitos em configuração ponte

Este problema acontece quando conduzem os diodos intrínsecos dos MOSFET's numa perna da configuração ponte pelo efeito de condução de uma corrente indutiva. Estando inicialmente o transistor superior conduzindo e o inferior em corte, o diodo intrínseco inferior conduz a corrente indutiva de recuperação quando o transistor superior passa a corte. Se neste tempo o transistor superior passa outra vez à condu-

ção o transistor inferior sofre uma rápida subida da tensão v_{d-s} quando o diodo intrínseco correspondente está conduzindo, este efeito pode destruir o MOSFET.

As taxas dv/dt que originam falhas no MOSFET para esta condição, estão na ordem de 1 V/ns . Para evitar este tipo de problema pode ser feito o seguinte:

- limitar a taxa de subida dv/dt com "snubbers".
- aumentar o tempo t_{on} .
- não deixar conduzir os diodos intrínsecos bloqueando-os com diodos externos e conectando outros diodos para a circulação da corrente indutiva de carga.

A última alternativa é muito cara e geralmente opta-se pelas duas primeiras considerações.

f) PROTEÇÃO DO CIRCUITO DE PORTA

O MOSFET é danificado quando é excedido o valor da tensão máxima v_{gs} , geralmente de $\pm 20\text{ VDC}$. Para não ultrapassar este valor pelo efeito dos transitórios acoplados, é conectado um diodo zener nos terminais porta-fonte quando não é utilizada tensão negativa ou conectando resistores para manter baixa impedância no circuito de porta.

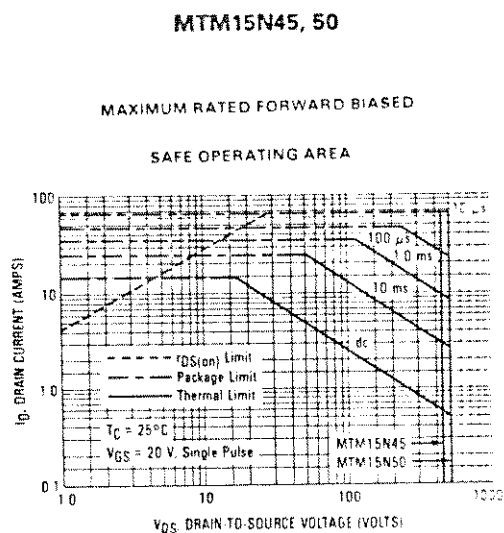


Figura 2.13 Area de operação de segurança FBSOA

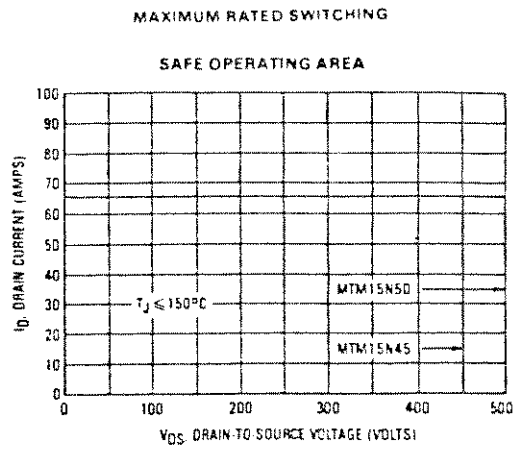


Figura 2.14 Area de operação de segurança SSOA

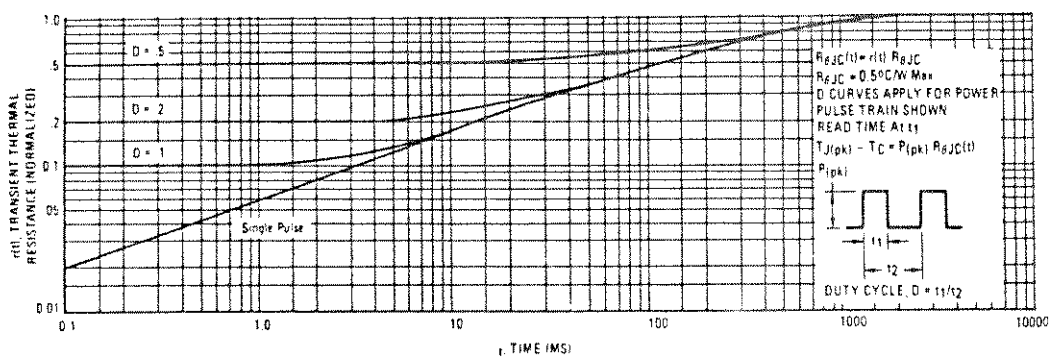


Figura 2.15 Resistência térmica transitória normalizada.

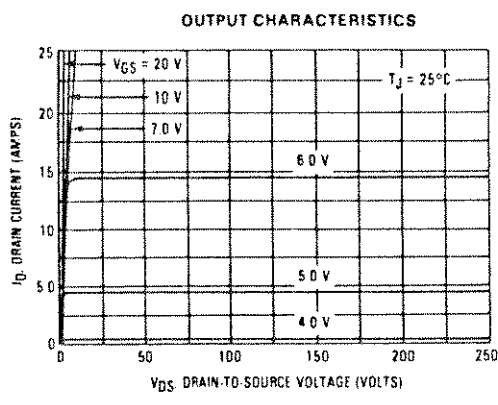


Figura 2.16a

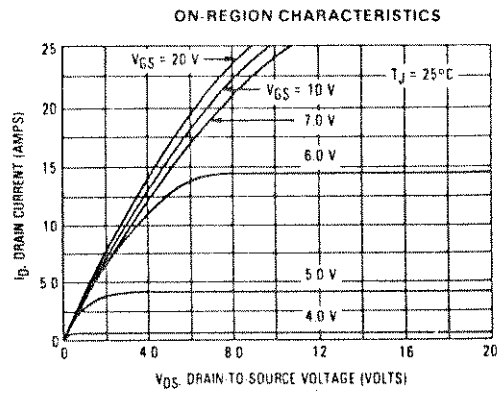


Figura 2.16b

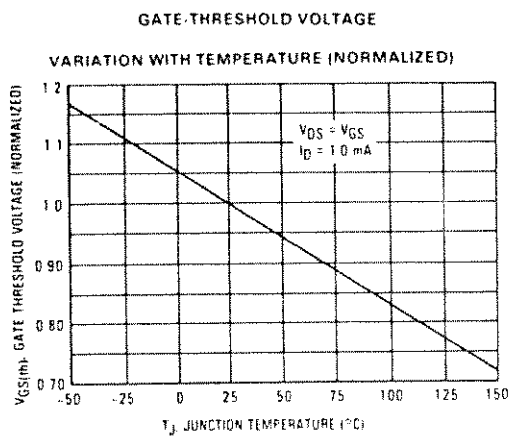


Figura 2.16c

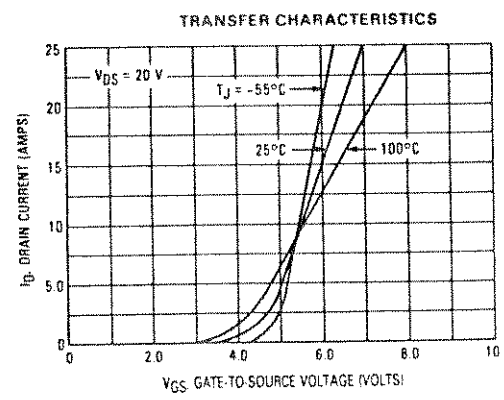


Figura 2.16d

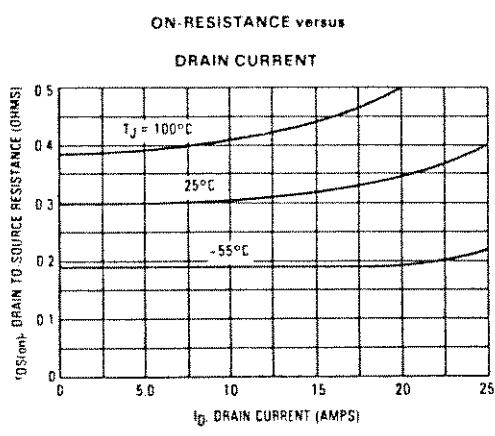


Figura 2.16e

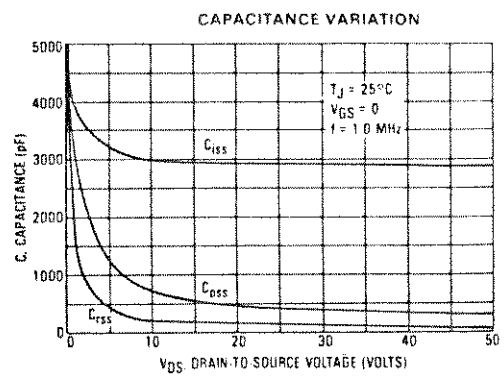


Figura 2.16f

Figura 2.16 Características típicas do MOSFET utilizado.

2.4.1 CARACTERÍSTICAS DE CHAVEAMENTO.

Diversos tipos de dispositivos semicondutores de potência como os indicados em (2.1) podem ser chaveados aos estados de saturação (ON) e corte (OFF) pela aplicação de sinais correspondentes de comando nos seus terminais de controle. Estes dispositivos podem ser representados em forma genérica como chaves controláveis [2] como na Figura 2.17. Somente há fluxo de corrente quando a chave está em saturação e no sentido indicado pela seta.

Uma chave controlável ideal no estado de corte tem a capacidade de bloquear a tensão aplicada em sentido direto ou a tensão reversa sem fluxo de corrente. Quando está em saturação tem a capacidade de conduzir altas correntes sem queda de tensão; quando se aplicam os sinais de comando de corte ou saturação a mudança de estado da chave é instantânea, e a potência requerida da fonte do circuito de comando para fazer esta operação é pequena. Os dispositivos reais utilizados como chaves não têm estas características ideais. Existem dispositivos que são utilizados como chaves em diversas aplicações em altas frequências, com capacidades apropriadas de tensão (500-1000V) e de corrente (50 -400 A), com mínima dissipação de potência.

Na Figura 2.17 é representado o modelo de um circuito típico tomado como referência para explicar as características de chaveamento e os diversos parâmetros envolvidos, idênticos em aplicações como chave dos diversos dispositivos existentes, tais como os transistores MOSFET, IGBT's, tiristores, GTO's etc.

Neste modelo (Figura 2.17) se representa uma fonte de corrente cujo valor se aproxima da corrente que flui num elemento de armazenamento de energia indutiva. Este elemento indutivo tem o valor equivalente das indutâncias em série com a chave. Estas indutâncias correspondem ao indutor ou transformador de acoplamento, a indutância parasita da fiação, e do dispositivo usado como chave. Supõe-se que o diodo representado é ideal por simplicidade, com a finalidade de observar só as características de chaveamento. No circuito real a corrente de recuperação reversa do diodo pode afetar significativamente a capacidade de tensão da chave.

No estado de condução flui a corrente I_0 através da chave, o diodo é polarizado em sentido reverso. No estado de corte, I_0 flui através do diodo, a magnitude de tensão V_B da fonte aparece através dos terminais da chave, assumindo como zero a queda de tensão no diodo.

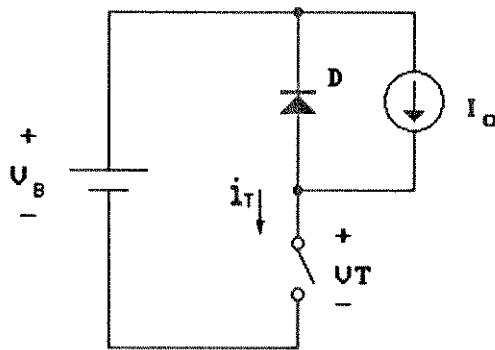


Figura 2.17 Esquema do circuito de chaveamento.

Na Figura 2.18a é mostrada a forma de onda do sinal de comando cuja frequência de chaveamento é $f_s = 1/T_s$, e T_s é o período de chaveamento. Na Figura 2.18b são representadas aproximadamente as formas de onda de tensão e corrente da chave.

Quando se aplica na chave o sinal de condução tem-se um tempo de atraso $t_d(on)$ (a chave ainda não conduz), depois um tempo de subida t_{ri} da corrente desde zero até o valor I_o . Somente quando toda a corrente I_o passar pela chave é quando se aplica a tensão reversa no diodo, tem-se um pequeno valor de queda de tensão na chave (0.2-1V). Isto requer de um tempo t_{fv} para mudar do valor de V_B a V_{on} . O tempo de comutação de tensão e corrente no estado "ON" é definido como $t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv}$

O período de chaveamento está definido como:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.4-06)$$

$$= t_{on} + t_{off} \quad (2.4-07)$$

A energia $W_{c(on)}$ dissipada na chave durante o tempo de comutação $t_{c(on)}$ é dada pela eq.2.4-08:

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_B I_o t_{c(on)} \quad (2.4-08)$$

O tempo de comutação $t_{c(on)}$ é definido como:

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (2.4-09)$$

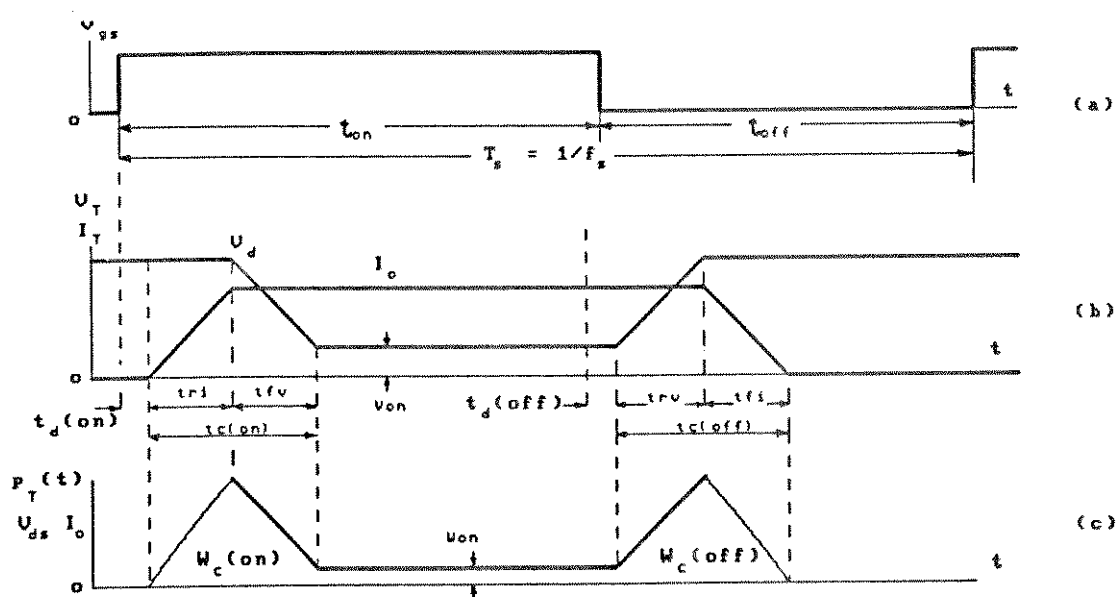


Figura 2.18 Formas de onda de corrente e tensão durante a comutação.

O tempo t_{on} que a chave permanece em condução geralmente é muito maior que o tempo de comutação $t_{c(on)}$ e o tempo de comutação $t_{c(off)}$. Logo a energia dissipada W_{on} durante t_{on} é aproximada como [2] :

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on} \quad (2.4-10)$$

donde: $t_{on} \gg t_{c(on)}$ e $t_{c(off)}$

Para levar a chave ao corte, é aplicado um sinal de comando zero ou negativo nos terminais de controle da chave. Têm-se os tempos $t_{d(off)}$ (tempo de retardo de OFF), t_{rv} (tempo de subida de tensão) e t_{fi} (tempo de queda de corrente), definindo-se o tempo de comutação $t_{c(off)}$ segundo a eq.2.4-11:

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \quad (2.4-11)$$

Quando a tensão V_{d-s} nos terminais da chave atinge o seu valor máximo, o diodo é polarizado em sentido direto e inicia sua condução. A corrente na chave cai a zero com o tempo de queda t_{fi} , tal que a corrente é comutada da chave ao diodo. Durante o tempo de comutação $t_{c(off)}$ acontecem simultaneamente altos valores de tensões e correntes.

A curva de dissipação de potência instantânea $p_T(t)$ é mostrada na Figura 18.c donde $p_T(t) = V_T I_T$. Observa-se nesta curva que acontecem valores elevados de dissipação de potência na chave durante os intervalos de início de corte e saturação.

A energia dissipada na chave durante o tempo $t_{c(off)}$ é definida como:

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_B I_o t_{c(off)} \quad (2.4-12)$$

A potência média de perda por chaveamento P_s na chave, durante os tempos de início do corte e saturação da chave é aproximada pela eq.2.4-13. Observa-se nesta equação que as perdas de potência numa chave semicondutora varia linearmente com a frequência de chaveamento f_s e os tempos de chaveamento. Nos dispositivos usados como chaves, quanto menores são os tempos de comutação durante o chaveamento, é possível operar a frequências maiores, reduzindo-se as exigências de filtragem e mantendo as perdas de potência em valores permissíveis, segundo os dispositivos usados.

$$P_s = \frac{1}{2} V_B I_o f_s [t_{c(on)} + t_{c(off)}] \quad (2.4-13)$$

A perda de potência no estado de condução é dado pela eq.2.4-14, da qual se verifica que a tensão V_{on} na chave neste estado deve ser tão pequena quanto possível.

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.4-14)$$

A dissipação de potência total média P_T na chave é igual à soma de P_s e P_{on} segundo a eq.2.4-15:

$$P_T = P_s + P_{on} \quad (2.4-15)$$

2.4.2 ANÁLISE DO CHAVEAMENTO DO MOSFET COM CARGA INDUTIVA

MODELO DO MOSFET.-

As equações do modelo do conjunto inversor-motor em (2.2.2), foram derivadas para estudar o comportamento do inversor e motor no instante de partida e em regime. Nestas equações não se consideram os transitórios durante o chaveamento do MOSFET, porque são originados em intervalos de tempo muito pequenos (70 nS a 1 μ S) em relação aos transitórios durante a partida do motor. Nesta parte do trabalho se faz o equacionamento do modelo do MOSFET para o chaveamento com carga indutiva e resistiva.

O modelo utilizado abrange um conjunto de equações que definem aproximadamente o comportamento das capacitâncias intrínsecas do MOSFET para diferentes tipos de carga, formas de onda dos sinais de comando v_{gs} e tempos de chaveamento. As capacitân-

cias intrínsecas do MOSFET são funções não lineares da tensão aplicada e em parte da corrente de dreno i_d [12].

Para o propósito da análise do modelo (Figura 2.19) é assumido o seguinte [12] :

- As capacitâncias intrínsecas têm valores fixos.
- O modelo tem características de transferência linear com uma inclinação g_{fs} (transcondutância), e tensão de limiar de porta $v_{gs}(th) = V_T$. Para uma tensão de porta $v_{gs} > V_T$ a corrente de dreno i_d está definida pela equação a seguir:

$$i_d(t) = g_{fs}(v_{gs}(t) - V_T) \quad (2.4-16)$$

donde:

$$i_d(t) > 0 \quad \text{se} \quad v_{gs}(t) > v_T$$

$$i_d(t) = 0 \quad \text{se} \quad v_{gs}(t) \leq v_T$$

- A corrente de dreno i_d responde instantaneamente à tensão de porta v_{gs} , durante a operação do MOSFET na região ativa.

Os caminhos para as componentes das correntes capacitivas são os terminais dreno e fonte; esta correntes fluem pelos capacitores intrínsecos durante o tempo de comutação do MOSFET.

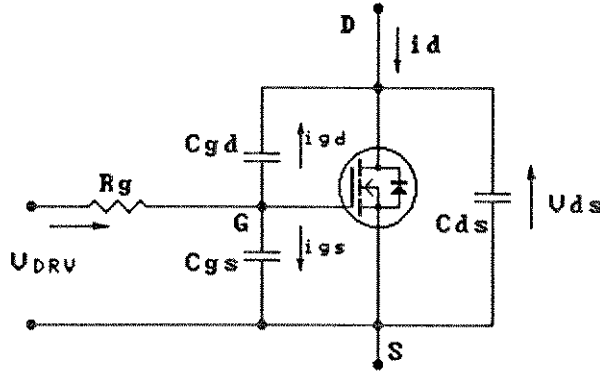
- Quando se produzem as correntes capacitivas internas é assumido que não se aplica a característica de transferência entre a tensão de porta v_{gs} e a corrente externa de dreno i_d .

- A presença da capacitância C_{ds} também é ignorada durante a operação do MOSFET na região ativa, pelo efeito da capacitância C_{gd} que geralmente torna desprezível o efeito da C_{ds} . A capacitância C_{gd} cria um caminho de acoplamento relativamente sensível do circuito de dreno ao circuito de porta.

No modelo do MOSFET, tem-se que a variação dos potenciais nos terminais G e D origina a corrente através de C_{gd} , chamada corrente de Miller i_{gd} , logo:

$$v_{gd}(t) = v_{gs}(t) - v_{ds}(t) \quad (2.4-17)$$

$$i_{gd}(t) = C_{gd} \frac{dv_{gd}}{dt} \quad (2.4-18)$$



G = terminal de porta.

D = terminal de dreno.

S = terminal de fonte.

Figura 2.19. Modelo elétrico do MOSFET.

A fiação entre os transistores utilizados no inversor tem indutâncias parasitas de magnitude não desprezível na frequência de trabalho (5-20 KHz). O efeito destas indutâncias são consideradas nas equações do modelo para determinar o nível de sobretensão do MOSFET em diferentes níveis de carga. As equações derivadas do modelo do MOSFET [12] são dadas a seguir:

Queda de tensão $v_{L1}(t)$ na indutância parasita L_1 .

$$\Delta v_{L1}(t) = L_1 \frac{di_d(t)}{dt} \quad (2.4-19)$$

Tensão entre os terminais dreno-fonte v_{d-s} :

$$v_{d-s}(t) = V_B - \Delta v_{L1}(t) = V_B - L_1 \frac{di_d(t)}{dt} \quad (2.4-20)$$

Corrente no circuito de porta:

$$i_g(t) = i_{gd}(t) + i_{gs}(t) \quad (2.4-21)$$

Tensão entre os terminais porta-fonte do circuito de porta:

$$v_{gs}(t) = V_{DRV} - R_g i_g(t) = (V_T + V_F) - R_g i_{gs}(t) \quad (2.4-22)$$

Corrente no capacitor C_{gs} do circuito de porta:

$$i_{gs}(t) = C_{gs} \frac{dv_{gs}(t)}{dt} \quad (2.4-23)$$

A análise de chaveamento do MOSFET durante a mudança do estado de corte a condução e vice versa implica na análise do comportamento das seguintes formas de onda:

- Corrente de dreno $i_d(t)$.
- Tensão porta-fonte $v_{gs}(t)$.
- Tensão dreno-fonte $v_{d-s}(t)$.

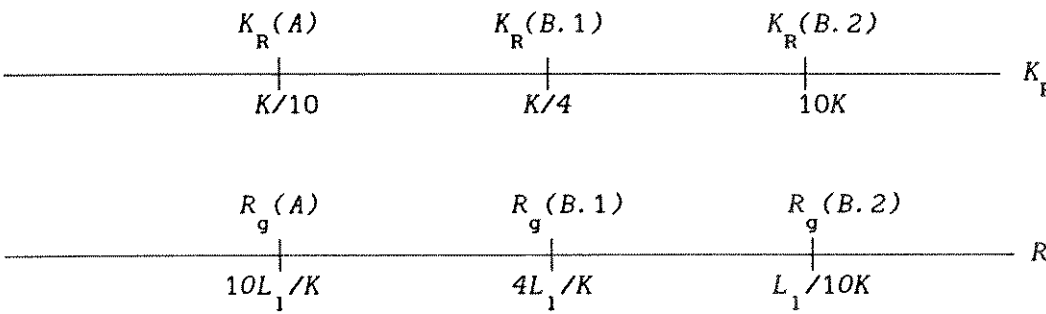
Durante a comutação estas formas de onda têm 3 regiões diferenciadas (Figuras 2.20, 2.21 e 2.22), importantes do ponto de vista de velocidade de chaveamento e sobreensões impostas ao transistor.

Na região 2, de mudança de corte a saturação (Figuras 2.21 e 2.22) e na região 3, de mudança de saturação a corte, as formas de onda de $v_{gs}(t)$, $V_{d-s}(t)$, e $i_d(t)$ são influenciadas pelas magnitudes da indutância parasita L_1 do circuito de dreno e a resistência do circuito de porta R_g . Os parâmetros R_g e L_1 na forma L_1/R_g definem um determinado comportamento característico do chaveamento do MOSFET, que leva a definir três faixas de magnitudes dadas a seguir [12]:

- L_1/R_g pequeno
- L_1/R_g intermediário e
- L_1/R_g grande.

Estas magnitudes dentro de cada faixa de $K_R = L_1/R_g$ (Figura 2.20) em função de $K = C_{gs}^2 / C_{gd} g_{fs}$ do MOSFET, influenciam nas formas de onda da corrente i_d , da tensão de dreno v_{ds} e tensão de porta v_{gs} . Na Tabela 2.3, têm-se os valores de K , obtidos segundo os parâmetros de três MOSFET's diferentes. Na Tabela 2.4, têm-se as magnitudes máximas das faixas de K_R pequeno e K_R intermediários (no sistema sobreamortecido e subamortecido), assim como os valores correspondentes de R_g para diferentes valores de indutância parasita L_1 e três MOSFET's diferentes. Na Tabela 2.5 são mostradas as magnitudes intermediárias de K_R e R_g das faixas definidas de K_R da Tabela 2.4.

A. K_R pequeno	B. K_R intermediário		C. K_R grande
	B.1 Sistema sobreamortecido	B.2 Sistema subamortecido	



$$K = \frac{C_{gs}^2}{C_{gd} g_{fs}}$$

$$K_R = \frac{L_1}{R_g}$$

$$R_g = \frac{L_1}{K_R}$$

Figura 2.20 Intervalos de $K_R=L_1/R_g$ em função do parâmetro K do MOSFET

TABELA 2.3 DADOS DOS MOSFET’S

CÓDIGO MOSFET	v_T	C_{gs}	C_{gd}	g_{fs}	K	v_{d-s}	i_{ds}	$r_{ds}(on)$
IRF453	2,1 V	3300 pF	300 pF	4 A/V	$9,075 \cdot 10^{-9}$	450 V	15 A	0,4 Ohm
IRF350	2,1 V	3300 pF	300 pF	6 A/V	$6,05 \cdot 10^{-9}$	350 V	15 A	0,3 Ohm
IRF150	3,0 V	2650 pF	350 pF	8 A/V	$2,508 \cdot 10^{-9}$	100 V	40 A	0,055

TABELA 2.4 MAGNITUDES DE K_R E R_g PARA DIVERSOS VALORES DE
INDUTÂNCIA L_1 (Limites superiores da figura 2.20)

CODIGO MOSFET	L_1 (nH)	$K_R(A)$ (*10 ⁻⁹)	$R_g(A)$ (Ohms)	$K_R(B.1)$ (*10 ⁻⁹)	$R_g(B.1)$ (Ohms)	$K_R(B.2)$ (*10 ⁻⁹)	$R_g(B.2)$ (Ohms)
IRF453	1000	<0,908	>1102	<2,269	>441	<90,75	>11,02
	200	<0,908	>220,4	<2,269	>88,154	<90,75	>2,204
	50	<0,908	>55,09	<2,269	>22,038	<90,75	>0,551
IRF350	1000	<0,605	>1653	<1,5125	>661,15	<60,5	>41,32
	200	<0,605	>330,6	<1,5125	>132,23	<60,5	>3,306
	50	<0,605	>82,6	<1,5125	>33,06	<60,5	>0,826
IRF150	1000	<0,251	>3987	<0,627	>1595	<25,08	>39,87
	200	<0,251	>797,5	<0,627	>319	<25,08	>7,97
	50	<0,251	>199,4	<0,627	>79,7	<25,08	>1,99

TABELA 2.5 MAGNITUDES DE K_R E R_g ESCOLHIDOS PARA DIVERSOS
VALORES DE L_1

CODIGO MOSFET	L_1 (nH)	K_R PEQUENO		K_R INTERMEDIARIO				K_R GRANDE	
		A		B.1 SIST. SOBR.		B.2 SIST. SUBAM.		C	
		K_R (*)	R_g Ohms	K_R (*)	R_g Ohms	K_R (*)	R_g Ohms	K_R (*)	R_g Ohms
IRF453	1000	0,5	2000	1,5	667	50	20	150	6,67
	200	0,5	400	1,5	133,3	50	4	150	1,33
	50	0,5	100	1,5	33,3	50	1	150	0,33
IRF350	1000	0,3	3333,	0,6	1666	30	33,33	90	11,11
	200	0,3	666,7	0,6	333,3	30	6,667	90	2,22
	50	0,3	166,7	0,6	83,3	30	1,667	90	0,55
IRF150	1000	0,15	6667	0,45	2222	15	66,67	45	22,2
	200	0,15	1333	0,45	444,4	15	13,3	45	4,44
	50	0,15	333	0,45	111,1	15	3,33	45	1,11

(*) *10⁻⁹

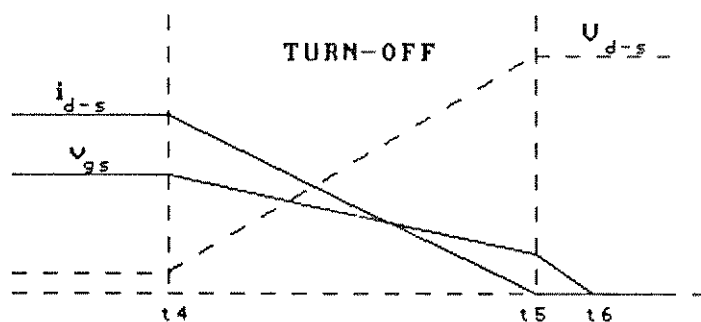


Figura 2.21a Estado de corte do MOSFET.

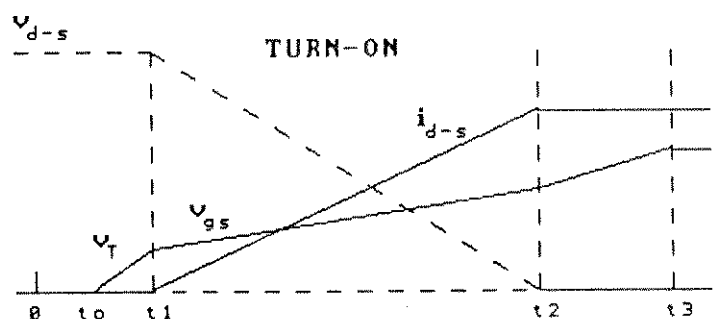


Figura 2.21b Estado de condução do MOSFET.

Figura 2.21. Chaveamento do MOSFET com carga resistiva.

Formas de onda no estado de corte e condução.

ANÁLISE DA OPERAÇÃO DE CHAVEAMENTO.-

No MOSFET tem-se o efeito de realimentação negativa que acopla o circuito de dreno com o circuito de porta, através da capacitância intrínseca C_{gd} . O nível desta realimentação através de i_{gd} (corrente de Miller) depende da relação dos parâmetros dos circuitos externos de dreno e porta na forma $K_R = L_1 / R_g$. Dependendo da faixa de magnitude de K_R os efeitos diferenciados durante o chaveamento Figuras 2: 21, 22, 23 e 24, implicam que a corrente i_{gd} seja grande, pequena ou desprezível.

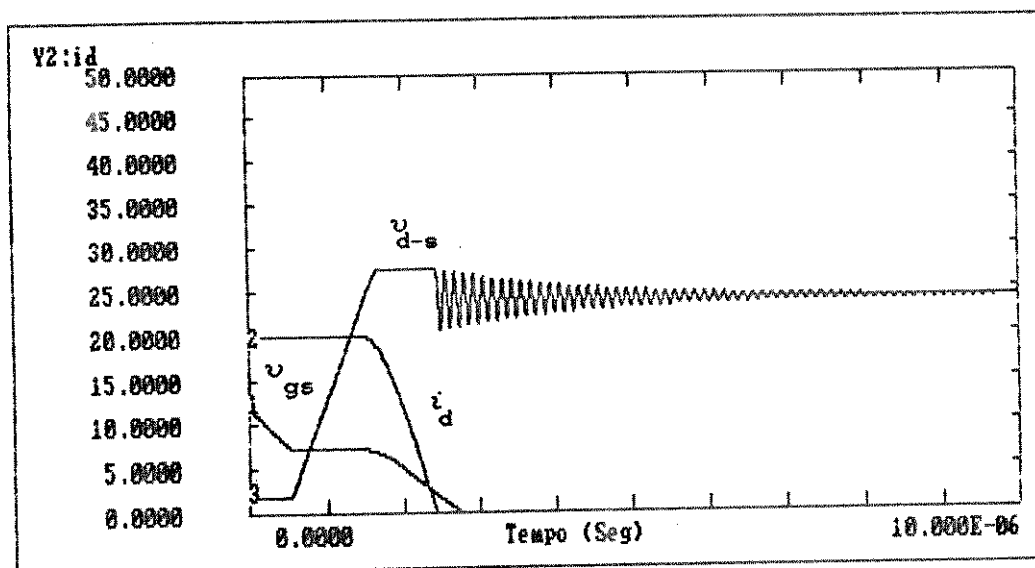


Figura 2.22.a Estado de corte do MOSFET, com pico de sobretensão v_{d-s} cortado.

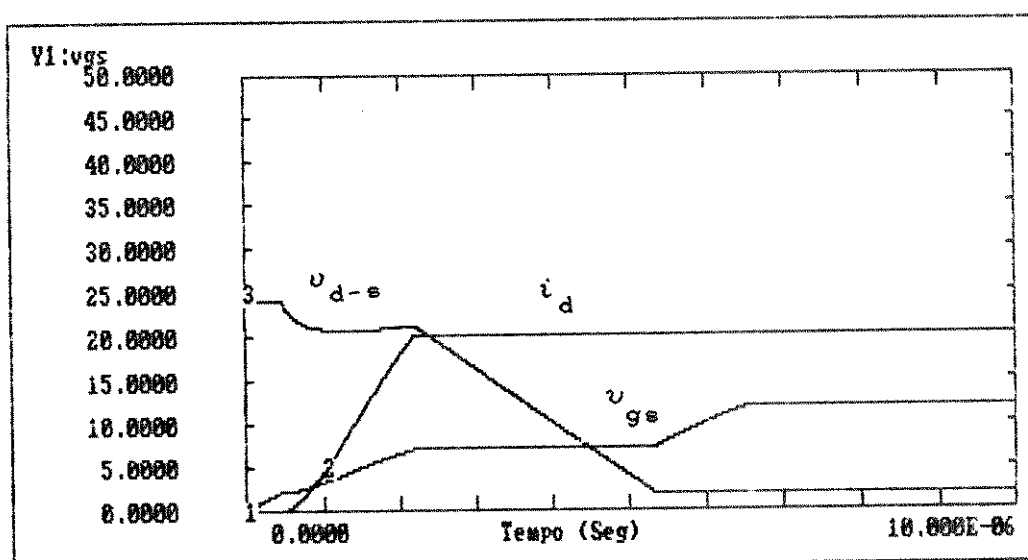


Figura 2.22.b Estado de condução do MOSFET

Figura 2.22 Chaveamento do MOSFET com carga indutiva, com circuito de grampeamento.
Formas de onda no estado de corte e condução.

Na faixa de K_R grande, tem-se L_1 grande ou R_g pequeno, L_1 grande implica alta impedância à taxa de variação da corrente de dreno (di_d/dt), que origina uma queda grande de tensão ΔV_{L_1} no circuito de dreno, segundo a eq.2.4-19. A corrente de Miller é $i_{gd} \gg i_{gs}$, tal que $i_g \cong i_{gd}$ na eq.2.4-21, significando que a corrente i_d não responde ao estímulo do circuito de porta, pois o circuito de dreno é lento eqs.(2.4:17, 18, 23). R_g pequeno implica uma resposta rápida no circuito de porta eq.(2.4-22).

Na faixa de K_R pequeno, o comportamento dos circuitos de dreno e de porta é contrário ao caso de K_R grande. O circuito de dreno é mais rápido que o circuito de porta. A queda de tensão ΔV_{L_1} em L_1 é pequena, a corrente de Miller (i_{gd}) é pequena. O circuito de porta controla o tempo de chaveamento do MOSFET sem nenhum impedimento do circuito de dreno.

Na faixa de K_R intermediário entre K_R grande e K_R pequeno, significa que ambos circuitos de dreno e de porta têm velocidades de respostas idênticas no chaveamento, permitindo um melhor controle dos efeitos externos como por exemplo das sobretensões no MOSFET.

Dois conjuntos de soluções das equações envolvidas no modelo correspondem às soluções para um sistema subamortecido ou um sistema sobreamortecido.

Os intervalos que se derivam da análise do comportamento das formas de onda das tensões v_{gs} e v_{d-s} durante a comutação estão em função dos valores limites de v_{d-s} e i_d do MOSFET e dos efeitos desejados no circuito externo seja para diminuir ou impedir as sobretensões.

ESTADO DE CONDUÇÃO DO MOSFET.

No tempo t_{on} (Figuras: 2.22b, 2.23a-f) o circuito de porta recebe o sinal de condução. Neste tempo a subida da tensão v_{gs} tem três intervalos característicos indicados a seguir:

- em t_1 chega ao valor V_T (tensão de limiar), instante em que o MOSFET inicia sua condução (Figura 2.22b), a corrente i_d começa a subir e a tensão V_{d-s} começa a diminuir pela queda de tensão em L_1 .

- Dependendo se K_R é de valor pequeno, intermediário ou grande, o segundo intervalo fica definido quando a corrente i_d chega ao seu valor máximo I_0 (Figuras 2.23:a,b,c) ou a tensão V_{d-s} chega a seu valor mínimo (Figuras 2.23:d,e,f) expresso como: $V_{d-s}(on) = r_{ds}(on) * i_d(on)$.

Neste caso se o sistema é sobrearmortecido (Figuras 2.23b,c) a corrente chega a seu valor máximo I_0 , sem que a tensão tenha caído a seu valor mínimo $V_{d-s}(on)$. Se o sistema é subarmortecido (Figuras 2.23d,e), a tensão V_{d-s} chega a seu valor mínimo sem que a corrente i_d tenha chegado a seu valor máximo, I_0 .

Se K_R é grande (Figura 2.24b) a tensão V_{d-s} cai rapidamente a $V_{d-s}(on)$, e a corrente i_d não chega ainda a seu valor máximo.

- O terceiro intervalo é definido quando a tensão V_{d-s} ou a corrente i_d chegam a seus valores de regime, V_B ou I_0 respectivamente.

Depois do terceiro intervalo a tensão de porta v_{gs} continua aumentando exponencialmente com a constante de tempo T_G , sem nenhum efeito na tensão V_{d-s} ou i_d pois o MOSFET já está conduzindo.

$$T_G = R_g C_{iss} \quad (2.4-24)$$

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \quad (2.4-25)$$

ESTADO DE CORTE DO MOSFET.

No tempo t_{off} (Figuras: 2.22a,2.23a-f) o circuito de porta recebe o sinal de não condução, durante esse tempo a descida da tensão v_{gs} tem três intervalos característicos (Figura 2.22a) indicados a seguir:

- O intervalo t_1 é definido quando a tensão de porta v_{gs} chega ao valor $V_T + I_o/g_{fs}$; antes deste valor a tensão de dreno v_{d-s} e a corrente de dreno i_d tem os valores de regime.

- O intervalo t_2 é definido quando a tensão v_{ds} sobe ao valor V_B , v_{gs} é mantido em $V_T + I_o/g_{fs}$ tensão necessária para manter a corrente $i_d = I_o$ constante. Pela variação de v_{d-s} segundo as eqs.(2.4:18 e 20), a tensão de porta v_{gs} e a corrente de dreno i_d mantêm-se constantes, até o momento de ser transferida a corrente de carga ao diodo de recuperação de outro transistor que entrará em condução, por exemplo no caso da configuração ponte.

- O intervalo t_3 é definido quando a corrente i_d desce a zero, comutado pelo diodo de recuperação no transistor oposto ao transistor que deixa de conduzir.

A tensão V_{L1} na indutância L_1 aumenta no momento da transferência, originando uma sobretensão no terminal dreno do MOSFET. Neste intervalo um circuito de grampeamento ou "snubber", conectado nos terminais do MOSFET, deve atuar para diminuir esta sobretensão a níveis seguros para o MOSFET. Isto é tratado em (3.2).

No intervalo t_3 , dependendo do valor de K_R (Figuras 2.23:a-f), têm-se diferentes tempos de descida a zero da corrente e diferentes níveis de sobretensão. Valores altos de sobretensão acontecem quando o valor de K_R é alto.

- Depois do intervalo t_3 , a corrente i_d é zero, e a tensão v_{d-s} não ultrapassa o valor limite controlado pelo circuito de grampeamento. A tensão v_{d-s} desce e logo continua oscilando, mas amortecida pela resistência parasita R_1 . O circuito oscilante é formado pela capacitância C_{ds} , a indutância parasita L_1 , e pela resistência parasita R_1 no terminal fonte.

A tensão de porta continua descarregando exponencialmente com a constante de tempo T_G , até chegar ao valor zero ou $-V_{cc}$ da tensão aplicada no tempo t_{off} .

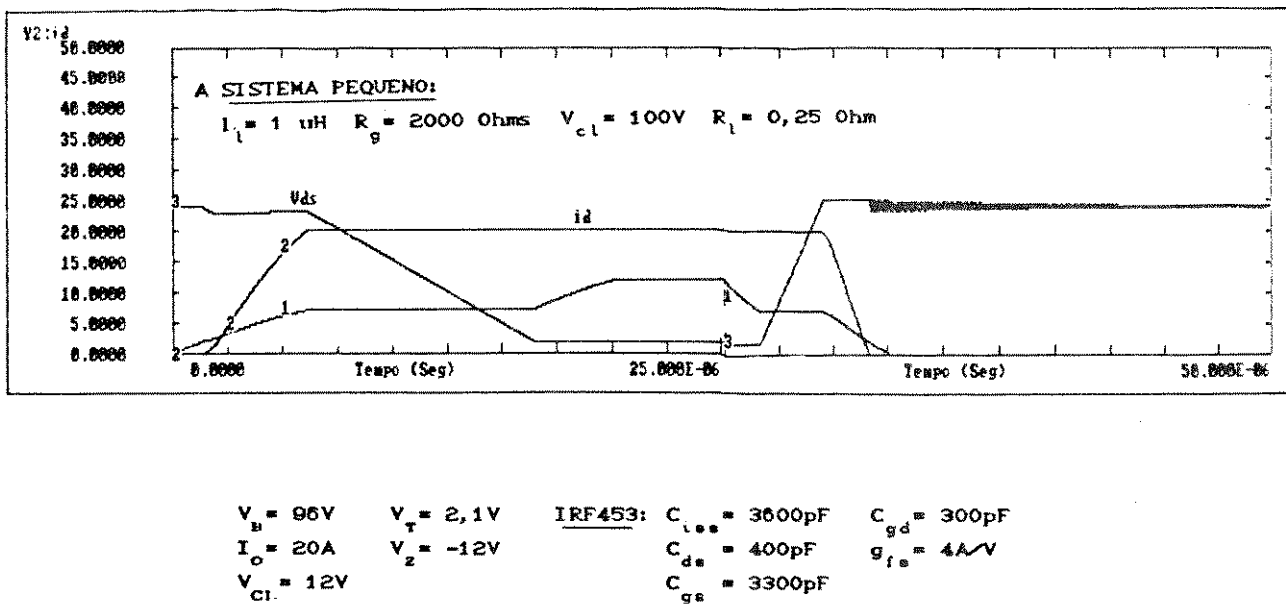


Figura 2.23a $K_R = L_1/R_g$ pequeno. Região de condução (metade esquerda) e região de corte (metade direita). ESCALA: $v_{d-s} : 20V/div$ $v_{gs} = 5V/div$ $i_d = 5A/div$

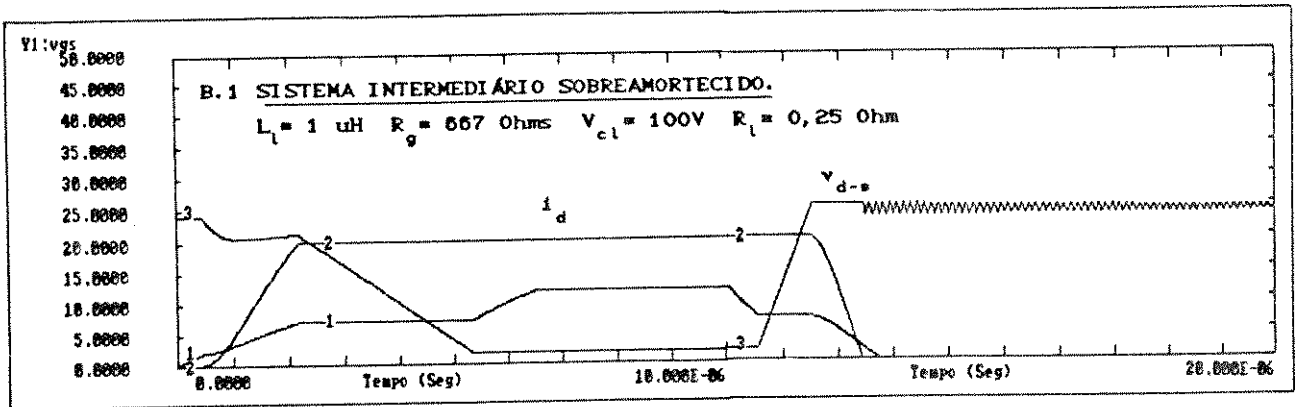


Figura 2.23b K_R intermediário - sistema sobreamortecido

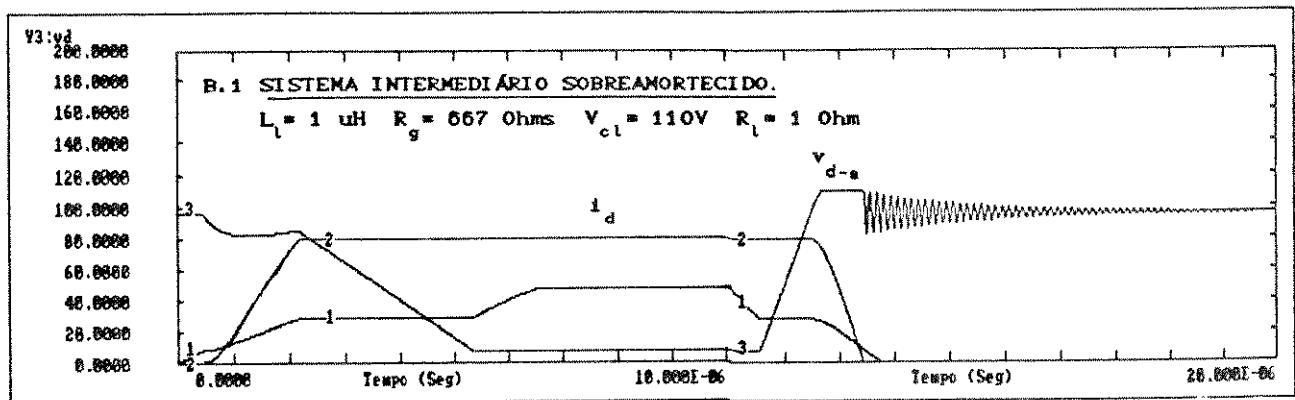


Figura 2.23c K_R intermediário - sistema sobreamortecido

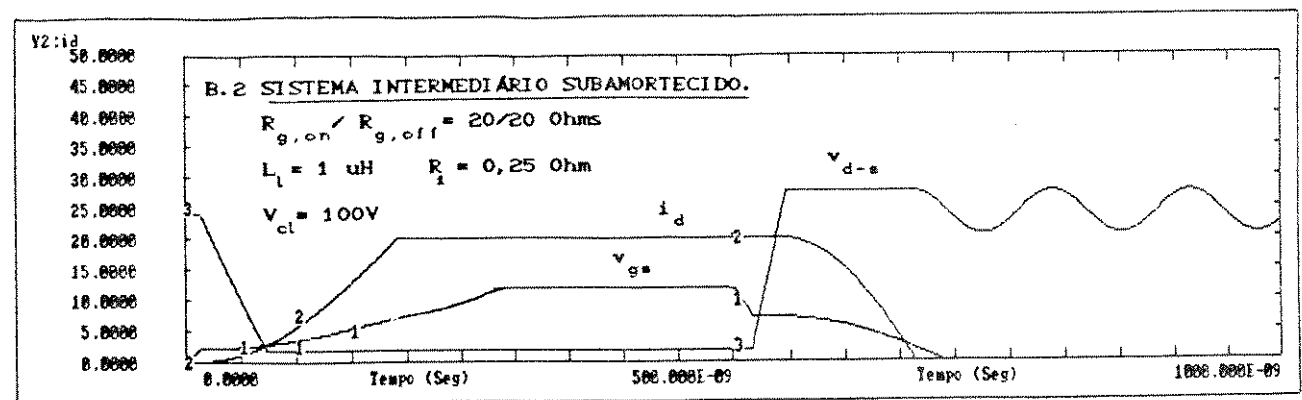


Figura 2.23d K_R intermediário - sistema subamortecido

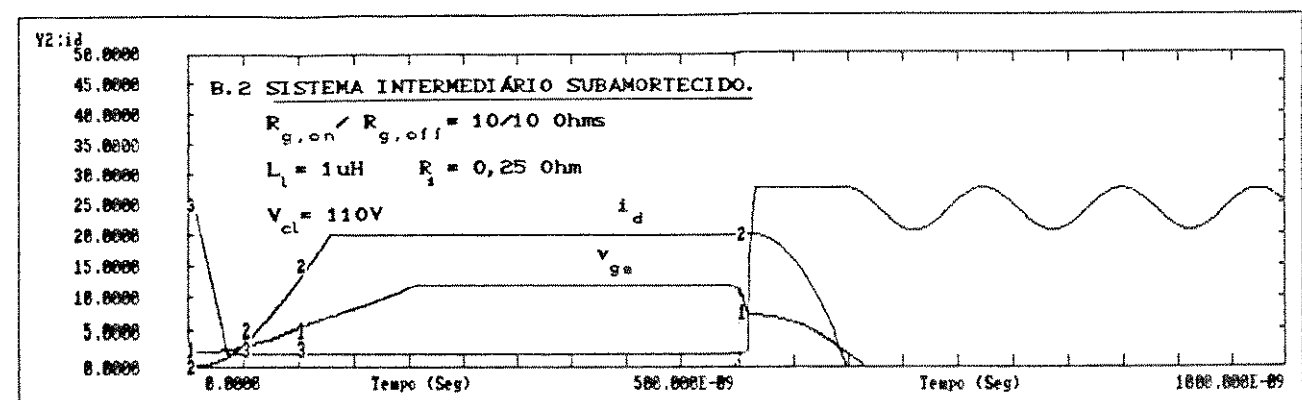


Figura 2.23e K_R intermediário - sistema subamortecido

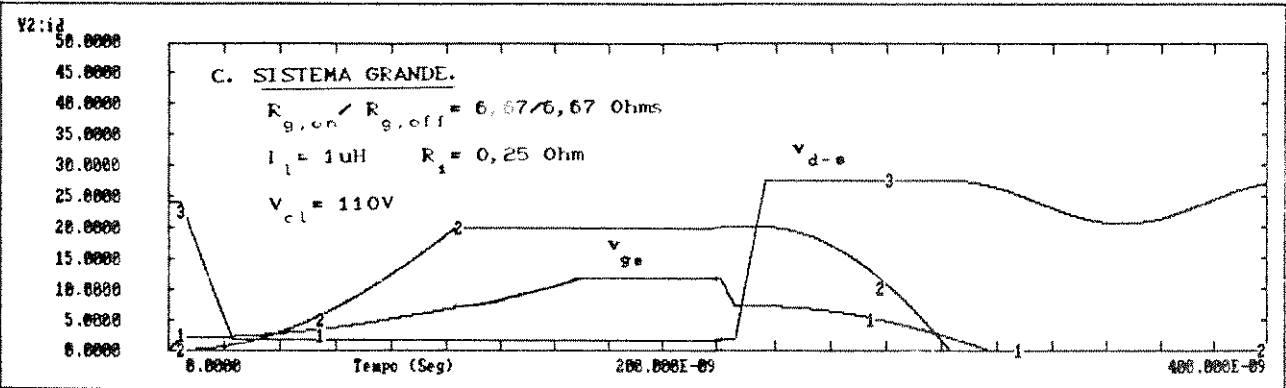


Figura 2.23f K_R grande

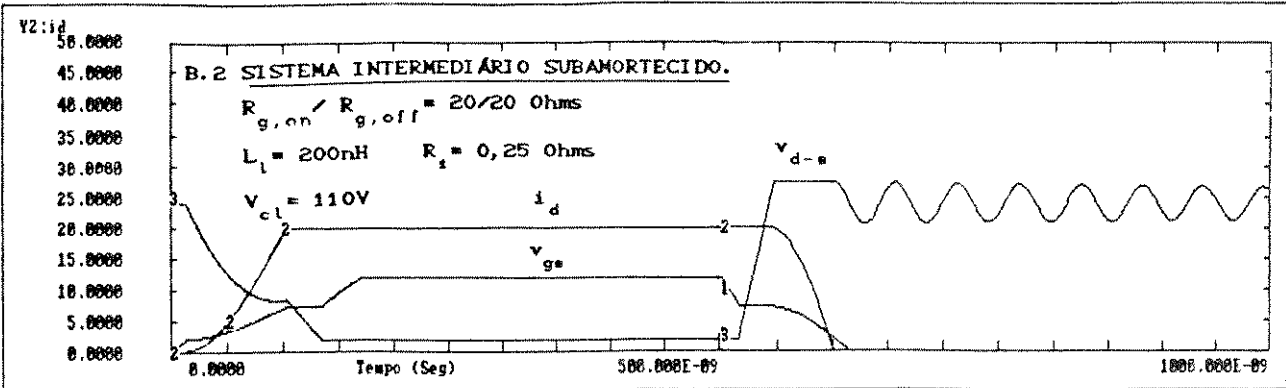


Figura 2.23g K_R intermediário - sistema subamortecido

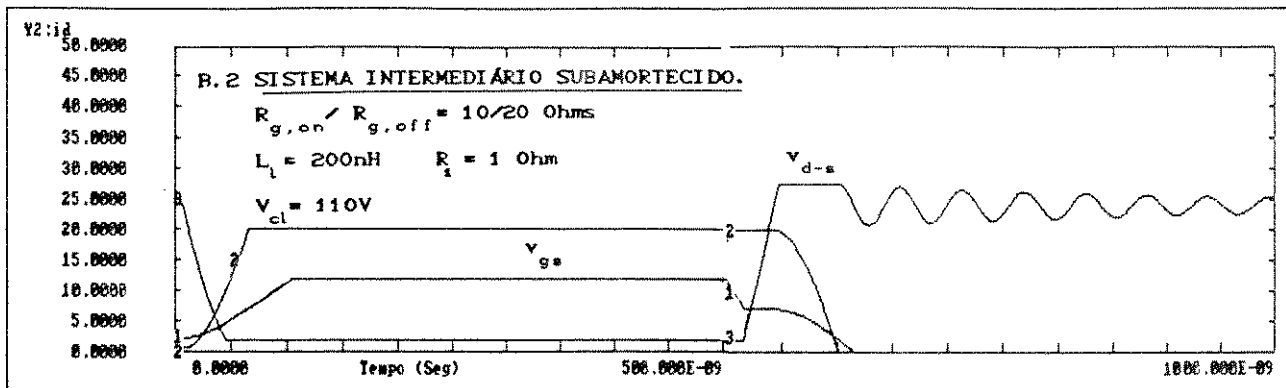


Figura 2.23h K_R intermediário - sistema subamortecido

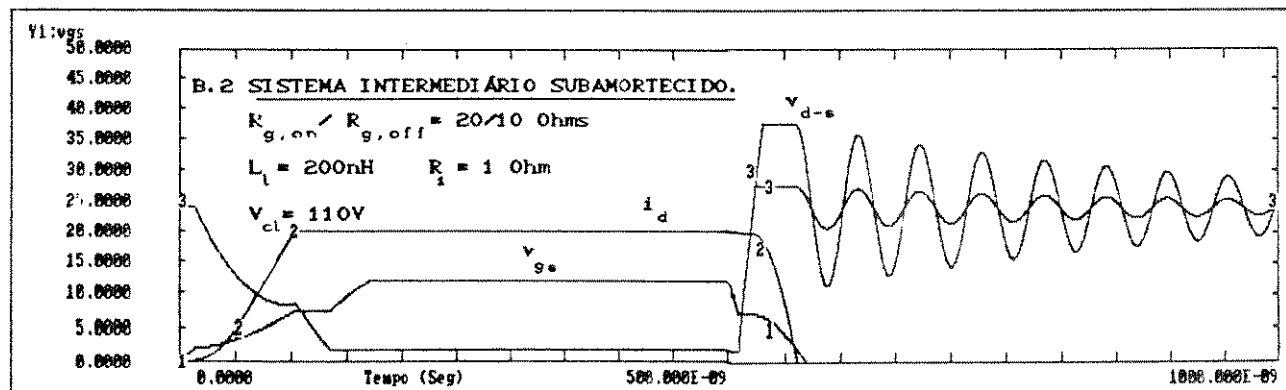


Figura 2.23i K_R intermediário - sistema subamortecido

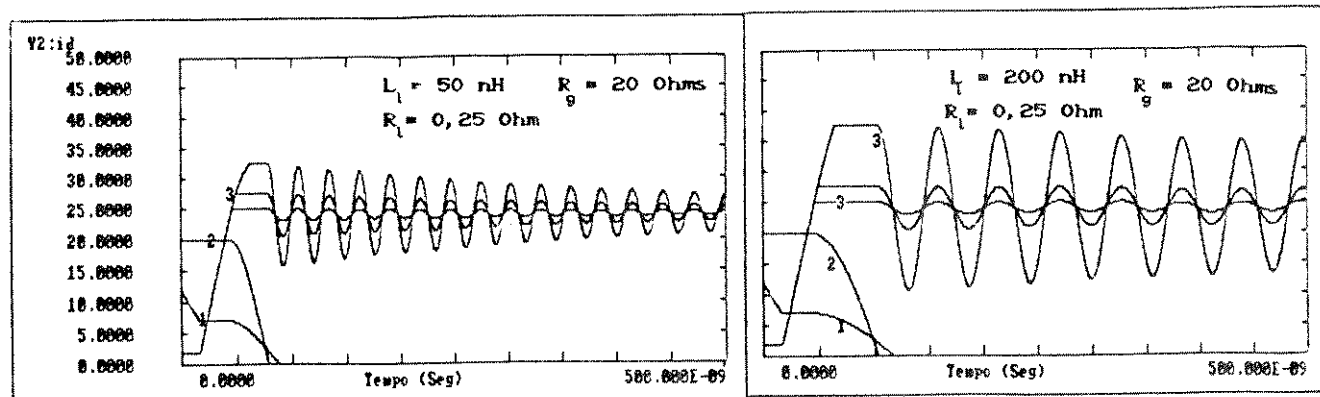


Figura 2.24a K_R intermediário - sistema subamortecido

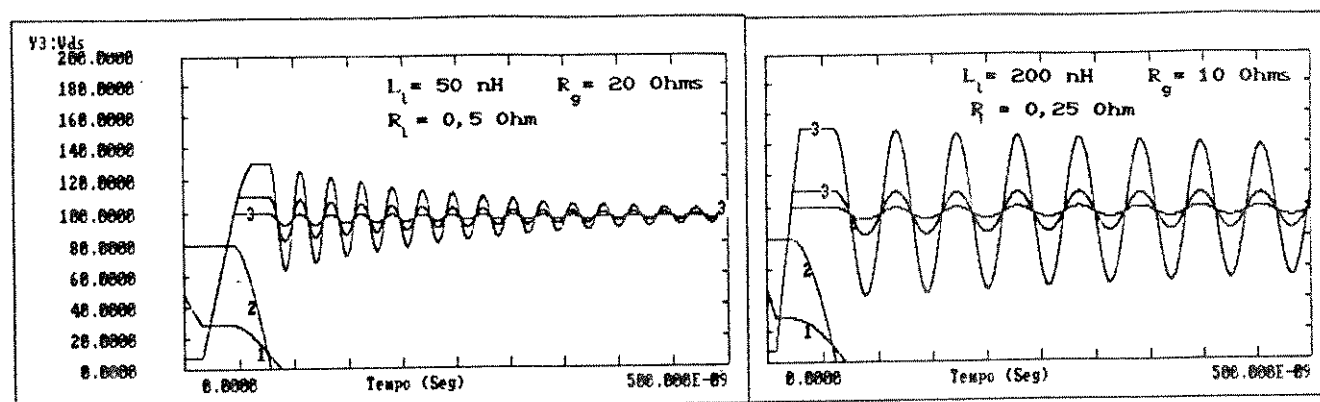


Figura 2.24b K_R intermediário - sistema subamortecido

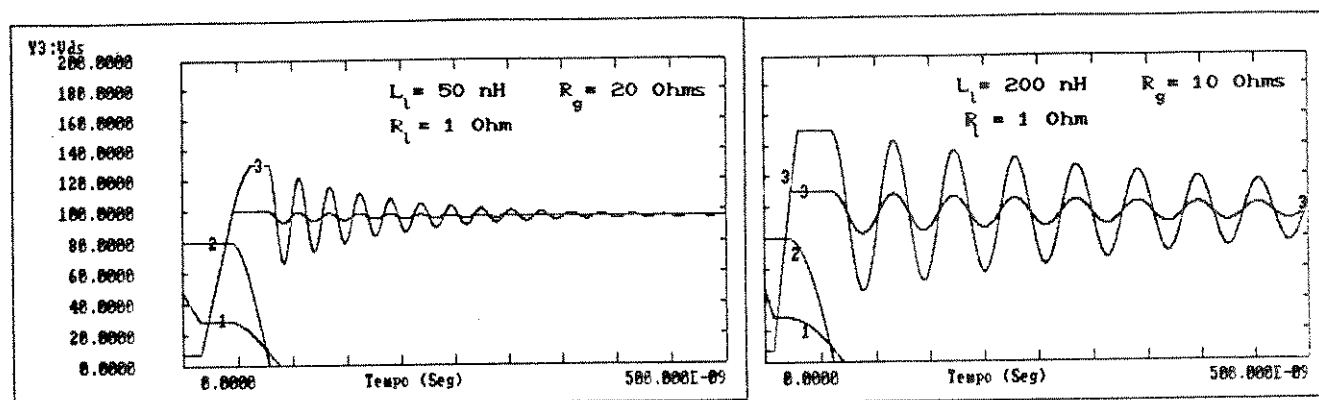


Figura 2.24c K_R intermediário - sistema subamortecido

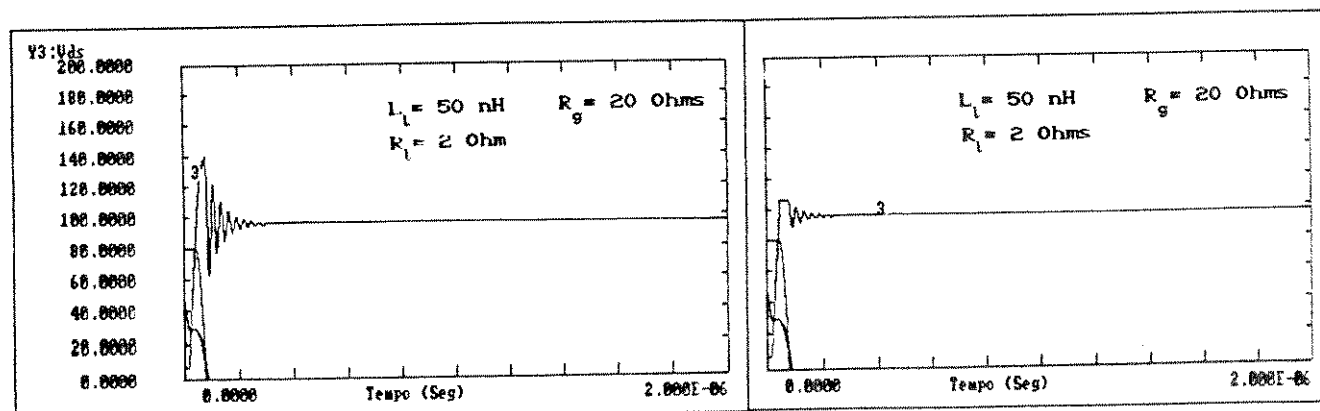


Figura 2.24d K_R intermediário - sistema subamortecido

OBSERVAÇÕES.

- O aumento de L_1 influencia na diminuição da energia dissipada em t_{on} (Figuras 2.23d, g) mas implica em um aumento da dissipação em t_{off} (Figuras 2.23d,g). Para maior valor de L_1 , maior será a energia total dissipada. Com menor indutância L_1 o chaveamento é mais rápido, portanto é necessário diminuir L_1 através de uma boa disposição da fiação e boa distribuição dos componentes do circuito projetado. No caso de uma fonte chaveada "flyback" é necessário também diminuir a indutância de dispersão do transformador em série com o MOSFET.
- Aumentando V_{gs} diminui o tempo de chaveamento e a energia dissipada, ma eq.2.4-22 significa diminuir R_g (Figuras 2.23a,b,d,e,f) ou aumentar V_{DRV} .
- No tempo t_{off} , com carga indutiva, V_{d-s} sempre sobe a V_B e $I_d = I_o = cte$. A taxa de subida da V_{d-s} é controlada por R_g , mas é independente de L_1 (Figuras 2.23d,g).
- Aumentando a tensão negativa V_{gs} durante o t_{off} , diminui o tempo de chaveamento e a energia dissipada. Além disso a tensão negativa força a tensão V_{d-s} a subir ao nível da tensão de grampeamento, fazendo com que a energia que deveria ser dissipada no transistor seja dissipada no circuito de grampeamento (Figuras 2.23e,i).
- Em t_{on} o pico da energia dissipada é influenciado fortemente por K_R . Para K_R grande (Figura 2.24b) a dissipação é pequena em relação a K_R pequeno (Figura 2.23a). Em t_{off} K_R não influencia no valor de pico da energia dissipada, pois sempre é relativamente alto.
- A existência da indutância parasita L_s no MOSFET e L_1 no "lay-out" do circuito tem efeitos que são somados aos efeitos da corrente de Miller, estes consistem na diminuição da taxa de variação da corrente de dreno, pela realimentação negativa do circuito de dreno ao circuito de porta. No projeto do circuito de comando estes efeitos podem ser representados por um resistor equivalente em série com R_g . Isto diminui a tensão v_{gs} nos terminais do MOSFET, e diminui a velocidade de chaveamento.

2.5 CIRCUITOS DE COMANDO DOS TRANSISTORES MOSFET's DO INVERSOR.

2.5.1. FUNÇÕES DO CIRCUITO DE COMANDO.

As funções do circuito de comando são dadas a seguir [11], [13], [14] :

- Carregar e descarregar a capacitância intrínseca C_{iss} do MOSFET, em intervalos de tempo pequenos quando comparados com o período de chaveamento. O cálculo destes tempos é influenciado por dois aspectos:

1) A magnitude da C_{iss} que varia com a tensão V_{d-s} , e a constante de tempo $R_g C_{iss}$. A constante de tempo é determinada pela impedância do circuito do acionamento R_g , e a capacitância intrínseca C_{iss} que varia durante o ciclo de chaveamento.

2) A capacitância $C_{rss} = C_{gd}$, que origina a corrente de Miller. Adicionando um resistor no circuito de porta, aumenta-se o tempo de chaveamento (eq.2.4-22 de 2.4.3) pois aumenta o tempo de subida da tensão v_{gs} portanto diminuindo sua taxa de subida. Quando é desejado aumentar o tempo t_{on} sem afetar o tempo t_{off} é conectado um diodo em paralelo com o resistor, com o anodo do diodo no terminal de porta do MOSFET. Pode ser conveniente também diminuir o problema associado com tempos muito rápidos em t_{off} , tais como grandes tensões "flyback". Neste caso a ligação do diodo em paralelo com o resistor é feita com a polaridade em sentido contrário ao caso anterior.

- fornecer proteção contra falsos disparos do MOSFET quando está em estado de corte. O valor de R_g pode ser calculado segundo a equação seguinte [14] :

$$R_g \leq \frac{V_{gs} (th)}{C_{iss} dv_{gs}/dt} \quad (2.5-01)$$

- reduzir as taxas dv/dt de disparo no tempo t_{on} , fazendo com que $R_g(on) > R_g(off)$, para diminuir o efeito de realimentação positiva. Desta forma é obtido menor tempo de chaveamento, diminuindo as perdas.

2.5.2 CIRCUITO DE COMANDO COM ACOPLAMENTO ÓPTICO.

Um circuito seguidor de emissor complementar forma parte do circuito de acionamento do MOSFET (Figura 2.25). Este circuito faz com que sejam curtos os tempos de subida t_r e descida t_f dos pulsos da tensão v_{gs} durante o chaveamento do MOSFET. Os transistores bipolares T4 e T2 (Figura 2.25) são de alto ganho em alta capacidade de corrente. Estes são capazes de fornecer a corrente requerida pelo efeito Miller durante os estados de corte e condução do MOSFET.

O MOSFET começa a conduzir quando $v_{gs} = V_T$ na ordem de 2-4 V, e está plenamente conduzindo quando $v_{gs} = 6-8 \text{ V}$ [13]; a corrente requerida para carregar a capacitância intrínseca C_{gs} durante o tempo t_r é dada pela equação:

$$I_c = C_{gs} \frac{dV_{gs}}{dt} \cong C_{gs} \frac{V_{gs}}{t_r} \quad (2.5-02)$$

Para carregar o capacitor C_{gd} é necessária uma corrente $C_{gd}(dv/dt)$ para produzir o efeito Miller, sendo a corrente de Miller I_{Mi} [13] :

$$I_{Mi} = C_{gd} \frac{dv}{dt} \cong C_{gd} \frac{dV_{d-s}}{dt} \quad (2.5-03)$$

Logo a corrente total requerida da fonte auxiliar para fazer conduzir o MOSFET é:

$$I_{g,on} = I_c + I_{Mi} \quad (2.5-04)$$

No estado de bloqueio do MOSFET tem-se a corrente de descarga $I_{g,off}$ da capacitância C_{gd} , no tempo t_f , isto é:

$$I_{g,off} = C_{rss} \frac{dV_{d-s}}{dt} \cong C_{gd} \frac{V_{gs}}{t_f} \quad (2.5-05)$$

Pode-se assumir que o tempo de subida t_r e tempo de descida t_f do pulso de entrada têm o mesmo valor, nas equações 2.5-02 e 2.5-05.

No MOSFET as taxas dv/dt que podem originar falsos disparos são originadas pelo efeito Miller. Quando o dispositivo está exposto a grandes valores de dv/dt a tensão de porta pode chegar a exceder a tensão de limiar $v_{gs(th)} = V_T$ e fazer o MOSFET conduzir temporariamente. Este problema é diminuído tomando em conta a C_{gd} do MOSFET durante o projeto do circuito de comando. Se a impedância do circuito de comando for zero, a corrente capacitiva resultante de dv/dt pode ser dissipada pelo circuito de porta, tendo-se que a tensão de porta não aumenta, evitándose então o inconveniente de dv/dt alto [14]. O problema de dv/dt alto também pode ser evitado aplicando uma tensão negativa no circuito de acionamento de porta; isto significa ter uma fonte auxiliar simétrica de alimentação.

Na Figura 2.25 é mostrado o circuito de comando utilizado. Pode-se observar que este circuito é alimentado por uma fonte simétrica, cujo ponto de referência corresponde ao terminal fonte do MOSFET. Os diodos D_1 e D_2 são utilizados para evitar a saturação do transistor T_1 . O circuito de controle é isolado do circuito de potência através do optoacoplador U_1 .

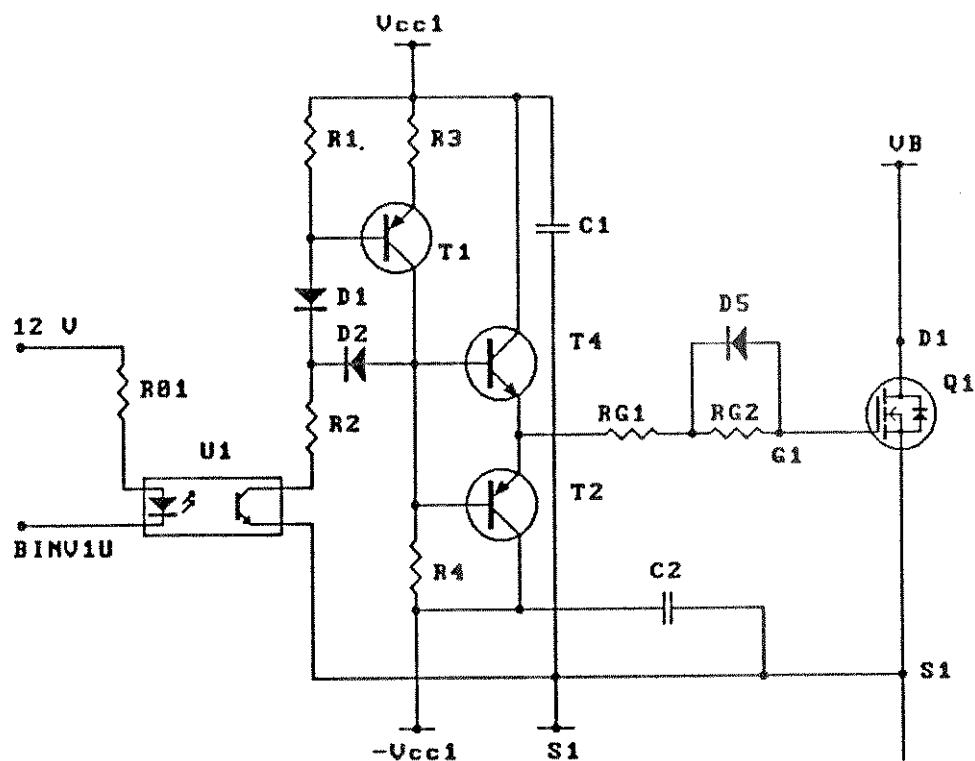


Figura 2.25 Circuito de acionamento do MOSFET com acoplamento óptico.

2.5.3 CIRCUITO DE COMANDO ISOLADO POR ACOPLAMENTO MAGNÉTICO COM ONDA PORTADORA DE 1 MHZ.

Têm-se dois tipos de circuitos de comando por acoplamento magnético para o MOSFET: 1) com um transformador de pulsos e 2) com sistema de onda portadora de alta frequência.

O circuito de acionamento com um transformador de pulsos (Figura 2.26) tem a desvantagem de não fornecer tensão negativa para descarregar o capacitor C_{gs} , do MOSFET. A tensão negativa ajuda no processo de comutação para passar do estado de condução em t_{on} ao estado de corte em t_{off} , tendo-se portanto um chaveamento mais rápido.

O sistema de onda portadora de alta frequência (Figura 2.27a) com a frequência adotada da onda portadora de 1 MHz, tem a vantagem de melhores formas de onda de saída, por transmitir pulsos de larguras reduzidas com pouca distorção. Nesta aplicação usam-se núcleos magnéticos de pequeno volume pois necessitam de pequena capacidade de armazenagem de energia.

O tamanho do circuito de comando dos circuitos de acionamento magnético depende do modo de excitação do núcleo que por sua vez depende da polaridade dos pulsos de excitação. Têm-se dois tipos de pulsos de excitação: 1) pulsos unidirecionais e 2) pulsos bidirecionais. Os pulsos unidirecionais nos circuitos de acionamento de porta do MOSFET fazem com que o fluxo magnético no núcleo varie entre a densidade de fluxo máximo B_s ao valor da densidade de fluxo remanente B_r da curva de histerese. Os pulsos de excitação bidirecional nos circuitos de comando do MOSFET fazem com que a densidade de fluxo magnético varie ciclicamente entre o valor de densidade de fluxo magnético positivo e negativo, permitindo um melhor aproveitamento do núcleo e evitando-se as possibilidades de saturação.

O tamanho do núcleo S_1 para excitação unidirecional, para uma razão cíclica D [16] é:

$$S_1 = \frac{D V_B T}{N (B_s - B_r)} \quad (2.5-06)$$

O tamanho do núcleo S_2 para excitação bidirecional é dado pela expressão a seguir:

$$S_2 = \frac{V_B T}{4 N B_s} \quad (2.5-07)$$

Para os valores típicos $B_s = 0,25T$, $B_r = 0,1T$ ($25^\circ C$ e $100^\circ C$) em núcleos de material magnético de ferrite disponíveis no mercado [17], [18], para $D=0,8$ tem-se:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{D}{4B_s (B_s - B_r)} = 5,33 \quad (2.5-08)$$

Este resultado significa um núcleo menor para sistemas de onda portadora em relação aos sistemas de acionamento pulsado. Com o aumento da frequência de chaveamento no primário do transformador no sistema de onda portadora, o tamanho do núcleo magnético é menor.

Os transformadores do circuito de acionamento do MOSFET têm tamanhos reduzidos com o sistema de onda portadora em alta frequência. O tamanho é determinado pela área de cobre requerida e não pelos níveis de densidade de fluxo. Sendo a variação da densidade de fluxo em forma cíclica ao redor de zero, com excitação simétrica para o MOSFET, a possibilidade de que o núcleo sature é mínima. Nestas aplicações tem-se a energia indutiva dos transformadores que devem ser comutados, logo a utilização dos diodos intrínsecos dos MOSFET's, como diodos de comutação ou de recuperação não é conveniente por serem lentos em relação à frequência utilizada, logo deve-se utilizar diodos rápidos para estas finalidades.

DESCRIÇÃO E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O circuito de comando com acoplamento magnético abrange três partes: 1)circuito modulador de pulsos de 1 MHz, formado pelo circuito multivibrador "astável" e circuitos lógicos; 2)circuito de pulsos modulados PWM que envia os sinais de comando ao circuito de potência e 3)o circuito de comando do MOSFET.

Quando não se tem o sinal de comando ou se está em corte, o circuito magnético transmite ao circuito de comando do MOSFET um sinal negativo, para prevenir falso disparo. Quando se tem o sinal de saturação, o circuito de comando do MOSFET recebe o sinal PWM processado no circuito magnético. Este processamento do sinal PWM é feito nos dois pares de portas lógicas (Figuras 2.27a,b); cada um deles recebe dois sinais complementares do sinal PWM e dos pulsos modulantes de 1 MHz. Os transistores em configuração "push-pull" do primário do transformador de pulsos podem ser MOSFET (Figura 2.27b) ou bipolar (Figura 2.27c) mudando para cada caso o tipo do circuito de comando destes transistores que chaveiam os sinais complementares para serem transmitidos pelo transformador de pulsos. O núcleo magnético utilizado é de material de ferrite do tipo RMS-6S da THORNTON. Neste tipo de circuito de comando tem-se também sinal de polaridade negativa que melhora a velocidade de resposta do circuito de porta do MOSFET.

Uma vantagem deste circuito é a boa capacidade em frequência que tem para processar sinais PWM com mínimo tempo de atraso na faixa 600-1000 nS para um intervalo de frequências do sinal PWM de 20 a 80 KHz; outras de suas vantagens são: baixo custo, disponibilidade de componentes e não há o problema de envelhecimento como no caso dos optoacopladores.

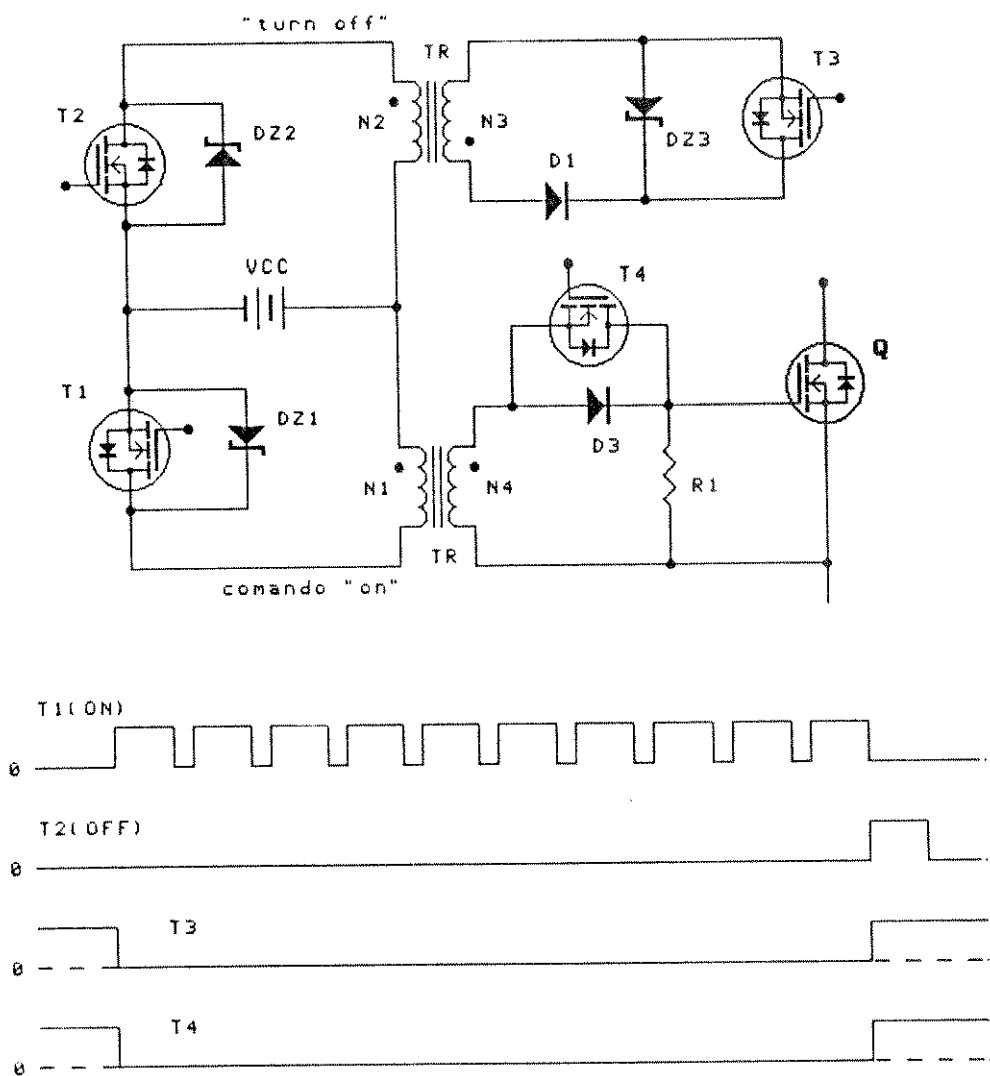


Figura 2.26 Circuito de acionamento do MOSFET com um transformador de pulsos.

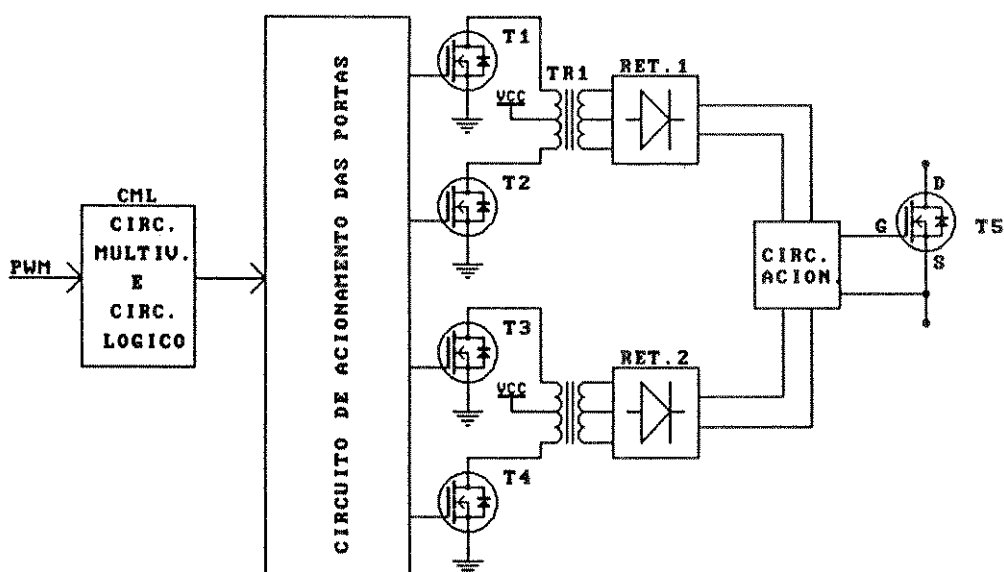


Figura 2.27a Diagrama de blocos.

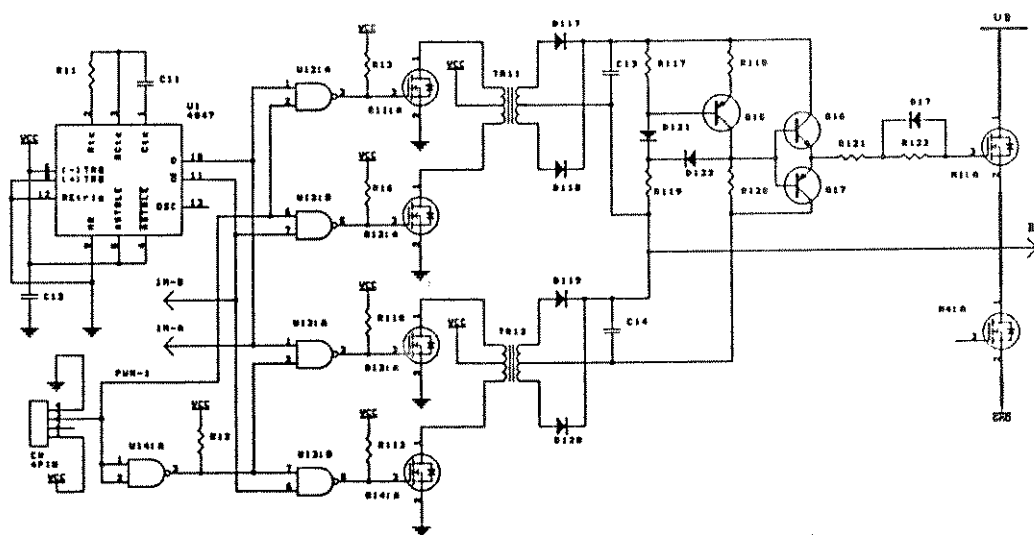


Figura 2.27b Circuito de comando do MOSFET com acoplamento magnético. Utiliza transistores MOSFET em configuração "Push-Pull".

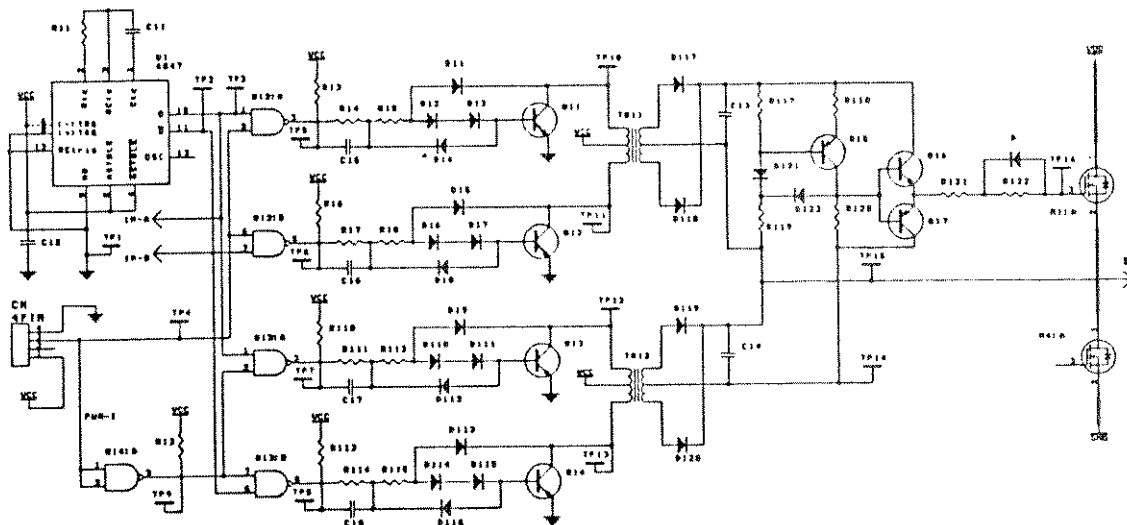


Figura 2.27c Circuito de comando do MOSFET com acoplamento magnético, utilizando transistores bipolares em configuração "Push-Pull".

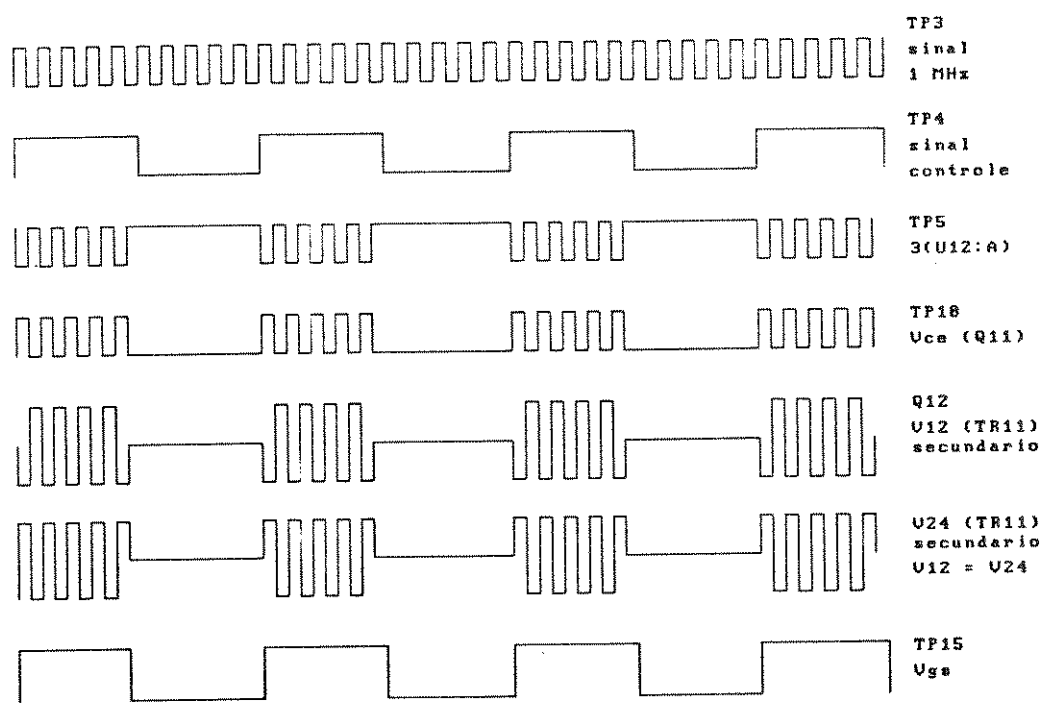


Figura 2.27d Formas de onda do circuito de comando com sistema de onda portadora de 1 MHz.

Figura 2.27. Circuito de comando do MOSFET com sistema de onda portadora de 1 MHz.

3.- CIRCUITOS DE PROTEÇÃO DO INVERSOR

3.1. PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE.

3.1.1 CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO DO MOSFET.

A zona de trabalho do MOSFET está na região ôhmica e sua característica $I_o - V_{d-s}$ tem um comportamento aproximadamente linear. Para $V_{gs} = 12V$ a resistência $r_{ds}(on)$ está em relação inversamente proporcional à corrente com razão cíclica aproximadamente constante, no mesmo ponto de trabalho, isto é:

$$r_{ds}(on) \cong \frac{V_{d-s}(on)}{I_d} \quad (2.5-09)$$

$$r_{ds}(on) = f(T_j, I_d) \quad (2.5-10)$$

Aumentando a temperatura da junção e ou a corrente I_d , tem-se o aumento da magnitude de $r_{ds}(on)$, para uma tensão v_{gs} constante.

Num valor da faixa de corrente, entre o valor de regime e o valor máximo de ajuste, menor que o máximo permissível, tem-se uma variação pequena da $r_{ds}(on)$. Considerando o efeito do dissipador em manter a temperatura relativamente baixa, tem-se que o valor da $r_{ds}(on)$ é aproximadamente constante e pode ser aproveitado num sensor de sobrecorrente. Com o valor médio da faixa de variação da magnitude de $r_{ds}(on)$ e considerando este valor constante se chega à seguinte relação:

$$v_{d-s}(on) = i_d(on) r_{ds}(on) \quad (2.5-11)$$

onde a tensão medida entre os terminais dreno e fonte do MOSFET durante o estado ON é diretamente proporcional à corrente i_d . Comparando a tensão dreno-fonte v_{d-s} com uma tensão de referência é possível obter um dispositivo de proteção de sobrecorrente que atue apropriadamente com boa margem de proteção. Tem-se que entre o valor de regime e o valor máximo de corrente a margem da região de operação é grande.

3.1.2 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO.

O circuito desenvolvido mostrado nas Figuras 3.1 e 3.2 abrange:

- Divisor de tensão 1 do circuito de sensoreamento da tensão dreno-fonte v_{d-s} , formado pelos resistores R_1 , R_2 e o diodo zener DZ_1 .
- Divisor de tensão 2 do circuito do sinal de referência de tensão, formado pelos resistores R_3 , R_4 e o capacitor C_1 .

- Comparador de tensão U_1 , que recebe os sinais a serem comparados, do diodo zener DZ_1 e da tensão no resistor R_4 .
- Circuito de atraso do sinal de porta, formado pelos resistores R_6 , R_7 , R_8 , capacitores C_4 , C_5 e diodos D_2 e D_3 na Figura 3.1. Os resistores R_6 , R_7 e os capacitores C_4 e C_5 na Figura 3.2.
- Circuito conformador do sinal de saída, representado por U_2 é uma porta lógica NAND, de duas entradas com "Schmitt Trigger".
- Circuito de saída isolado, formado pelos resistores R_9 e R_{10} , o transistor Q_1 e o optoacoplador U_4 . Os terminais de saída $J2-8$ e $J2-10$ são ligados ao circuito de controle PWM do inversor.

Na Figura 3.3 têm-se definidos diferentes níveis de tensão, senseados pelo divisor de tensão I e conectado a um terminal do comparador nas Figuras 3.1 e 3.2. O divisor de tensão ligado ao terminal 3 do comparador, tem como tensão de referência VR_4 (Figura 3.1), este é o valor máximo de corrente a plena carga do motor. Logo os níveis definidos são dados a seguir:

- $VR_2(ON)$ é o valor correspondente de regime da tensão dreno-fonte do MOSFET em estado de condução ou saturação.
- $VR_2(OFF)$ é o valor da tensão do diodo zener, estando o MOSFET em corte.
- V_{ref} , o mínimo valor que o comparador pode detectar, mas com as variações da temperatura e corrente I_d há uma região ou zona morta em que não pode atuar o comparador.
- $VR_2(ON)_{s.c.}$, é o nível mínimo de ajuste da sensibilidade; acima deste nível o comparador atua. Este valor é o valor de sobrecorrente ajustado.
- $VR_2(on)_{max}$, é o máximo valor de corrente de dreno do transistor, corresponde ao máximo valor da corrente pulsada do MOSFET segundo as suas curvas características.

As relações de ajuste dos parâmetros do circuito de proteção são dadas na Figura 3.4 e a lógica do funcionamento na Figura 3.3. Tem-se logo a possibilidade de proteger cada um dos transistores de uma perna do inversor, portanto todos os transistores da ponte trifásica. A proteção responde tanto para sobrecorrente como para curto-circuito de qualquer das pernas, tendo-se que o tempo para ser detectada uma falha é a metade do período de chaveamento. Segundo os diagramas das Figuras 3.1 e 3.2 do

circuito desenvolvido tem-se uma vantagem adicional de isolar o circuito de controle do circuito de potência, através de optoacopladores.

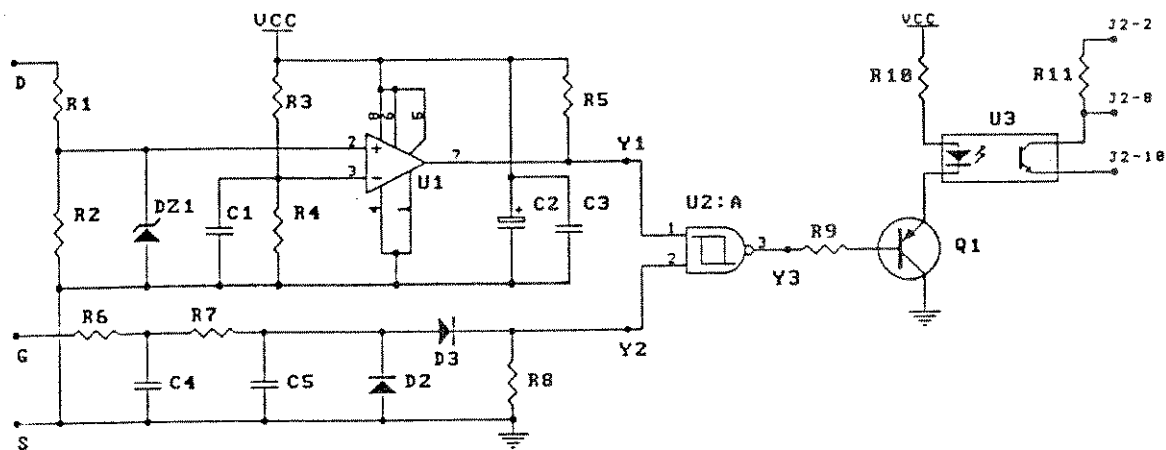


Figura 3.1 Circuito de proteção de sobrecorrente. Lado inferior.

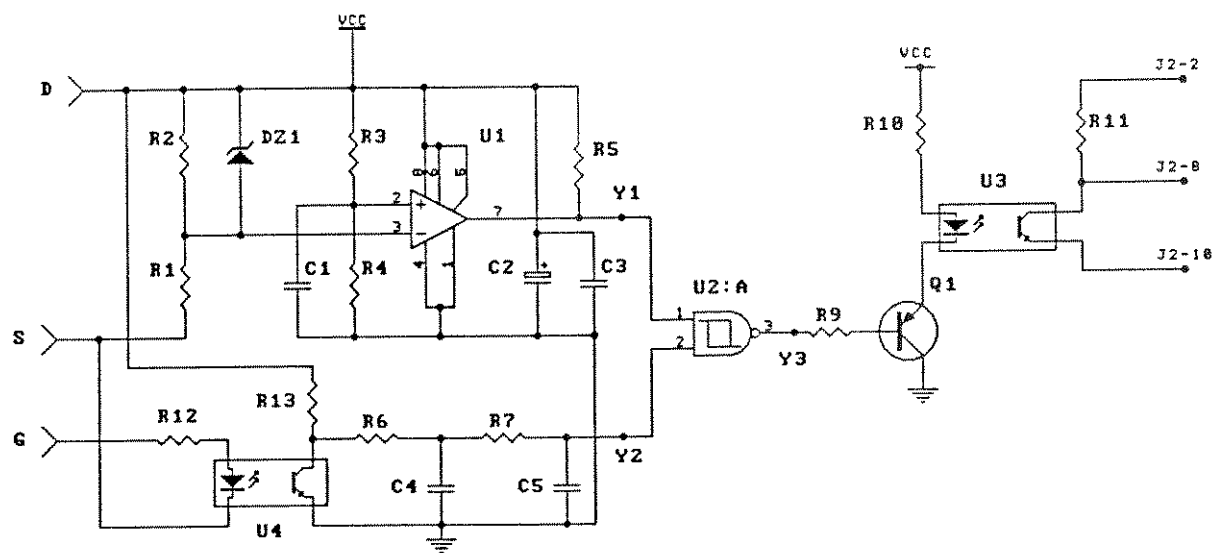


Figura 3.2 Circuito de proteção de sobrecorrente. Lado superior.

3.1.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.

O sensoreamento deste circuito abrange as regiões dos estados de corte, saturação e região de comutação do transistor MOSFET, que são definidos a seguir:

A) ESTADO DE SATURAÇÃO OU DE CONDUÇÃO (TURN-ON)

Quando o transistor está no estado de condução é gerada uma tensão V_{ds} nos terminais D-S, cuja magnitude é dada pela eq.(2.5-12):

$$v_{d-s}(on) = r_{ds}(on) i_{d-s}(on) \quad (2.5-12)$$

A magnitude de $VR_2(on)$ sensoreada pelo divisor de tensão 1 é:

$$VR_2(on) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{d-s}(on) \quad (2.5-13)$$

A magnitude da tensão de referência V_{ref} no divisor de tensão 2 é:

$$V_{ref} = VR_4 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{DRV} \quad (2.5-14)$$

A tensão de referência V_{ref} deve ser ajustada proporcionalmente ao nível desejado de sobrecorrente, que neste caso corresponde ao valor crítico de sobre-corrente do MOSFET. Tendo-se a proteção dos transistores MOSFET do inversor, com maior sensibilidade às variações de corrente em função da frequência, o motor fica melhor protegido em comparação aos circuitos convencionais.

Logo:

$$V_{ref} = r_{ds}(on) i_{d-s}(on) \quad (2.5-15)$$

$$i_{d-s}(on) < I_{d-s}(max) \quad (2.5-16)$$

A.1) CONDIÇÕES DE TRABALHO.

Tem-se duas condições:

- 1) condição de regime e
- 2) condição de curto-circuito.

A primeira condição referida ao trabalho de regime do transistor e a segunda referida ao trabalho do circuito com sobrecorrente ou curto-circuito.

A.1.1 CONDIÇÃO DE REGIME.

A corrente $i_{d-s}(on) < I_{d-s}(lim)$ implica que:

$$- VR_2(on) < V_{ref}$$

- a saída do comparador é baixa ($Y_1=0$), sendo a saída do circuito alta ($J2-8 \Rightarrow 1$), Figura 3.3b.
- não se tem disparo do circuito de proteção.

A.1.2) CONDIÇÃO DE SOBRECORRENTE OU CURTOCIRCUITO.

$I_{d-s}(on) \geq I_{d-s}(lim)$, implica que:

- $VR_2(on) > V_{ref}$ $VR_2(on) > VR_2(on)_{s.c} > V_{ref}$
- a saída do comparador é alta ($Y_1=1$), sendo a saída do circuito baixo ($Y_3=0$, $J2-8 \Rightarrow 0$), Figura 3.3b.
- Tem-se o disparo do circuito de proteção.

B) ESTADO DE CORTE OU DE NÃO CONDUÇÃO (TURN-OFF)

$$\begin{aligned} I_{d-s}(off) &= 0 \\ V_{ds}(off) &\cong V_B > V_{ref} \\ VR_2(off) &= V_{DZ1} \end{aligned}$$

Sendo neste estado a tensão V_{d-s} alta, para evitar disparo do circuito de proteção, pelo efeito da comparação de tensão, este valor tem que ser reduzido através de um diodo zener, sem que este tenha efeito durante o estado ON, ou seja, o valor de tensão do diodo zener deve ser menor que o valor da tensão V_{ref} , isto é:

$$V_{DZ1} < V_{ref}$$

Além disso, tem-se que o sinal de porta é $Y_2=0$, obtendo-se na saída do circuito, $Y_3=1$.

C) ESTADO INTERMEDIÁRIO

Este estado corresponde á região de comutação da tensão V_{d-s} e corrente I_{d-s} do estado de saturação ao estado de corte e vice versa. Estes estados são definidos pela tensão de porta V_{gs} , donde nível alto significa condução, e nível baixo corte do MOSFET. Na região de comutação, a tensão e ou corrente não se extinguem na rapidez com que é feita a tensão de porta V_{gs} , isto é devido ao efeito da carga indutiva e pelos parâmetros: resistência de porta R_g e indutância parasita L_1 no circuito de dreno, discutido em (2.4.2). Logo poderia ter-se um disparo indesejado do circuito de proteção durante o estado de corte do MOSFET a ser protegido. Pelo indicado é necessário inabilitar este falso sinal de disparo. Isto é conseguido com o circuito de atraso do sinal de porta, que adequadamente ajustado evita o falso disparo durante o tempo de comutação do MOSFET.

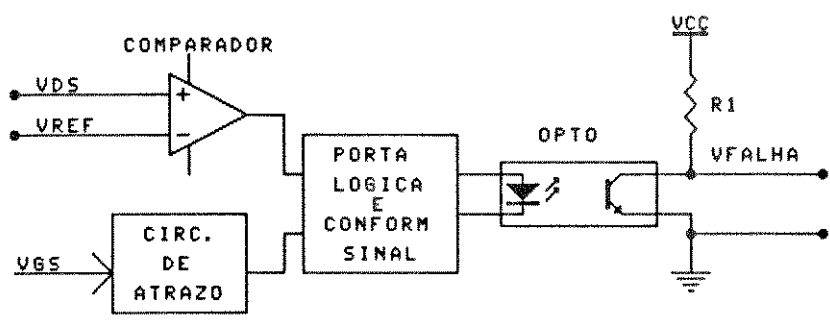
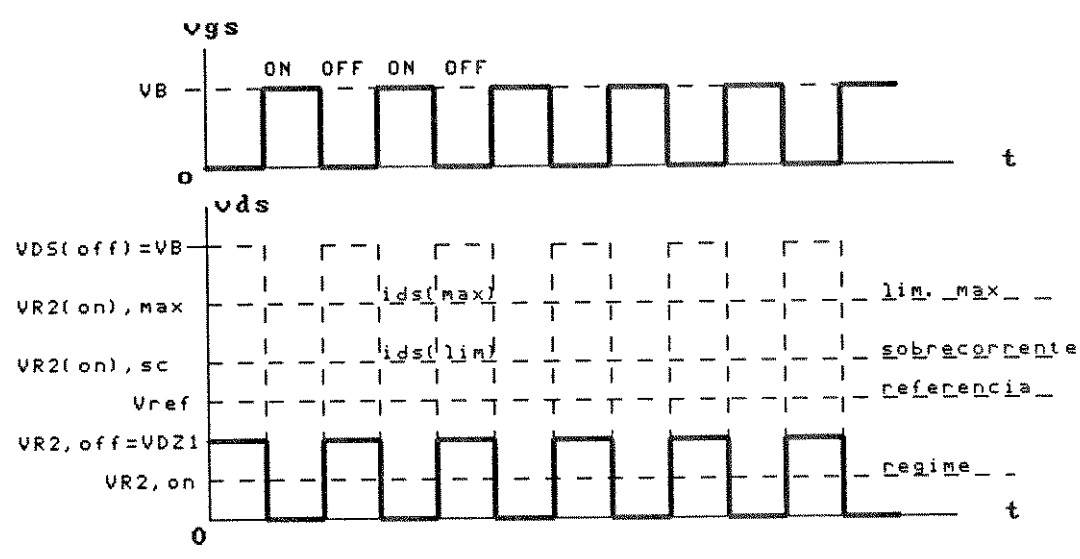


Figura 3.3a Diagrama de blocos do circuito de proteção de sobrecorrente e curto-circuito.



R1	Vgs	VR2	Vref	V1	V2	V3	J2-8
OFF	0	1	0	1	0	1	1
OFF	0	0	1	0	0	1	1
ON	1	1	0	1	1	0	0
ON	1	0	1	0	1	1	1

Figura 3.3b Parâmetros de ajuste e lógica do circuito.

Figura 3.3 Esquema do circuito de proteção de sobrecorrente e curto-circuito.

RESUMO.

ESTADO DE CONDUÇÃO DO MOSFET ("ON")

a) CONDIÇÕES DE REGIME $VR_2 < VR_4$

$$VR_4 = V_{ref} \leq V_{d-s}(on)_{lim} = I_{d-s,max} r_{ds}(on)$$

$$VR_2(on) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{d-s}(on) \leq V_{ref}$$

$$\text{logo: } R_2 \leq \frac{V_{ref}}{V_{d-s}(on) - V_{ref}} R_1$$

$$\text{donde: } V_{d-s}(on) = I_{d-s} r_{ds}(on) \quad \text{em regime.}$$

b) CONDIÇÕES DE SOBRECORRENTE: $VR_2 > VR_4$

$$VR_4 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{DRV} = V_{ref}$$

$$R_4 = \frac{V_{ref}}{V_{DRV} - V_{ref}} R_3 = \frac{I_{d-s,max} r_{ds}(on)}{V_{DRV} - I_{d-s,max} r_{ds}(on)} R_3$$

Obs: o diodo zener DZ_1 não trabalha nos casos (a) e (b) porque: $VR_2 < V_{DZ1}(nominal)$

ESTADO DE CORTE DO MOSFET ("OFF")

$$VR_2(off) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{d-s}(off) \Rightarrow V_{DZ1}(nominal)$$

$$V_{d-s}(off) = V_B - V_{d-s}(on) \quad (\text{do MOSFET oposto})$$

$$VR_2(off) > V_{ref}$$

Figura 3.4. Relações dos parâmetros de ajuste do circuito de proteção de sobre-corrente.

3.2. CIRCUITOS DE AJUDA À COMUTAÇÃO E PROTEÇÃO CONTRA SOBRETENSÕES TRANSITÓRIAS INTERNAS.

Nos circuitos com transistores MOSFET, são frequentemente necessários os circuitos de ajuda à comutação para diminuir os esforços impostos por tensão e ou corrente durante o chaveamento. A comutação da tensão ou corrente durante a mudança do estado de condução ao estado de corte ou vice-versa origina níveis de sobretensão que podem ser prejudiciais ao MOSFET. Esta sobretensão é originada pela brusca variação de corrente em elementos indutivos em série com o MOSFET. Estes elementos indutivos podem ser intrínsecos ou parasitas, como no caso dos módulos de transistores e fiação do circuito, não desprezíveis em frequências altas, ou externos como a indutância de dispersão no caso do elemento indutor de armazenamento de energia das fontes chaveadas.

O uso destes circuitos têm as finalidades seguintes:

- controlar a taxa dv/dt e di/dt do MOSFET. O controle de dv/dt a valores adequados evita falsos disparos durante o estado de corte, protegendo o MOSFET.
- diminuição das perdas do dispositivo de chaveamento, transferindo-a aos circuitos de ajuda à comutação.
- diminuição dos níveis de sobretensão.
- diminuição do ruído e interferência eletromagnética.

3.2.1 CLASSIFICAÇÃO.

Os circuitos de ajuda à comutação podem ser classificados como:

- a) circuitos "snubber".
- b) circuitos de grampeamento.

A diferença principal entre estes circuitos está em que o capacitor do circuito de grampeamento absorve energia somente durante os transitórios e dissipa esta energia no resistor em paralelo durante o tempo de chaveamento. O circuito "snubber" absorve energia também durante as partes do ciclo de chaveamento que não provocam esforços no transistor. Além disso o capacitor do "snubber" descarrega no transistor através do resistor em série durante o estado "ON". Isto significa que o tempo de condução é mais lento, pelo tempo de descarga do capacitor do snubber.

a) CIRCUITO "SNUBBER"

Dentro das muitas configurações de circuito "snubber", serão tratados três tipos básicos destes circuitos [5], [19] :

- "snubber" dissipativo, classificados em:

- "snubber" dissipativo não polarizado.
- "snubber" dissipativo polarizado.
- "snubber" não dissipativo.
- "snubber" ativo.

"SNUBBER" DISSIPATIVO.

O "snubber" dissipativo mostrado na Figura 3.5 utiliza basicamente um capacitor e um resistor. A energia armazenada no capacitor durante o tempo " t_{off} " do MOSFET é descarregado por meio do resistor e o MOSFET em " t_{on} ". O resistor limita o pico de corrente durante o tempo de descarga " t_{on} ", e o capacitor diminui a taxa de subida de tensão no MOSFET em " t_{off} ".

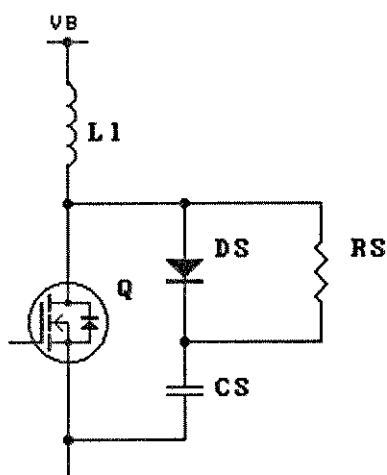


Figura 3.5a Circuito "snubber" polarizado

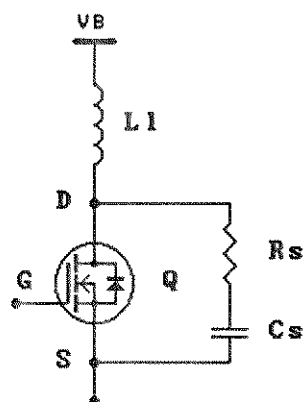


Figura 3.5b Circuito "snubber" não polarizado.

Figura 3.5 Circuito "Snubber" dissipativo polarizado e não polarizado.

O "snubber" dissipativo polarizado é mais eficiente que o não polarizado pelo efeito do diodo, pois a sobretensão em " t_{off} " carrega o capacitor diretamente, originando maior queda de tensão em menor tempo durante a comutação. Nos dois tipos de "snubber" dissipativos, a perda de potência P_p é dada pela expressão a seguir [19] :

$$P_p = \frac{1}{2} V_{d-s}^2 f C_s \quad (3.2-01)$$

Na seleção do capacitor C_s , tem-se o compromisso entre a perda de potência do "snubber" e a taxa dV_{ds}/dt desejada.

A perda de potência do "snubber" é tanto maior quanto maior é a corrente no MOSFET, e maior a frequência de chaveamento. Por isto este circuito é geralmente uti-

lizado em circuitos de chaveamento de baixa potência ou em circuitos onde a eficiência é considerada de interesse secundário.

Os "snubbers" dissipativos, segundo a aplicação para o tempo " t_{off} " ou " t_{on} ", podem ser classificados em:

- "snubber turn-off" ou "snubber shunt", são utilizados geralmente para reduzir as perdas em " t_{off} ", pois o capacitor do "snubber" limita a taxa dv/dt .
- "snubber turn-on" ou "snubber série", são utilizados para reduzir as perdas em " t_{on} ", o indutor do "snubber" limita a di/dt .

Nestes dois tipos há um elemento reativo onde a energia armazenada é dissipada durante a descarga [20]. Em aplicações com carga indutiva, a descarga do capacitor do "snubber shunt" aumenta a corrente de " t_{on} ", e a descarga do indutor série aumenta a tensão " t_{off} ".

"SNUBBER" NÃO DISSIPATIVO.

Neste circuito são utilizados um capacitor, indutor, e diodo. Quando o transistor Q_1 da Figura 3.6 está em "ON", C_1 , C_2 , D_2 , e L_1 formam um circuito ressonante com a fonte. C_1 e C_2 sendo carregados até que a corrente em L_1 seja zero; então os capacitores C_1 e C_2 são carregados a uma tensão próxima à tensão da fonte. Quando o transistor está em corte, os capacitores C_1 e C_2 descarregam através de D_1 e D_3 , respectivamente no circuito de carga. Durante o tempo " t_{off} " do transistor a taxa dv/dt e a corrente do transistor são controlados por C_1 e C_2 . Em " t_{off} " a energia que foi armazenada nos capacitores em " t_{on} " é dissipada na carga.

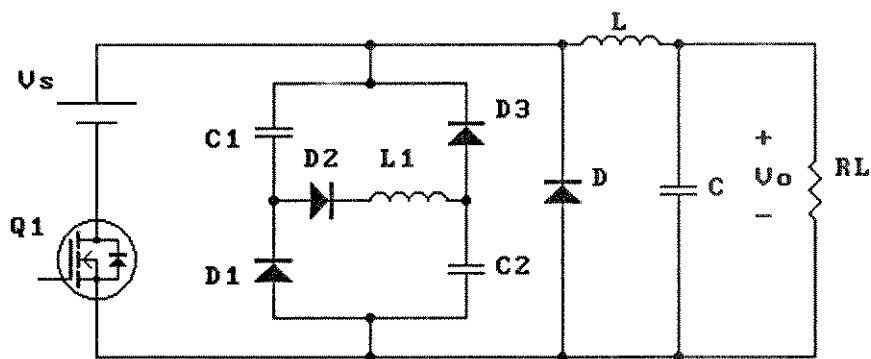


Fig.3.6 Circuito "Snubber" não dissipativo.

3.2.2. CIRCUITOS "SNUBBER".

Na análise dos circuitos "snubber" é assumido que o tempo de chaveamento permanece constante, ainda com forte carga indutiva, com a finalidade de simplificar as equações diferenciais, e ter um conhecimento qualitativo da interação do transistor e o circuito "snubber" [20]. Em realidade o tempo de chaveamento não é constante, pois é função dos parâmetros do "snubber".

Tem-se então [20] :

- Em " t_{on} ", a queda de tensão é uma função linear determinada pelas características do transistor. A subida de corrente é determinada pelo "snubber" série. Diminui o pico de corrente.
- Em " t_{off} " a queda de corrente é uma função linear determinada pelas características do transistor, enquanto a subida da tensão é determinada pela ação resultante do "snubber shunt". Diminui o pico de sobretensão.

Pelo exposto acima tem-se a definição dos "snubber" do tipo série ou "shunt" em: pequeno, normal e grande. Estes implicam diferentes formas de onda durante o chaveamento, como as observadas na Figura 3.7.

- O "snubber" normal é definido quando a tensão e corrente atingem seus valores finais ao mesmo tempo.
- O "snubber" pequeno é definido quando a corrente atinge seu valor final antes que a tensão, durante o tempo de chaveamento.
- O "snubber" grande, é definido quando a tensão atinge seu valor final antes que a corrente, durante o tempo de chaveamento.

O tempo de chaveamento é definido como o tempo que a tensão ou a corrente atingem seu valor final.

Alguns valores de capacitância ou indutância minimizam as perdas totais de chaveamento, incluindo o transistor e a energia armazenada no "snubber". Selecionando o "snubber" ótimo, a perda do transistor é reduzida a 1/3 do seu valor sem "snubber" ou a mesma para o caso de carga resistiva, assumindo que o tempo total de chaveamento é o mesmo para todas as condições.

Na Figura 7 de [20] numa faixa do eixo de perdas relativas perto do valor mínimo, a perda total é relativamente insensível às variações do tamanho do "snubber". O critério mais importante na seleção do "snubber" neste trabalho foi limitar a sobre-tensão V_{d-s} do MOSFET a uma porcentagem acima da tensão aplicada. Adotou-se uma faixa de 10% a 15% de sobretensão do MOSFET acima da tensão aplicada ($V_B=96\text{ V}$), durante a comutação.

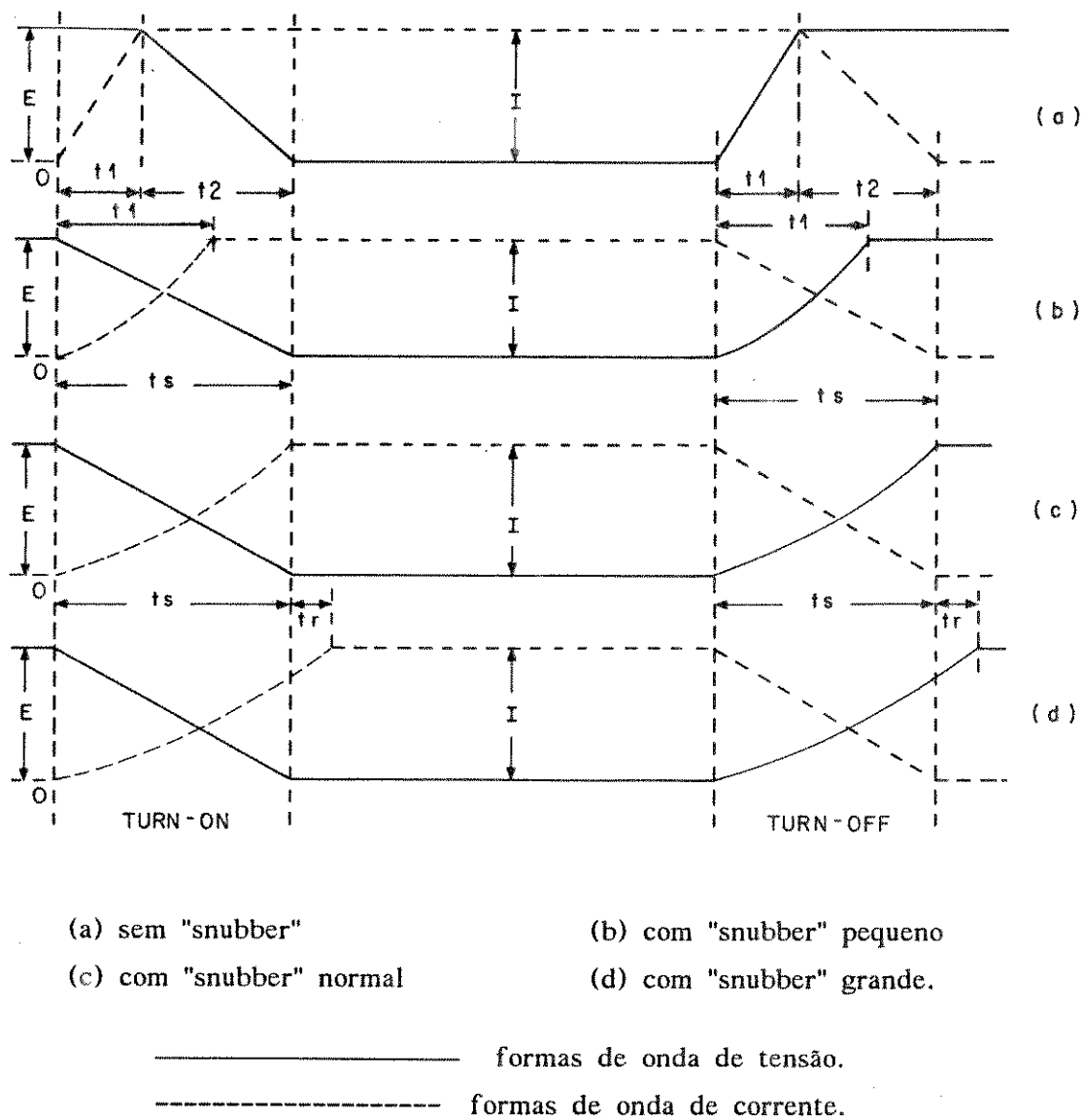


Figura 3.7 Efeitos do circuito "snubber" tipo série ou "shunt" num transistor chaveando uma corrente indutiva. Formas de onda para os circuitos "snubber" pequeno, normal e grande [18].

3.2.3 CIRCUITOS DE GRAMPEAMENTO.

Num MOSFET de potência o circuito de ajuda à comutação se reduz geralmente a um circuito de grampeamento. Este tipo de circuito é o mais apropriado em inversores PWM [21].

Existem diversos tipos de circuitos de grampeamento, três deles são mostrados na Figura 3.8. Estes são geralmente utilizados nos diversos tipos de inversores PWM [20]. O tipo de circuito da Figura 3.8c também é aplicado em fontes "flyback". Dependendo da quantidade de energia a ser dissipada segundo a energia armazenada no indutor, pode ou não ser ligado um circuito "snubber" [20].

O princípio de funcionamento destes circuitos é baseado na transferência de energia do elemento indutivo equivalente do circuito a um capacitor, com a finalidade de diminuir as sobretensões que resultam durante a comutação da corrente indutiva.

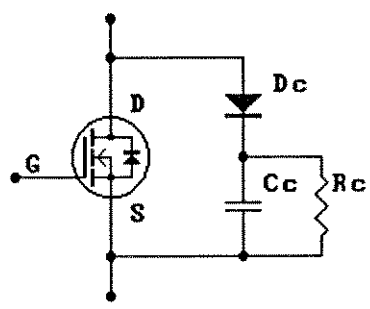


Figura 3.8a Circuito de grampeamento 1

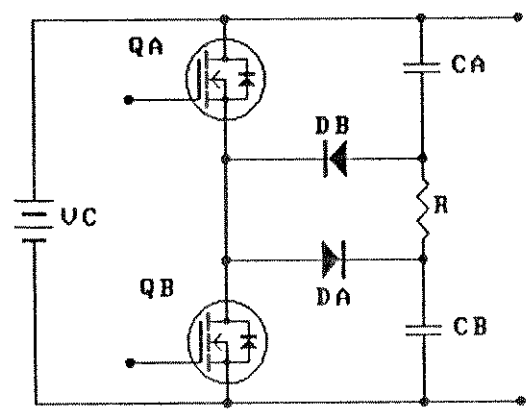


Figura 3.8b Circuito de grampeamento 2

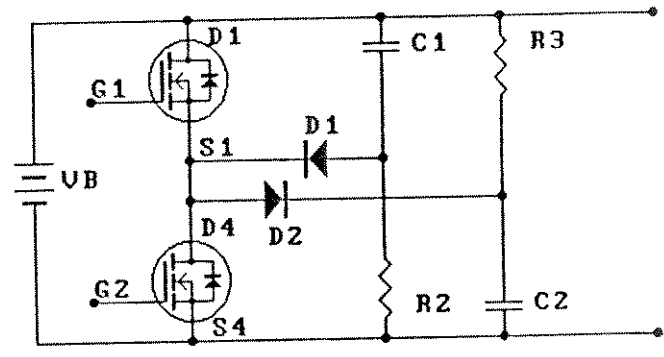


Figura 3.8c Circuito de grampeamento 3.

Figura 3.8 Tipos de circuitos de grampeamento.

O cálculo do circuito de grampeamento está baseado no dimensionamento do elemento capacitivo que deve receber a energia armazenada nos elementos indutivos do circuito envolvido. Os elementos indutivos estão formados pelas indutâncias parasitas intrínsecas dos elementos de chaveamento, da fiação, do indutor formado pelo transformador de acoplamento em fontes chaveadas etc. O capacitor é selecionado segundo o tempo de subida desejado da tensão v_{d-s} durante a comutação da corrente de carga e o nível máximo de sobretensão permissível que pode atingir o MOSFET. A magnitude do capacitor deve ser suficiente para absorver a carga durante o tempo de grampeamento. O resistor é selecionado para dissipar a energia armazenada no capacitor levando-o a um nível mínimo desejado de tensão de descarga. O valor deste resistor se determina segundo o nível de segurança do transistor para as piores condições. O nível mínimo da tensão de descarga do capacitor depende da constante de tempo na descarga e do tipo de configuração utilizado no circuito de grampeamento.

CÁLCULO DOS CIRCUITOS DE GRAMPEAMENTO (FIGURA 3.8)

PARÂM.	TIPO 1	TIPO 2	TIPO 3
$V_{c,max}$	$V_B + \sqrt{\frac{2L}{C}} I_L$	$V_B + \sqrt{\frac{2L}{C}} I_L$	$V_B + \sqrt{\frac{2L}{C}} I_L$
$W_{perda de energia}$	$\frac{1}{2} C [V_{c,max}^2 - V_c^2(0)]$	$\frac{1}{2} C [V_{c,max} - V_B]^2 + [V_B^2 - V_c(0)^2]$	$\frac{1}{2} C [V_{c,max} - V_B]^2 = L I_L^2$
ΔV_c	$V_B + 2W_L I_L - V_c(0)$	$V_B + 2W_L I_L - V_c(0)$	$2W_L I_L$
C_c	$2L \left[\frac{I_L}{\chi V_B} \right]^2$	$2L \left[\frac{I_L}{\chi V_B} \right]^2$	$2L \left[\frac{I_L}{\chi V_B} \right]^2$
R_c	$\leq \left[\frac{T}{2 Z_1 C} \right]$ $Z_1 = - \ln \left(\frac{1}{1 + \chi} \right)$ $= \frac{T}{2R C}$	$\leq \left[\frac{T}{2 Z_2 C} \right]$ $Z_2 = - \ln \left(\frac{0,01}{\chi} \right)$ $= \frac{T}{2R C}$	$\leq \left[\frac{T}{2 Z_2 C} \right]$ $Z_2 = - \ln \left(\frac{0,01}{\chi} \right)$ $= \frac{T}{2R C}$

$$\chi = \frac{V_{c,max} - V_B}{V_B} . 100 \leq 25\%, \quad \% \text{ de sobretensão máxima nos terminais da chave.}$$

A energia absorvida pelo capacitor C_c é liberada do transistor diminuindo as perdas e portanto diminuindo o aquecimento.

Na Figura 3.11 estão representadas as formas de onda de v_{d-s} e i_{d-s} do transistor, para a combinação dos circuitos de grampeamento e "snubber" do tipo grande. Este "snubber" faz com que o tempo de subida da tensão v_{d-s} seja maior que no caso da Figura 3.10, onde se tem somente o efeito do circuito de grampeamento. O tempo de atraso da comutação é maior.

Durante a subida da tensão a partir de $v_{d-s} = V$ o capacitor do "snubber" é sobrecarregado durante um tempo t_a (Figura 3.11), a energia correspondente é liberada do transistor diminuindo suas perdas. Depois deste tempo t_a , o capacitor do circuito de grampeamento C_c é carregado, grampeando a tensão V_{d-s} ao nível V_{OV} . Durante o tempo t_{OV} a onda de sobretensão na descida atinge o nível V_{OV} , e deixa de atuar o circuito de grampeamento. A tensão v_{d-s} continua descendo de V_{OV} até o valor V , durante esta faixa o capacitor descarrega entregando energia à fonte.

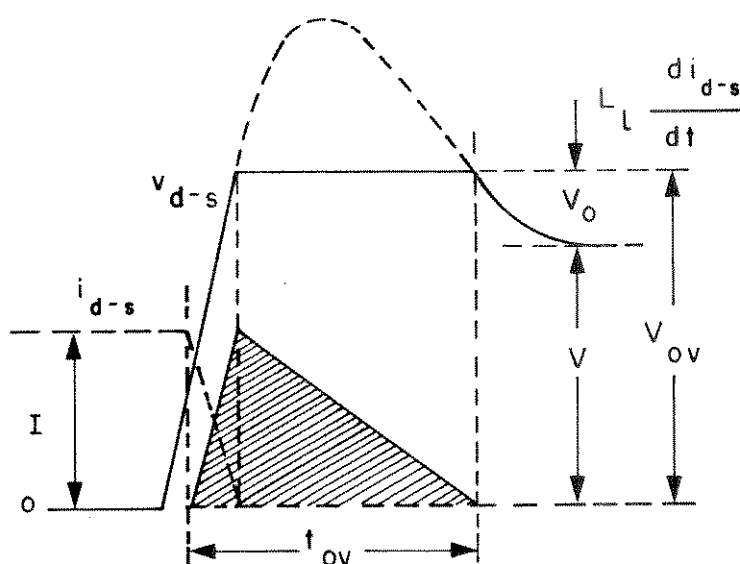


Figura 3.10 Operação do circuito de grampeamento. Formas de onda da tensão V_{d-s} e corrente i_{d-s} . A area cheia representa a carga do capacitor do circuito de grampeamento.

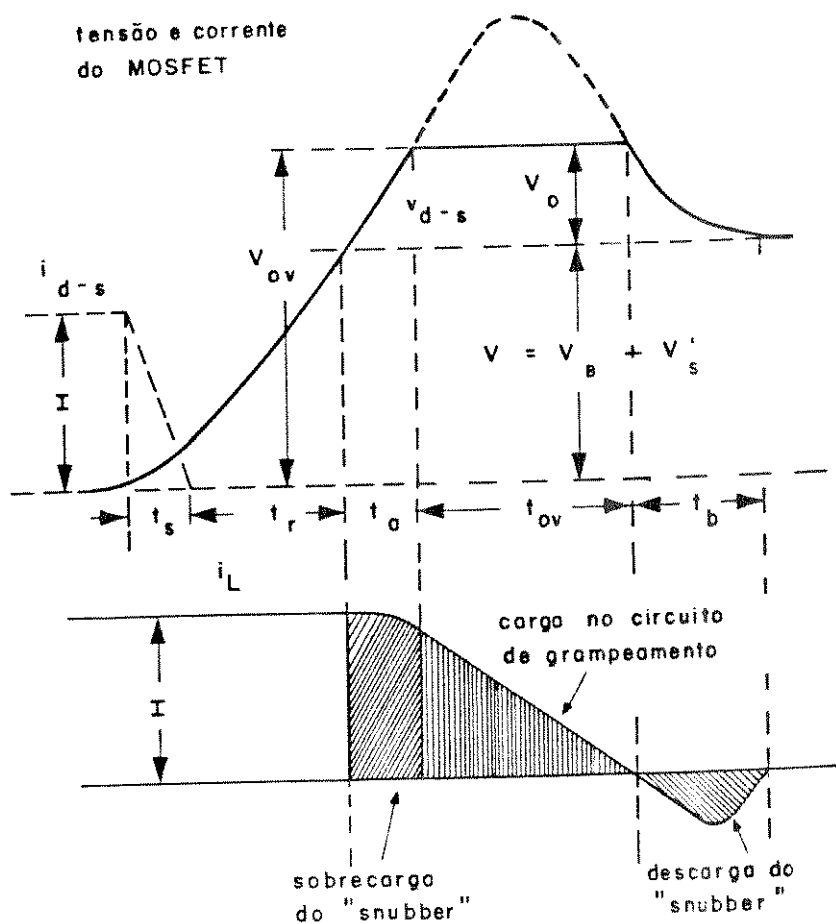


Figura 3.11 Operação do circuito de grampeamento e circuito "snubber". Formas de onda de V_{d-s} e i_{d-s} durante a comutação de condução a corte.

4. FONTES PRINCIPAL E AUXILIARES DO INVERSOR

A fonte principal de alimentação do inversor é constituída por um banco de baterias do tipo tracionárias recarregáveis, de 96 V, 90 A-H. Durante o desenvolvimento e teste em laboratório foi utilizado um sistema de transformador com enrolamentos estrela-triângulo e retificador em configuração ponte trifásica de 1,5 Kw a uma tensão de 70 a 96 V contínuos, a partir de uma fonte trifásica de 220 V, 60 Hz com um auto-transformador trifásico. Na saída do retificador foi utilizado um filtro capacitivo de 19.000 uFd (Figura 4.1).

As duas fontes auxiliares chaveadas utilizadas, são do tipo "flyback" com tensão de entrada de 70 Vdc mínima e 96 Vdc máxima. Cada uma delas tem 4 saídas simétricas e duas saídas simples, de 12 Vdc. Se utilizam quatro saídas para alimentar a placa dos circuitos de comando com acoplamento óptico e duas saídas para alimentar os circuitos de proteção contra sobrecorrentes do inversor. A placa dos circuitos de comando com acoplamento magnético precisa somente de uma saída simples de 12 Vdc.

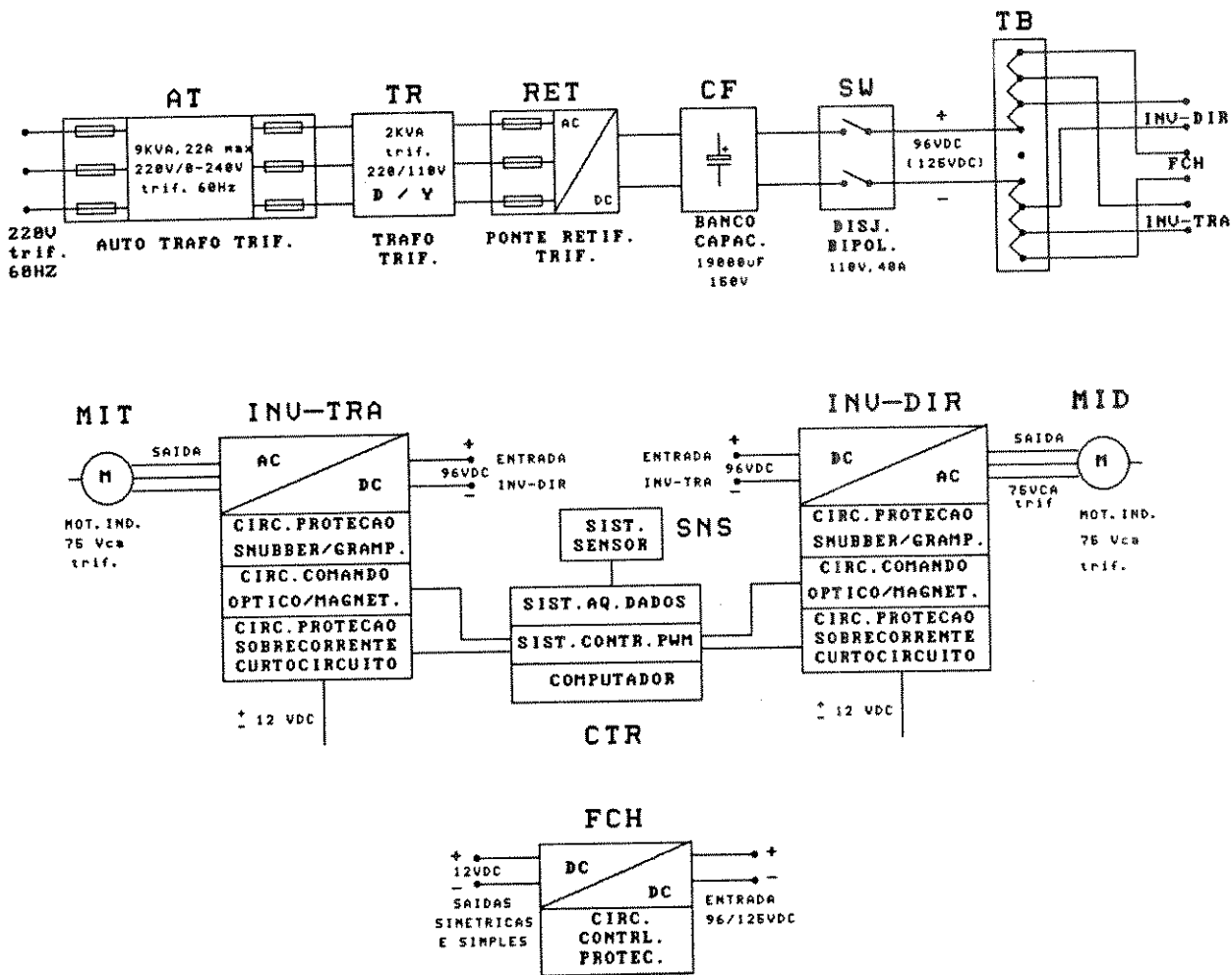


Figura 4.1 Diagrama de blocos do circuito de alimentação do AGV.

5. HARDWARE

5.1 CONSIDERAÇÕES DO PROJETO

5.1.1. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR

Foram feitos os seguintes ensaios no motor:

- motor em vazio
- rotor bloqueado
- medição de resistências estatóricas

Os dados nominais estão contidos na Tabela 8.2, os dados dos ensaios na Tabela 8.3 e os parâmetros do motor na Tabela 8.4 em 8.2.3. Os parâmetros do motor foram calculados segundo o procedimento indicado na Tabela 8.1, em 8.2.2, [6], [11].

5.1.2. CONDIÇÕES DE TRABALHO DO MOTOR E INVERSOR

a. Condições de estado permanente ou de regime.

Os dados utilizados são: velocidade máxima do motor, tensão, frequência de alimentação e torque de carga constantes, com os quais se determinam a tensão mínima e a corrente máxima permanente que deve fornecer o inversor à frequência correspondente à velocidade máxima do veículo. Os dados do inversor como a frequência de chaveamento, corrente máxima e tensão máxima, são utilizados junto com os parâmetros característicos dos MOSFET's para fazer o cálculo das sobretensões produzidas por chaveamento e de valor mínimo de ajuste da proteção de sobrecorrente.

b. Condições de estado transitório.

Calculam-se a tensão e corrente que o inversor deve fornecer para diferentes frequências, durante a partida do motor segundo o perfil de velocidade imposto. Assim também se calcula o torque do motor para diferentes condições de carga. Todo este conjunto de cálculos é feito através de um programa de simulação que permite fazer observações prévias à implementação do conjunto inversor-motor. As equações de simulação estão dadas em (8.3). Para simplificar o modelo do inversor não se teve em conta o tempo morto e o tempo de comutação da tensão e corrente com a finalidade de observar a influência das variações de carga, tensão e frequência de alimentação do motor.

Foi efetuada a simulação do chaveamento do MOSFET para o estado de condução e de corte, segundo o indicado em (2.4.2) e as equações (2.4-16) até (2.4-23). É determinado o nível máximo permissível de sobretensão transitória e logo os circuitos de

proteção que se devem aplicar para obter o nível permissível de sobretensão assim como também a informação de se é necessário ou não alterar os tempos de subida ou descida da tensão e corrente no MOSFET durante a comutação. Nesta etapa se fazem as considerações do projeto do circuito de comando dos MOSFET's.

Considerando as características nominais do AGV nas equações do sistema eletromecânico do acionamento se calcula o torque de carga correspondente no eixo do motor para diferentes condições de trabalho do veículo. Estes valores são comparados com os correspondentes do torque elétrico do motor considerando o fluxo magnético constante no entreferro durante a partida do motor.

O esquema da Figura 5.1 mostra os componentes do sistema eletromecânico de acionamento do veículo. Este sistema abrange duas partes: o acionamento do sistema de tração e o acionamento do sistema de direção. O sistema de acionamento de tração abrange um motor de indução e um redutor de engrenagens em cujo eixo terminal está acoplado a roda dianteira do veículo. O sistema de acionamento da direção abrange um motor de indução e um redutor de polia. O centro da polia é coincidente com o eixo vertical do mecanismo de acionamento de tração.

Tem-se as seguintes equações dinâmicas do veículo referidas ao eixo do motor de tração:

$$T_L = T_M + T_{\text{eixo}} + T_{\text{at}} \quad (5-01)$$

Foi adotada da equação empírica: $T_{\text{at}} = (0.08 + 0.15)T_{\text{nm}}$ a eq.(5-02).

$$T_{\text{at}} \cong 0.11T_{\text{nm}} \quad (5-02)$$

$$T_M = M_t R_t^2 \left(\frac{w_1}{w_m} \right)^2 \frac{dw_{mt}}{dt} \quad (5-03)$$

$$w_1 = w_{rt} = \frac{r_3}{r_1} w_{mt} \quad (5-04)$$

$$T_{\text{eixo}} = \left[(J_m + J_3) + (J_1 + J_r) \left(\frac{w_1}{w_m} \right)^2 + J_2 \left(\frac{w_2}{w_m} \right)^2 \right] \frac{dw_{mt}}{dt} \quad (5-05)$$

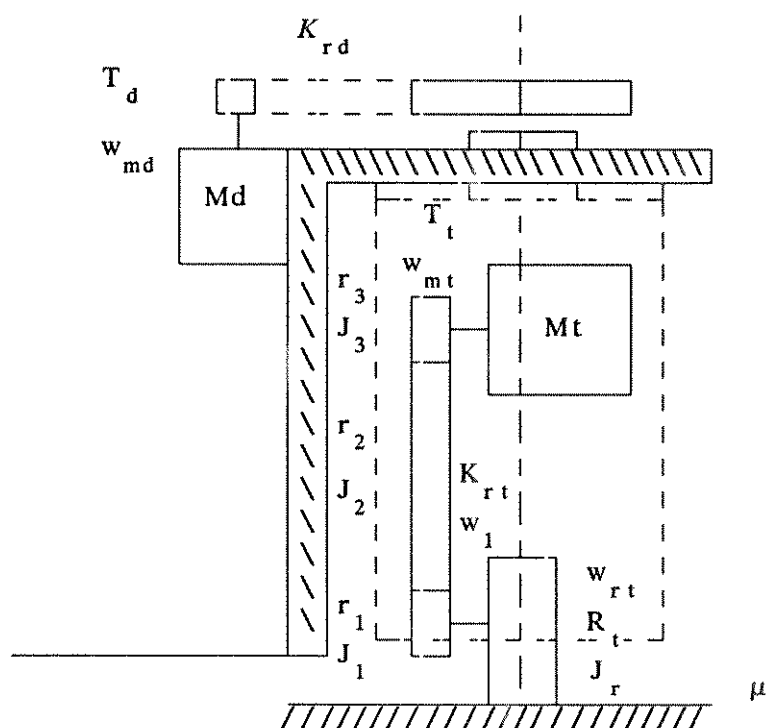


Figura 5.1 Esquema do sistema de acionamento eletromecânico do veículo AGV.

5.2. PROJETO DO INVERSOR

PROCEDIMENTO DO PROJETO DO INVERSOR PWM COMO FONTE DE TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO.

1. DADOS

- 1.1. motor
- 1.2. acionamento eletromecânico e carga.
- 1.3. inversor trifásico.

2. CÁLCULOS

- 2.1. Simulação do motor-inversor segundo o perfil de velocidade imposta ao motor.

Resultados:

$$v_{as}, i_{as}, f_e, w_m, T_e.$$

- 2.2. Simulação do chaveamento dos transistores MOSFET.

Resultados:

$$V_{ds,max}, \text{tempos de comutação e frequência de chaveamento.}$$

- 2.2.1. Projeto do circuito de proteção contra sobretensões internas no MOSFET.
Circuito "snubber" e circuitos de grampeamento.

- 2.3. Cálculo das magnitudes dos parâmetros de ajuste do circuito de proteção.

- 2.4. Projeto dos circuitos de comando.

- circuito de comando com acoplamento óptico
- circuito de comando com acoplamento magnético

- 2.5. Projeto das fontes principal e auxiliares.

- retificador trifásico e fontes chaveadas.

PROGRAMA DE SIMULAÇÃO DO CONJUNTO MOTOR-INVERSOR

DADOS

- Parâmetros do motor (Tab.8.4).
- parâmetros do perfil de velocidade (eqs.2.2:45,54).
- parâmetros do sistema eletromecânico (Fig.5.1).
- parâmetros da fonte de tensão principal.
- parâmetros do inversor (B.1, B.2 em 8.3).

SELEÇÃO DE ALTERNATIVAS:

- tipo de fonte de tensão de alimentação do motor de indução.
- magnitude de tensão da fonte de alimentação do motor.
- frequência da tensão de alimentação do motor
- número de pulsos para o inversor PWM.

C Á L C U L O S

PERFIL DE VELOCIDADE IMPOSTA AO MOTOR

- Cálculo da velocidade no eixo do motor segundo a função do perfil de velocidade imposta.
- Cálculo da frequência fundamental da tensão de saída do inversor PWM, mantendo o fluxo no entreferro constante, segundo a relação $K_0 = v/f$

MODELO DO INVERSOR DE ONDA QUADRADA E PWM.
EQUAÇÕES DO INVERSOR REFERIDOS AOS EIXOS D-Q DO
MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO.

- Cálculo das funções de chaveamento do inversor de onda quadrada: G_{qs} , G_{ds} em função do tempo e frequência f_e segundo o perfil de velocidade imposta ao motor.
- cálculo da função de modulação P_M do inversor PWM, em função do tempo e frequência f_e .
- Cálculo das tensões de saída do inversor de onda quadrada e PWM, nos eixos $d-q$ do modelo dinâmico do motor de indução.

MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO

- Cálculo dos fluxos e correntes do motor em função do tempo, das tensões aplicadas no estator e rotor, e parâmetros do motor.
- Cálculo do conjugado eletromagnético, velocidade mecânica, escorregamento, e corrente do motor.

5.2.1. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DOS INVERSORES PWM E DE ONDA QUADRADA LIGADOS A UM MOTOR DE INDUÇÃO.

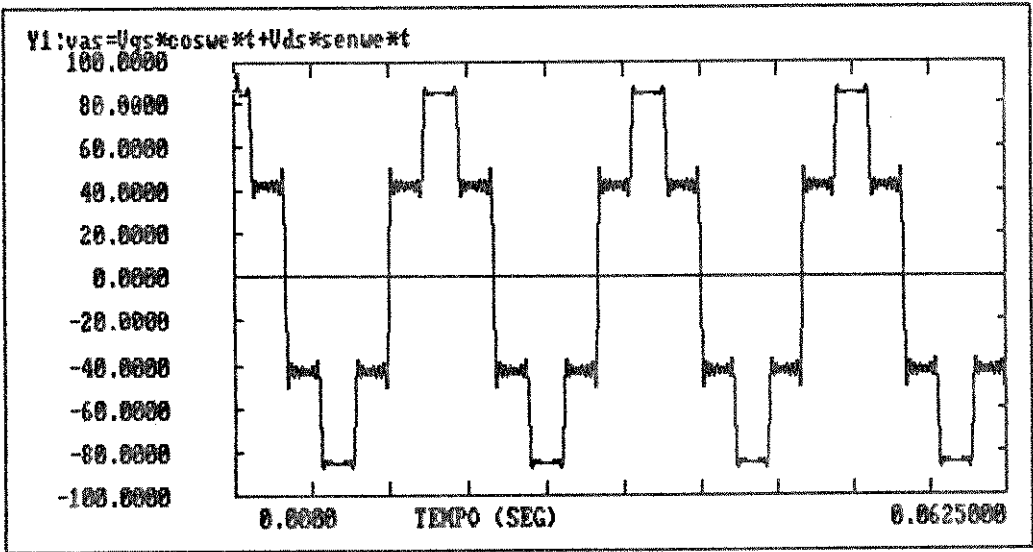


Figura 5.2a Forma de onda da tensão de fase

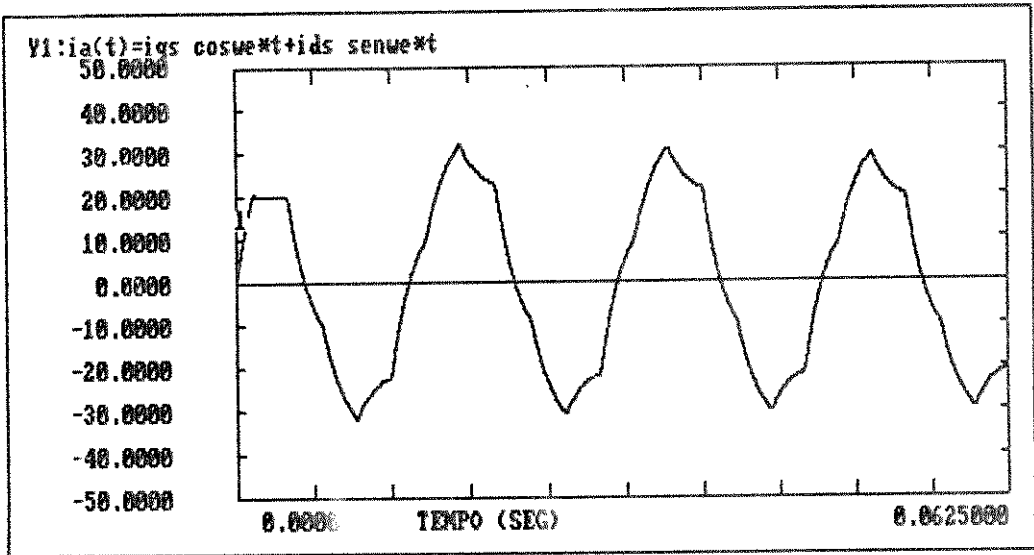


Figura 5.2b Forma de onda da corrente de linha

Figura 5.2 Formas de onda de tensão e corrente de saída do inversor de onda quadrada no modo contínuo, ligado ao motor de indução.

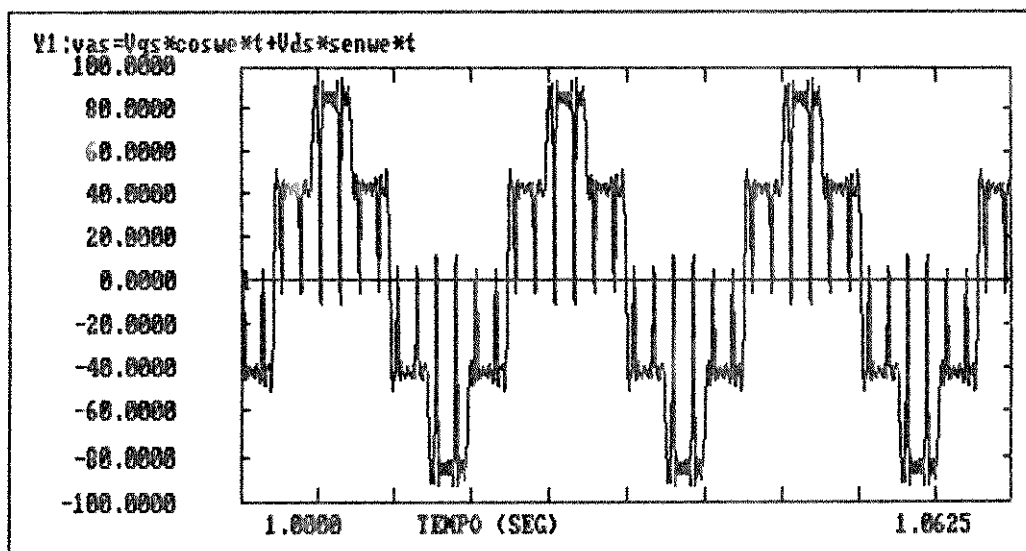


Figura 5.3a Forma de onda da tensão de fase na saída do inversor PWM

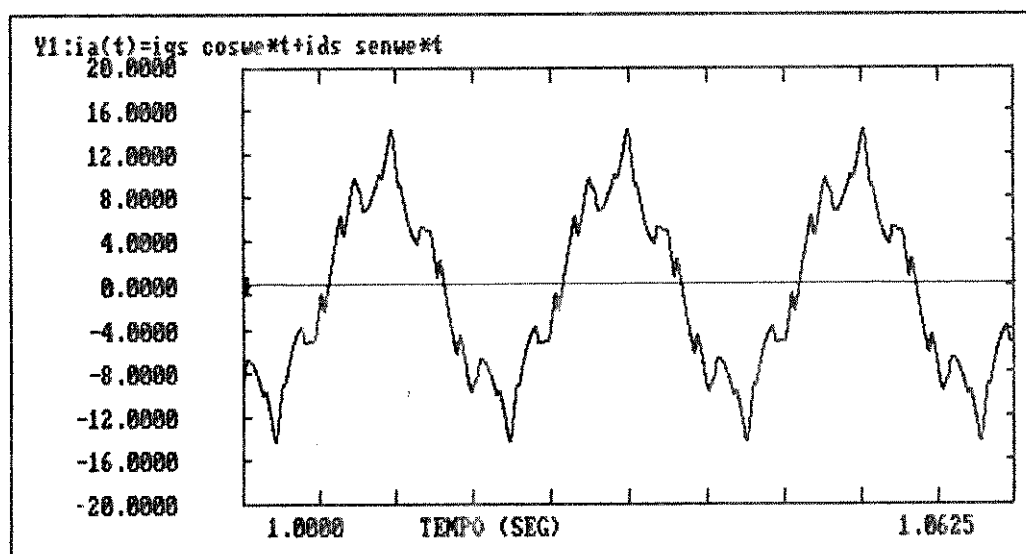


Figura 5.3b Forma de onda de corrente de linha na saída do inversor PWM

Figura 5.3 Formas de onda de tensão e corrente de saída do inversor PWM, ligado ao motor de indução. $N_p = 12$, $f = 50\text{Hz}$.

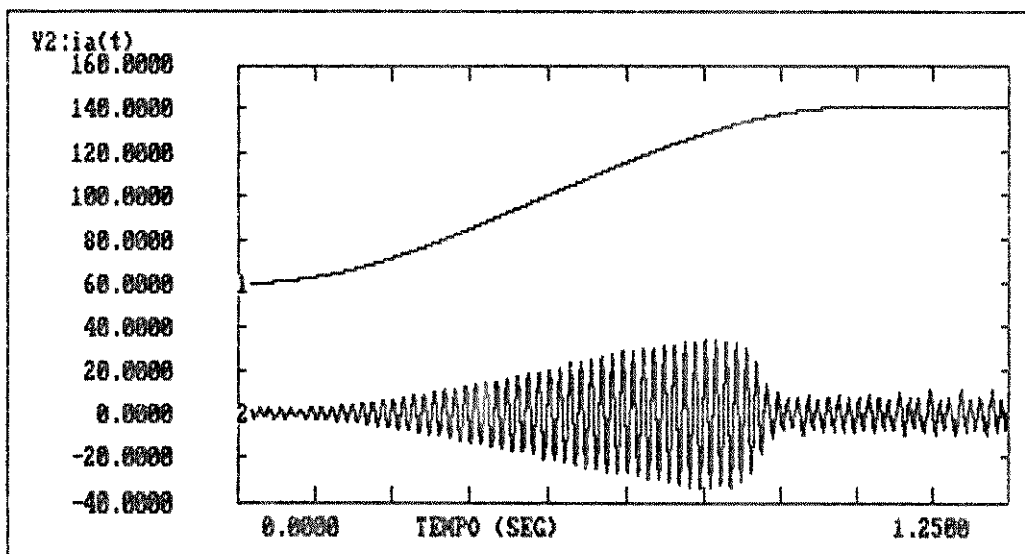


Figura 5.4a Corrente de fase $i_a(t)$ do motor de indução durante a partida, segundo o perfil de velocidade (vel) imposta ao motor.
 Escala: VERT (1) $vel - 0,25 \text{ m/seg/div}$, (2) $ia(t) - 20A/div$.
 HORIZ $t - 0,125 \text{ seg/div}$

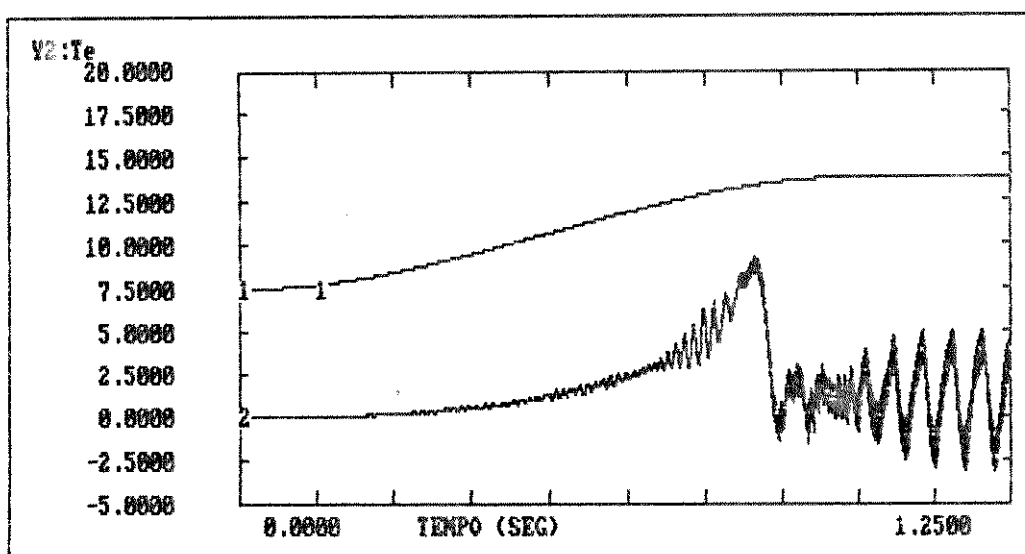


Figura 5.4b Torque elétrico do motor de indução durante a partida, segundo o perfil de velocidade imposta ao motor.
 Escala: VERT (1) $vel - 0,25 \text{ m/seg/div}$, (2) $Te - 2,5 \text{ N-m/div}$.
 HORIZ $t - 0,125 \text{ seg/div}$

Figura 5.4 Corrente de fase e torque elétrico durante a partida do motor de indução ligado ao inversor PWM. $N_p = 24$, $f=60\text{Hz}$.

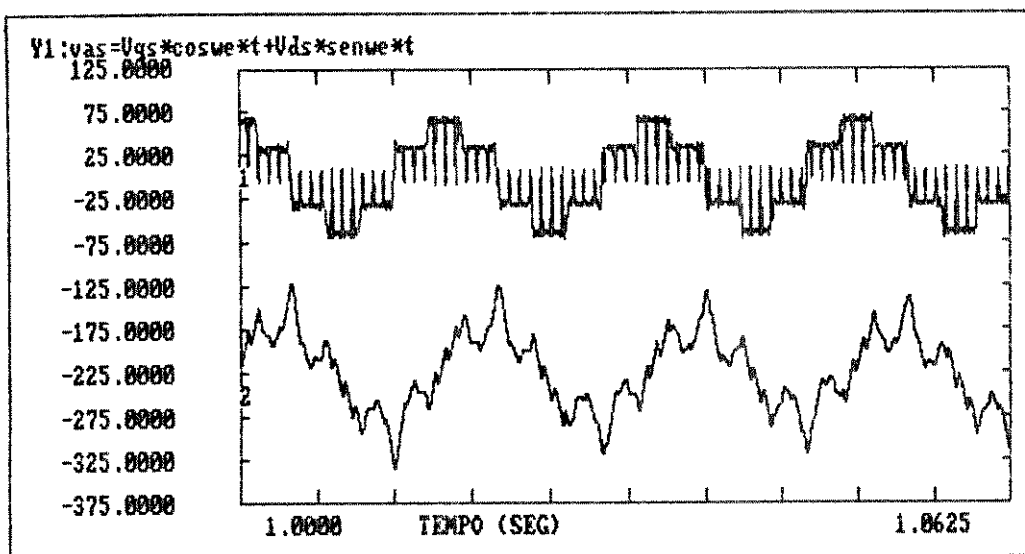


Figura 5.5 Formas de onda da tensão de fase e corrente de linha do motor de indução alimentado por inversor PWM. $N_p = 20$, $f = 60\text{Hz}$.
Escala: VERT (1) $v_{as} - 50\text{ V/div}$, (2) $i_a - 5\text{ A/div}$.
HORIZ $t - 6,25\text{ msec/div}$

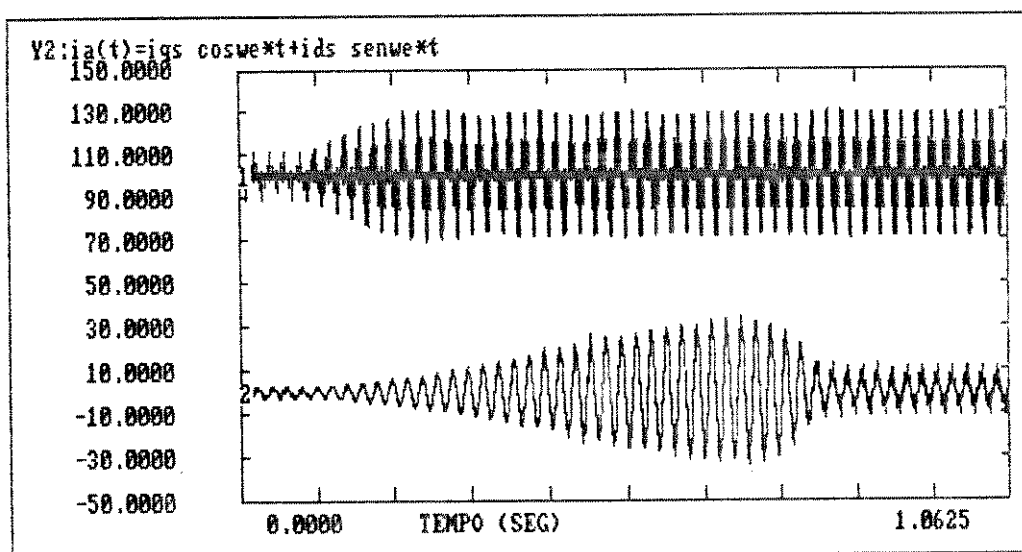


Figura 5.6 Formas de onda da tensão de fase e corrente de linha durante a partida do motor segundo o perfil de velocidade utilizado, com inversor PWM
Escala: VERT (1) $v_{as} - 50\text{ V/div}$, (2) $i_a - 20\text{ A/div}$.
HORIZ $t - 106,25\text{ msec/div}$

5.3. CONSTRUÇÃO DO INVERSOR E DAS FONTES

AUXILIARES DE ALIMENTAÇÃO.

5.3.1 MÓDULO DE POTÊNCIA

Durante o desenvolvimento do projeto do AGV, houve duas etapas: na primeira a frequência de chaveamento dos transistores foi de 1 KHz com tensão $V_B=125$ V, e na segunda etapa de 5-10KHz com tensão $V_B=96$ V.

a) Na primeira etapa do projeto a construção do inversor foi feita com transistores MOSFET IRF453 e IRF350 disponíveis no mercado nacional, ambos de 15A, de 450 e 400 V para os motores de tração e direção respectivamente. Os circuitos de comando utilizados são mostrados nas Figuras 2.25 e 2.27c, e os circuitos de proteção de sobrecorrente nas Figuras 3.1 e 3.2.

No inversor desta etapa utilizou-se o diodo intrínseco de cada MOSFET como diodo de recuperação. Foram utilizados circuitos "snubber", para proteger os transistores contra sobretensões transitórias pelo efeito das indutâncias parasitas do circuito (Figura 3.5a).

b) Na segunda etapa houve mudanças na ligação dos transistores do inversor, ligando-se em cada MOSFET um diodo schottky em série para bloquear o diodo intrínseco e em paralelo com este conjunto um diodo do tipo rápido para que trabalhe como diodo de recuperação. Os circuitos "snubber" foram substituídos por circuitos de grampeamento por produzirem menores perdas, protegem os transistores e não acrescentam as perdas próprias. Quando o inversor trabalha em frequências de chaveamento maiores, tem-se maiores perdas e maiores níveis de sobretensão; as taxas dv/dt e di/dt também mudam.

Os transistores do inversor estão ligados na configuração ponte trifásica tendo todos eles diodos tipo Schottky e diodos do tipo de recuperação rápida, cada transistor está ligado em paralelo com um circuito de grampeamento do tipo da Figura 3.8c, para cortar os picos de sobretensão em aproximadamente 150V com $I_L(rms)=15$ A.

Os circuitos de grampeamento, os diodos série e paralelo dos transistores e a barra de alimentação estão montados numa placa e estão ligados bem pertos de cada transistor, para diminuir as indutâncias parasitas, em forma idêntica à placa construída na versão da primeira etapa do projeto.

Foram também utilizados módulos de transistores MOSFET duplos (JD224503, 30A, 450V, POWEREX), numa ponte trifásica. Nestes módulos os MOSFET's têm dois diodos específicos: um diodo do tipo Schottky em série e outro de recuperação rápida em paralelo, precisando o inversor somente dos circuitos de grampeamento.

5.3.2 PLACA DO CIRCUITO DE COMANDO.

Foram desenvolvidos dois tipos de circuitos de comando: um com acoplamento óptico e outro com acoplamento magnético, construindo-se as placas respectivas para os inversores. A placa dos circuitos de comando com acoplamento óptico no primeiro protótipo é idêntico ao indicado na Figura 2.25. Esta placa recebe os sinais de controle PWM do computador do AGV e os entrega em forma isolada a cada circuito de porta dos MOSFET's em dois níveis de tensão: +12V e -12V, o primeiro nível durante a condução e o segundo nível durante o bloqueio do MOSFET ajudando a descarregar mais rapidamente a capacitância de entrada. Os componentes de isolamento utilizados foram os optoacopladores TIL111 e CNY21, estes dois têm frequências limites de aproximadamente 4 e 8 KHz respectivamente sem produzir distorções nos sinais PWM. No segundo protótipo foi utilizado um optoacoplador bem mais rápido o HCPL2601 para ser utilizado nos inversores com frequência de chaveamento maiores de 10 KHz. A figura mostrada em 6.1.1, corresponde ao sinal processado através do optoacoplador CNY21, onde pode ser observado que praticamente não há distorção da forma de onda da tensão de entrada do MOSFET (porta-fonte) e tensão de saída (dreno-fonte).

Os circuitos de comando com acoplamento magnético desenvolvido são representados nas Figuras 2.27b e 2.27c; o tamanho da placa para ser usado com o inversor é aproximadamente 30% maior em área em relação ao circuito de comando com acoplamento óptico. O custo maior dos componentes está nos transformadores de pulsos que utilizam núcleos RMS-6S da THORNTON (aprox. 2\$ USA), mas menor em custo em relação ao optoacoplador HCPL2601(aprox. 6\$ USA). Pode ser usado até frequências de chaveamento de 20 KHz, praticamente sem distorção e tempo de atraso máximo de 1 μ S que corresponde ao período dos pulsos de 1MHz utilizados no circuito e que pode diminuir se são usadas frequências maiores.

5.3.3 PLACA DO CIRCUITO DE SOBRECORRENTE E CURTO-CIRCUITO

O circuito de proteção de sobrecorrente foi projetado para proteger cada perna do inversor contra curto-circuitos e cada um dos MOSFET's contra sobrecorrentes, atuando em aproximadamente 1/2 ciclo da frequência de chaveamento. A placa correspondente ligada a cada inversor tem 6 módulos, cada um dos três da parte superior da ponte tem seu circuito idêntico ao mostrado na Figura 3.1, e os outros três da parte inferior da ponte ao circuito da Figura 3.2. O ajuste da proteção é feito para não ultrapassar o valor nominal de corrente dos transistores do inversor à frequência de trabalho. Este valor de corrente se ajusta no fator de (1.15-2) da corrente nominal do motor, sendo o inversor mais sensível que o motor para o valor máximo de corrente. O processo de cálculo dos valores de ajuste dos parâmetros envolvidos é dado no resumo da Figura 3.4. Tem-se em conta que o valor máximo da corrente do motor acontece durante a partida,

para uma dada carga do veículo e do perfil de velocidade imposta, sendo este valor muito menor que o obtido em condições de partida com tensão plena. O valor máximo depende também do método de controle PWM utilizado, pois dele depende ter um maior ou menor conteúdo de componentes harmônicas de corrente.

OBSERVAÇÕES

- Durante os testes em bancada a fonte principal de alimentação foi um retificador trifásico com autotransformador de entrada e filtro capacitivo na saída, cujo circuito é mostrado na Figura 4.1. Os primeiros testes foram feitos com 70 Vdc e posteriormente com 96 Vdc. O veículo tem um banco de baterias de 96 Vdc como fonte de alimentação.

- O tipo de controle PWM do inversor modelado é diferente do correspondente ao CI HEF4752V utilizado. As formas de onda da corrente de fase do motor simulado têm maior conteúdo de harmônicas comparadas com as formas de onda resultantes com o CI indicado, porque não se aplicou nenhum mecanismo de redução do conteúdo de harmônicas, mas a simulação do conjunto inversor-motor permite observar as variações dos parâmetros característicos em função de diversas magnitudes de carga e frequência da tensão aplicada ao motor. Isto permitiu ter uma idéia melhor do comportamento dinâmico do conjunto pois se obteve um conhecimento mais próximo da ordem de grandeza dos parâmetros necessários na fase inicial do projeto.

O perfil de velocidade imposta ao motor corresponde a uma cossenóide com o período igual a 2 vezes o tempo de aceleração para obter uma velocidade máxima no veículo de 1m/seg.

A fonte auxiliar de cada inversor é do tipo "flyback", projetada com tensão de entrada de 96 Vdc e seis saídas secundárias: quatro saídas simétricas de ± 12 Vdc, 1A para os circuitos de comando e duas saídas simples de 12Vdc, 1A para os circuitos de proteção. Foram utilizados núcleos de ferrite da Thornton e tiveram-se duas versões de fontes, uma utilizando transistor MOSFET e a outra utilizando transistor bipolar, em ambas versões aplicaram-se circuitos de grampeamento contra sobretensões transitórias internas.

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

6.1. Inversor PWM

a) Condições de regime.

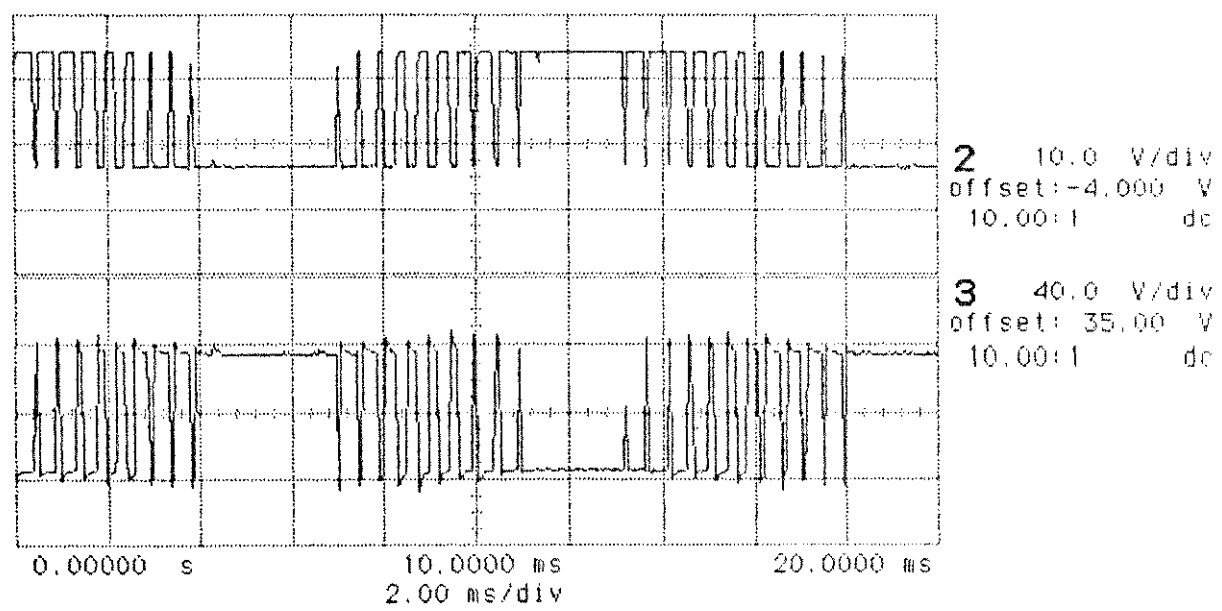


Figura 6.1.1 Formas de onda do inversor PWM: a) sinal PWM nos terminais de porta do MOSFET (2), b) Tensão dreno-fonte do MOSFET (3).

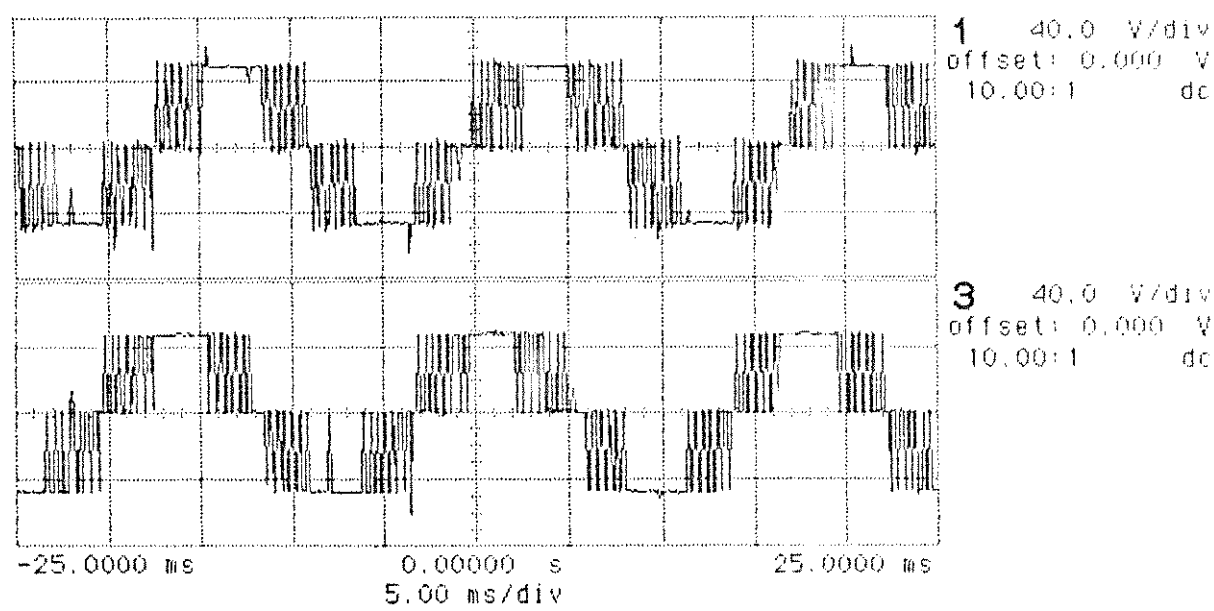


Figura 6.1.2 Formas de onda das tensões de linha do inversor PWM.

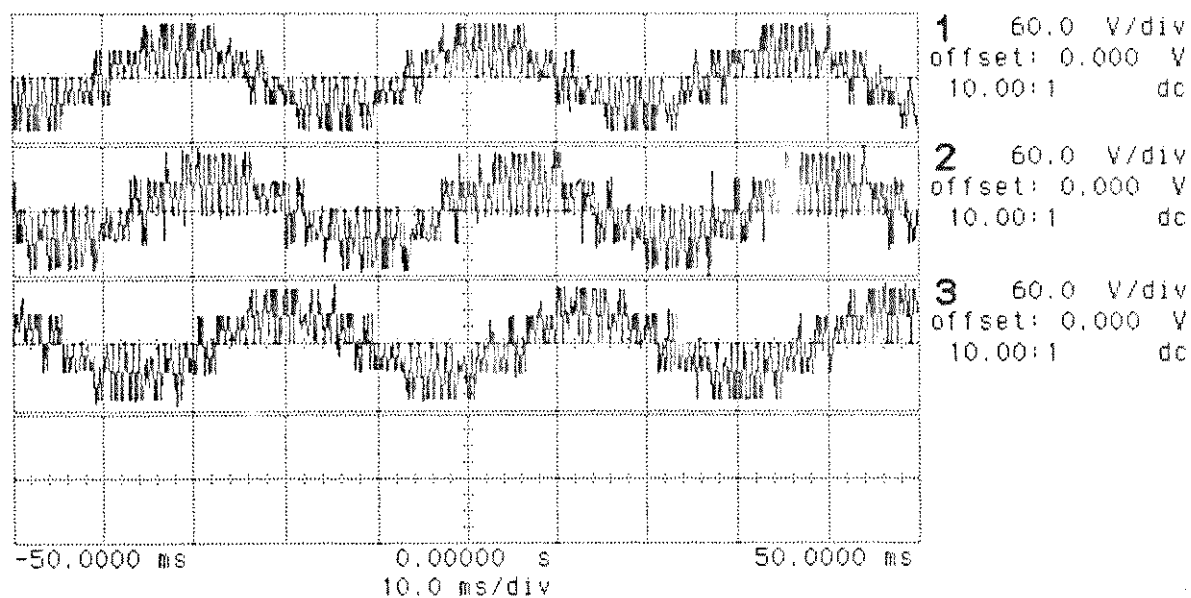


Figura 6.1.3 Formas de onda das tensões de fase do inversor com carga resistiva.
 $f=30$ Hz.

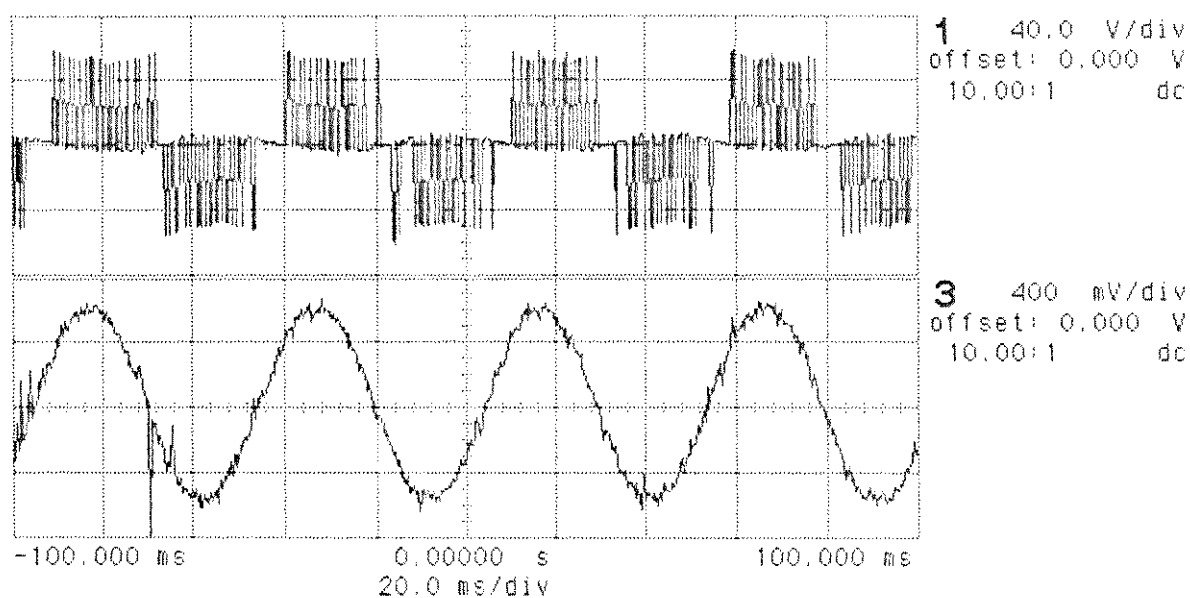


Figura 6.1.4 Formas de onda da tensão de linha (1) e corrente de linha (3) do inversor com carga indutiva. $f=20$ Hz.

b) Condições do estado transitório.

b.1) Partida do motor de indução com tensão de alimentação fornecida pelo inversor PWM a frequência (f) constante.

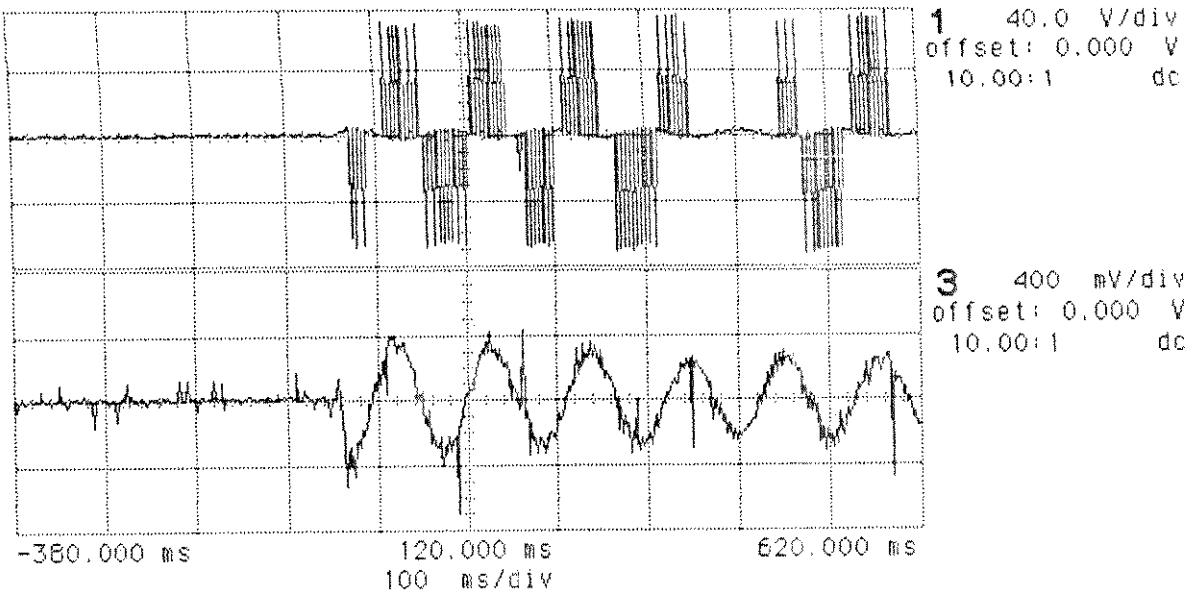


Figura 6.1.5 Formas de onda da tensão de linha e corrente de linha ($f= 10$ Hz).

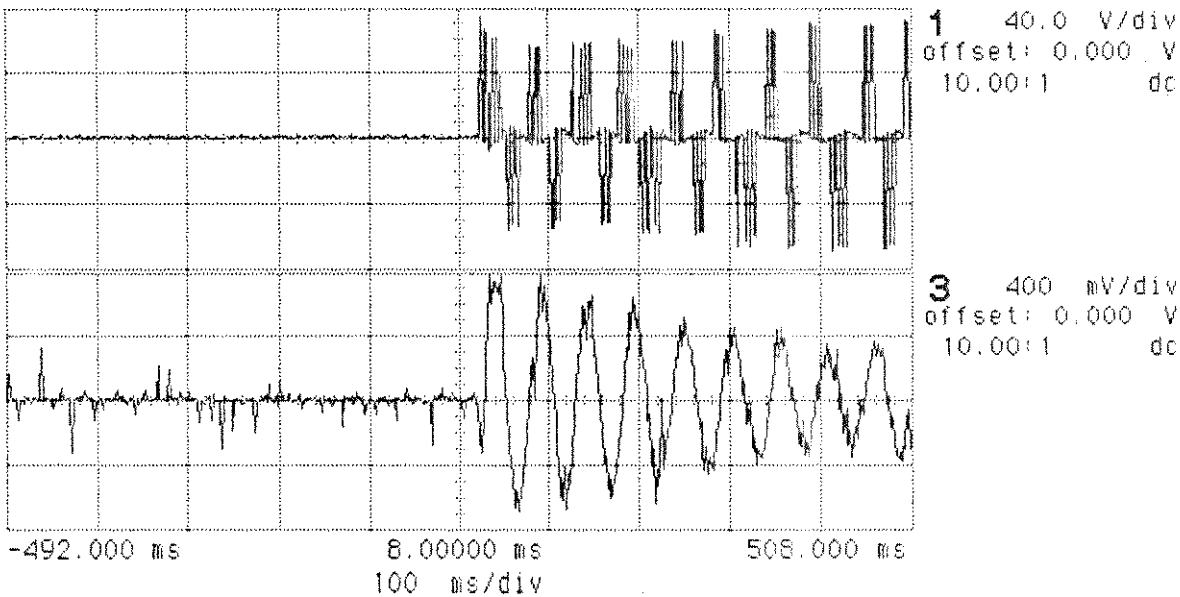


Figura 6.1.6 Formas de onda da tensão de linha e corrente de linha ($f= 20$ Hz).

b.2) Partida do motor de indução. Perfil de velocidade cossenoidal.

Fonte de alimentação: inversor PWM. ($f_i = 2\text{Hz}$, $f = 30\text{ Hz}$)

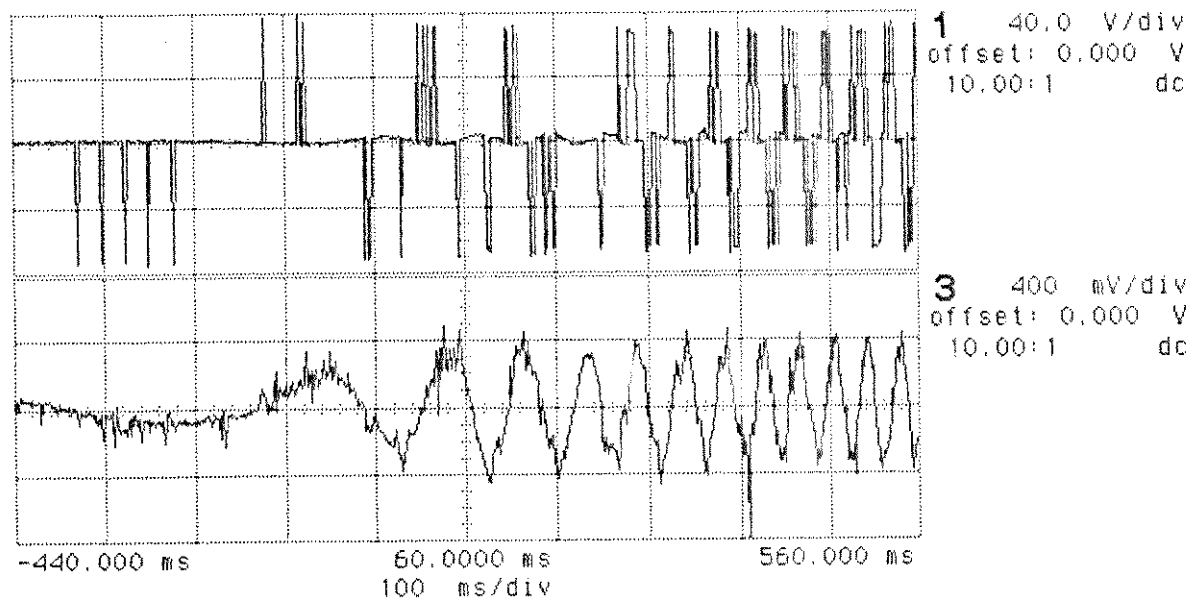


Figura 6.1.7 Partida do motor de indução. Perfil de velocidade cossenoidal.

Fonte de alimentação: inversor PWM. ($f_i = 2\text{Hz}$, $f = 30\text{ Hz}$).

Formas de onda da tensão e corrente de linha do motor.

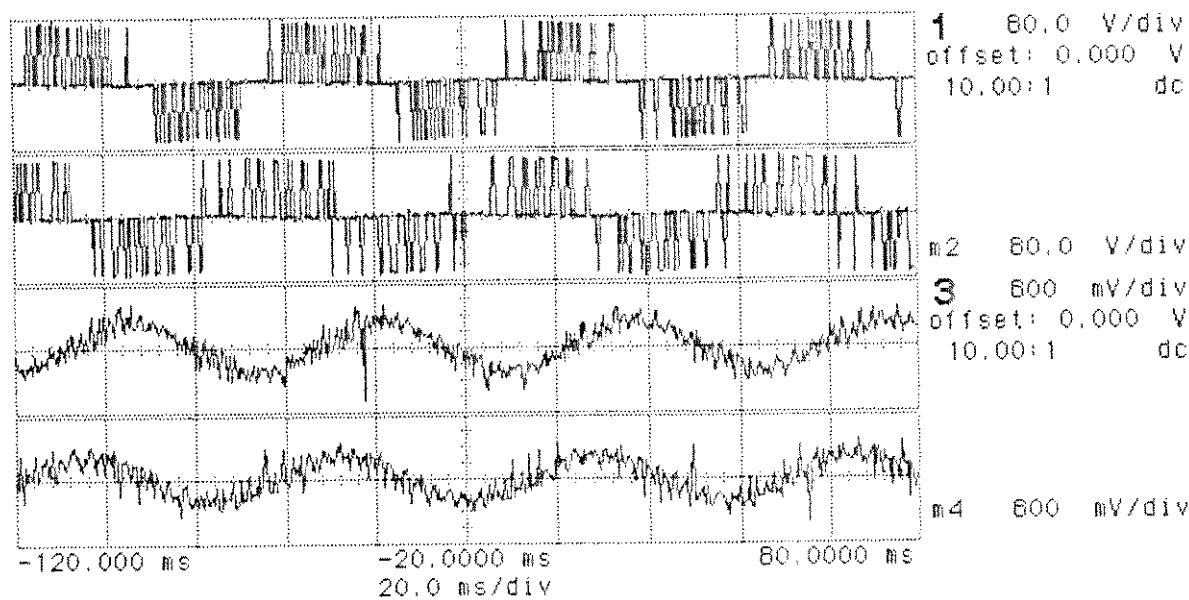


Figura 6.1.8 Formas de onda da tensão e corrente de linha do motor de indução em regime para $f_s = 1\text{ KHz}$ (canais 1 e 3) e $f_s = 2,55\text{ KHz}$ (canais 2 e 4)

6.2. Circuito "snubber" e circuito de grampeamento.

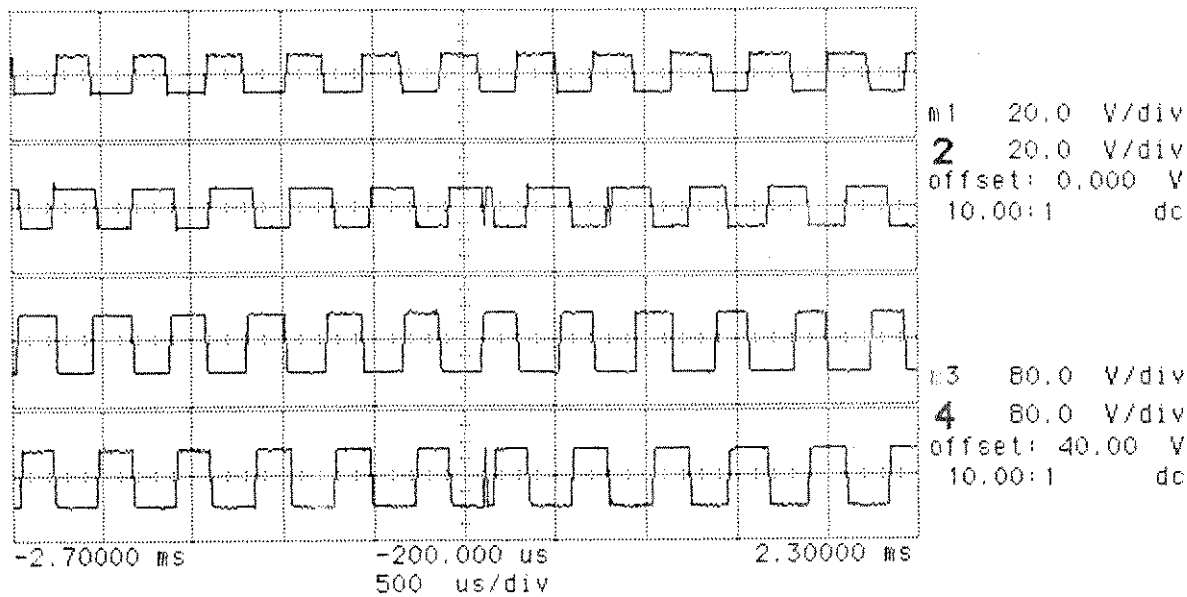


Figura 6.2.1 Formas de onda das tensões: (1) v_{gs} e (3) v_{d-s} do MOSFET sem "snubber", e (2) v_{gs} , (4) v_{d-s} com "snubber", no inversor PWM.

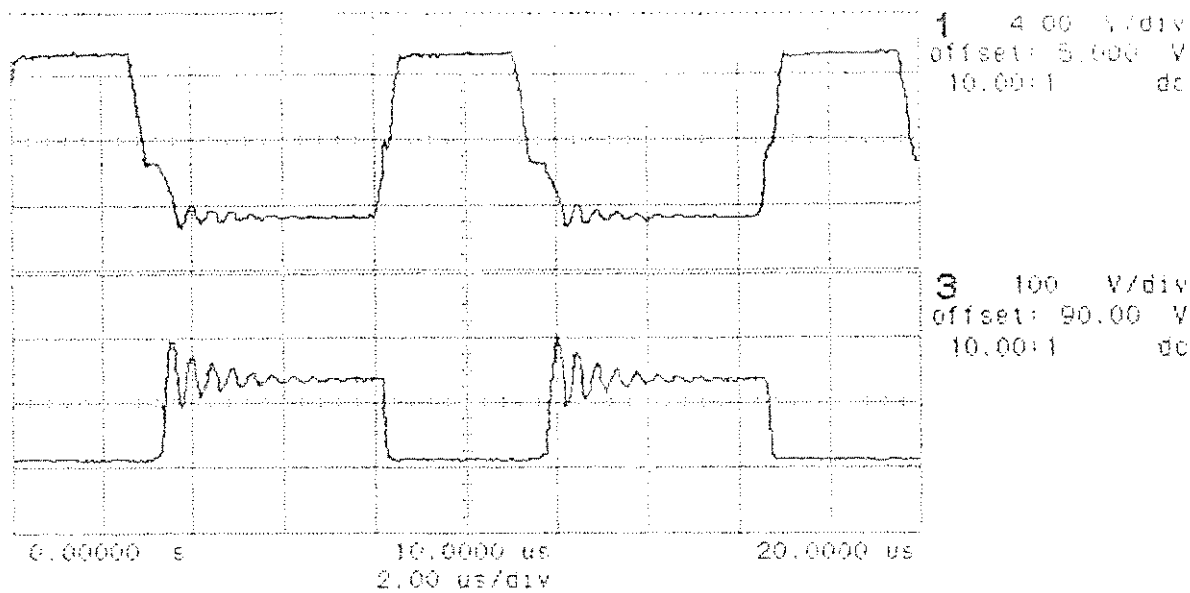


Figura 6.2.2 Formas de onda das tensões: (1) v_{gs} e (3) v_{d-s} do MOSFET sem "snubber" numa fonte chaveada.

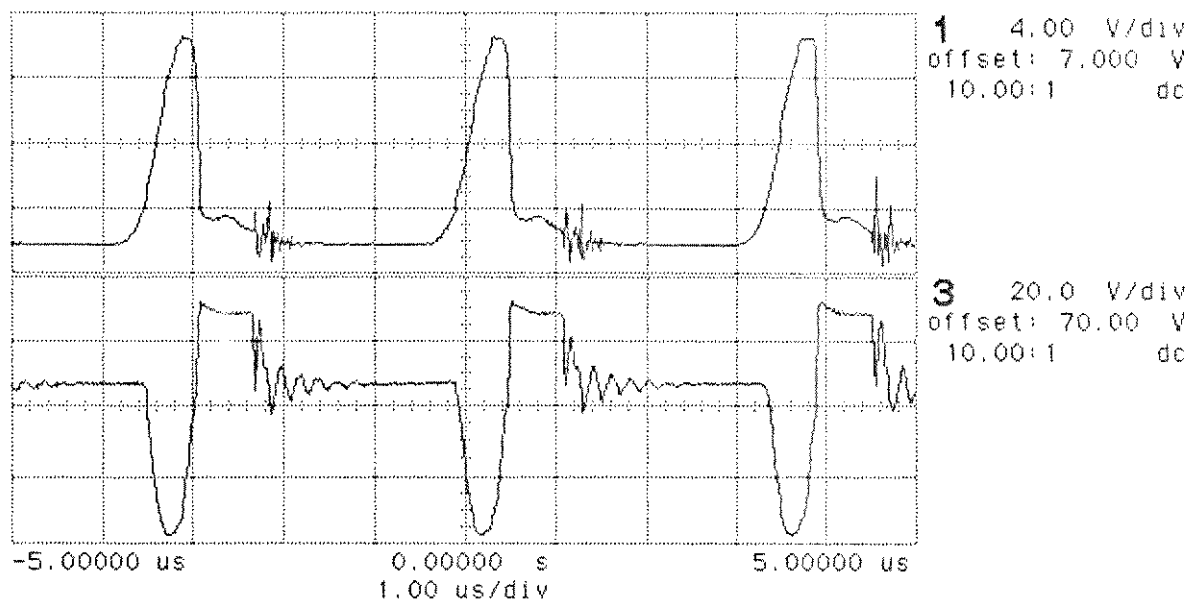


Figura 6.2.3. Formas de onda das tensões: (1) v_{gs} e (3) v_{d-s} , com circuito de grampeamento tipo 3 (Figuras: 3.8, 3.9) numa fonte chaveada.

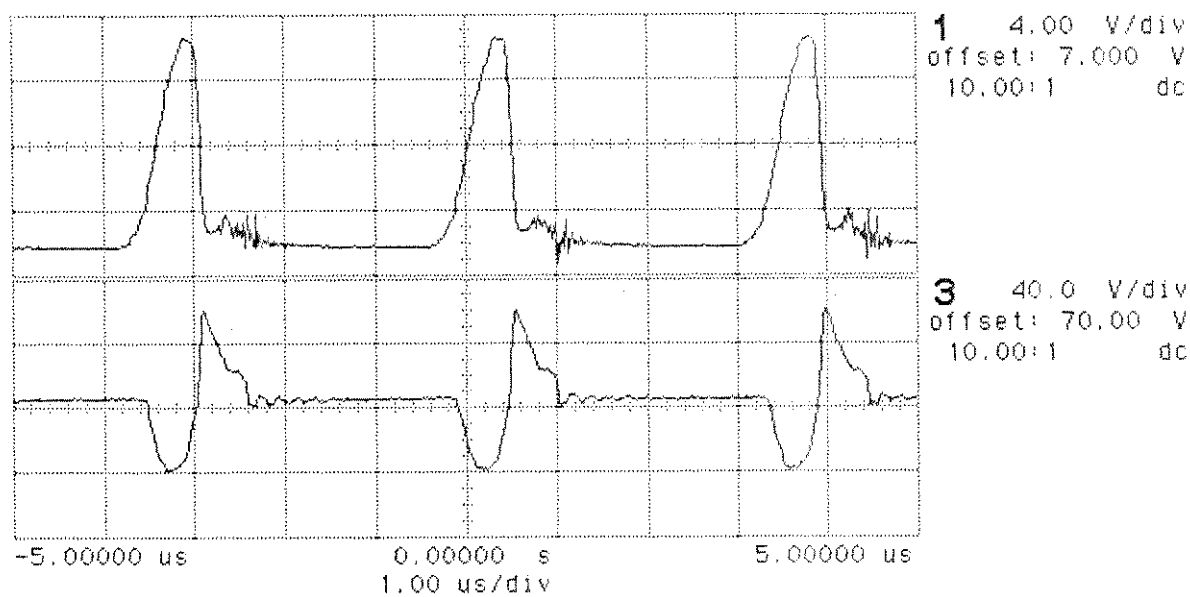


Figura 6.2.4. Formas de onda das tensões: (1) v_{gs} e (3) v_{d-s} sem circuito de grampeamento, numa fonte chaveada.

6.3. Circuito de comando por isolamento óptico. (referência Figura 2.25).

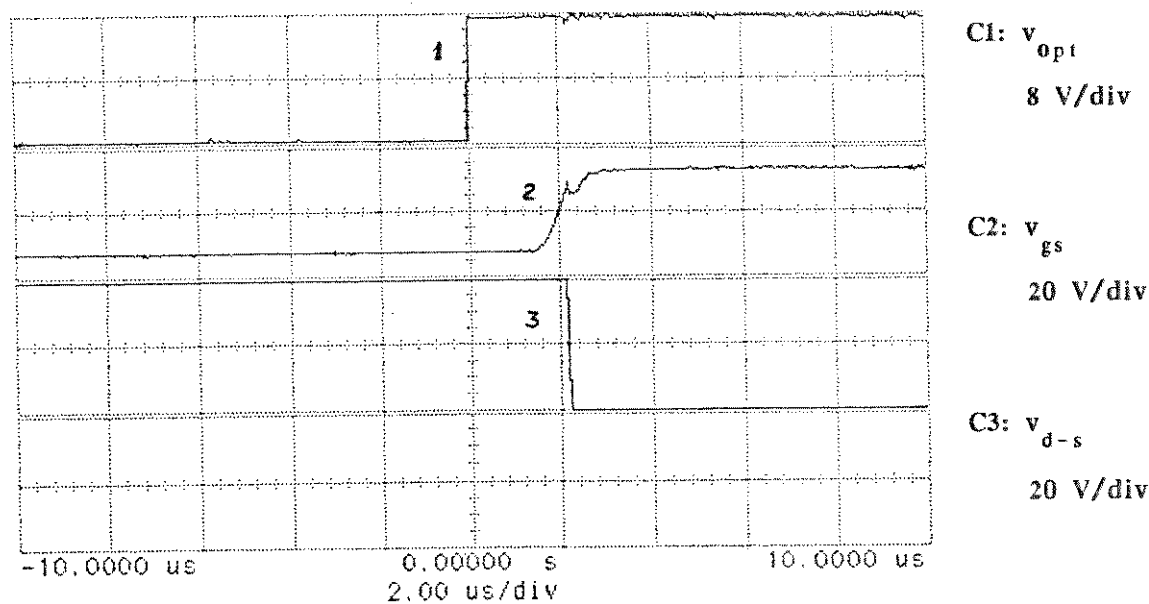


Figura 6.3.1 Tempos de atraso do sinal de comando entre os terminais do optoacoplador (1), terminais de entrada porta-fonte (2) e terminais dreno-fonte do MOSFET (3), $f=5\text{KHz}$.

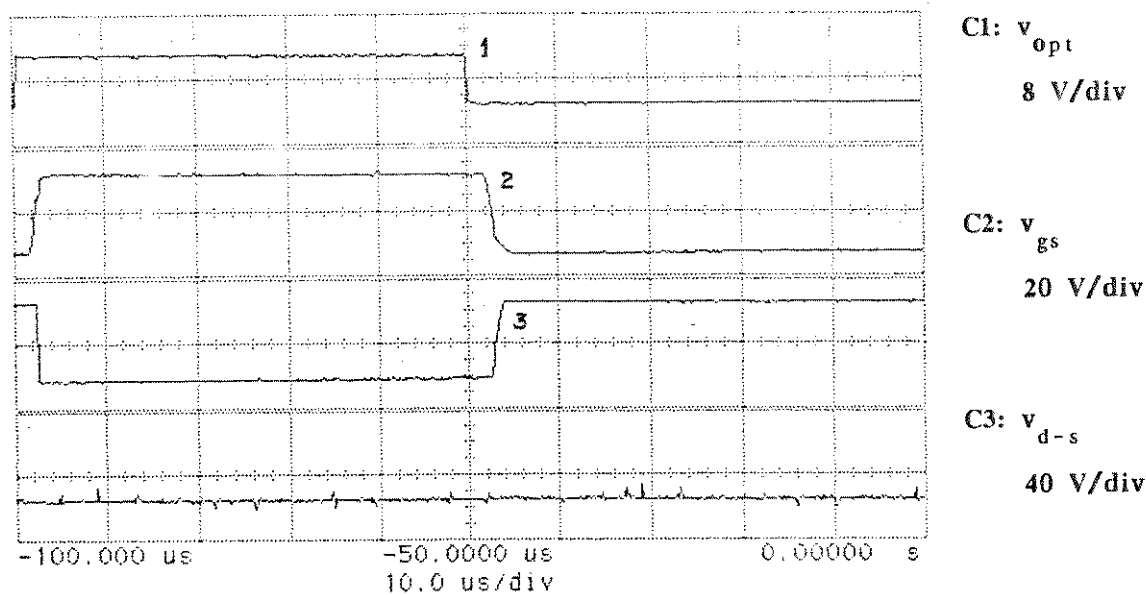


Figura 6.3.2 Tempos de atraso do sinal de comando, entre os terminais do optoacoplador (1) e os terminais de entrada porta-fonte (2), e terminais dreno-fonte do MOSFET (3), $f=10\text{ KHz}$.

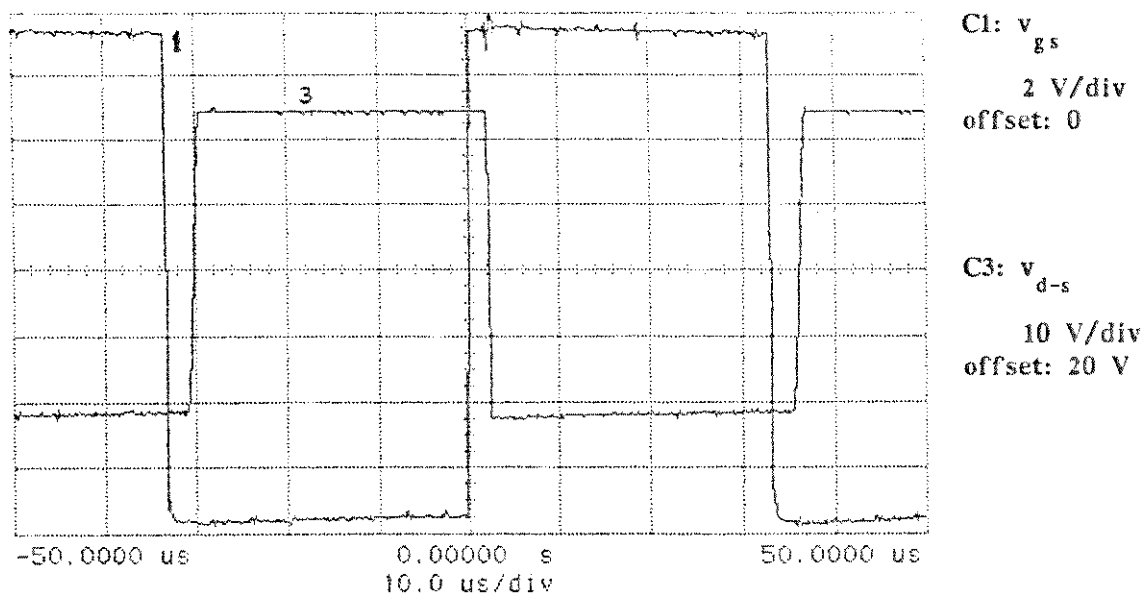


Figura 6.3.3 Tempos de atraso do sinal de comando, entre os terminais do optoacoplador (1) e os terminais dreno-fonte do MOSFET (3), $f=15$ KHz.

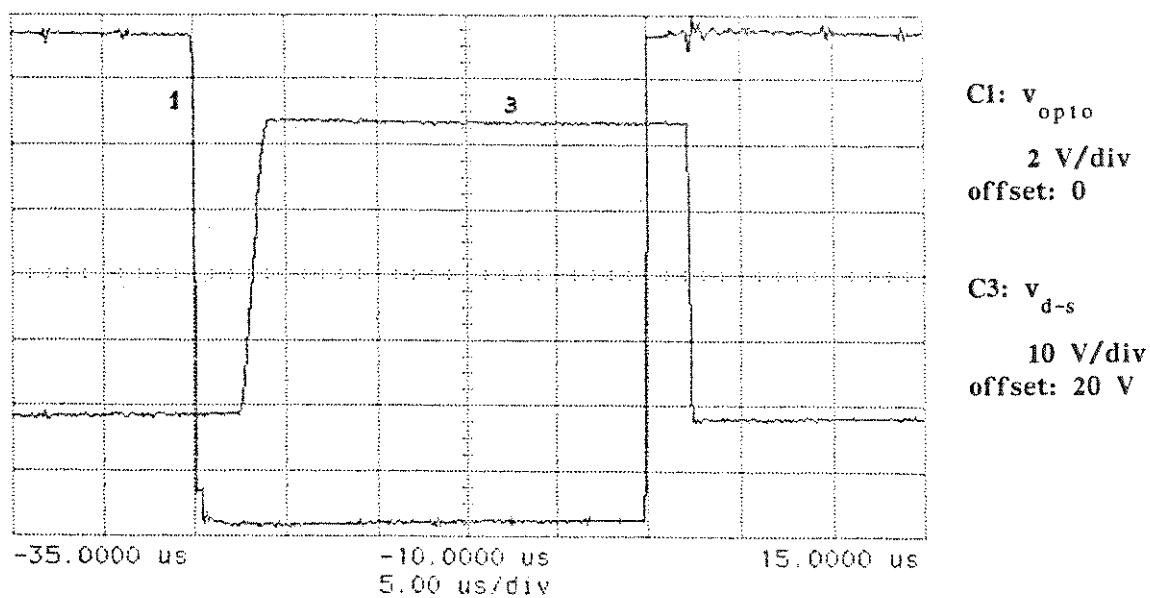
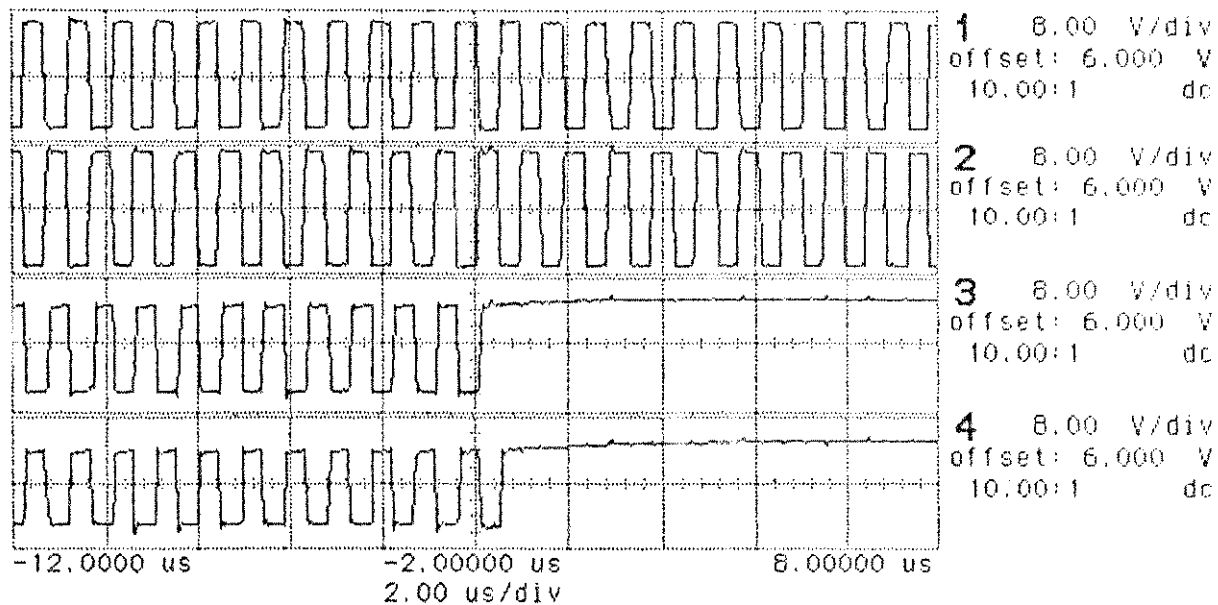
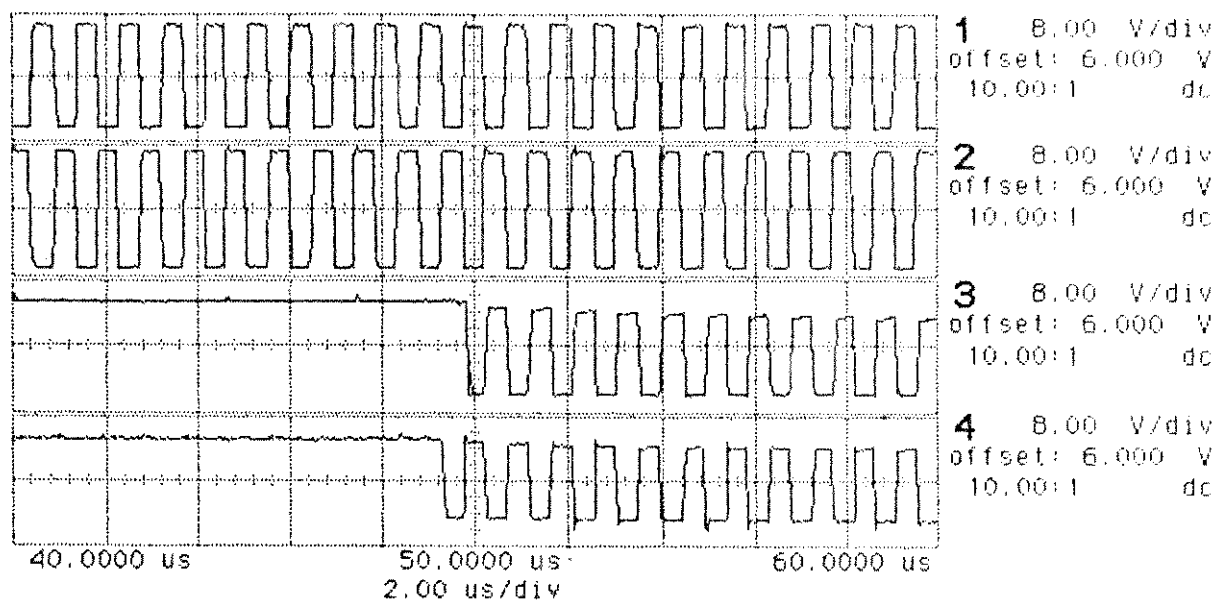


Figura 6.3.4 Tempos de atraso do sinal de comando, entre os terminais do optoacoplador (1) e os terminais dreno-fonte do MOSFET (3), $f=20$ KHz.

6.4. Circuito de comando por isolamento magnético.

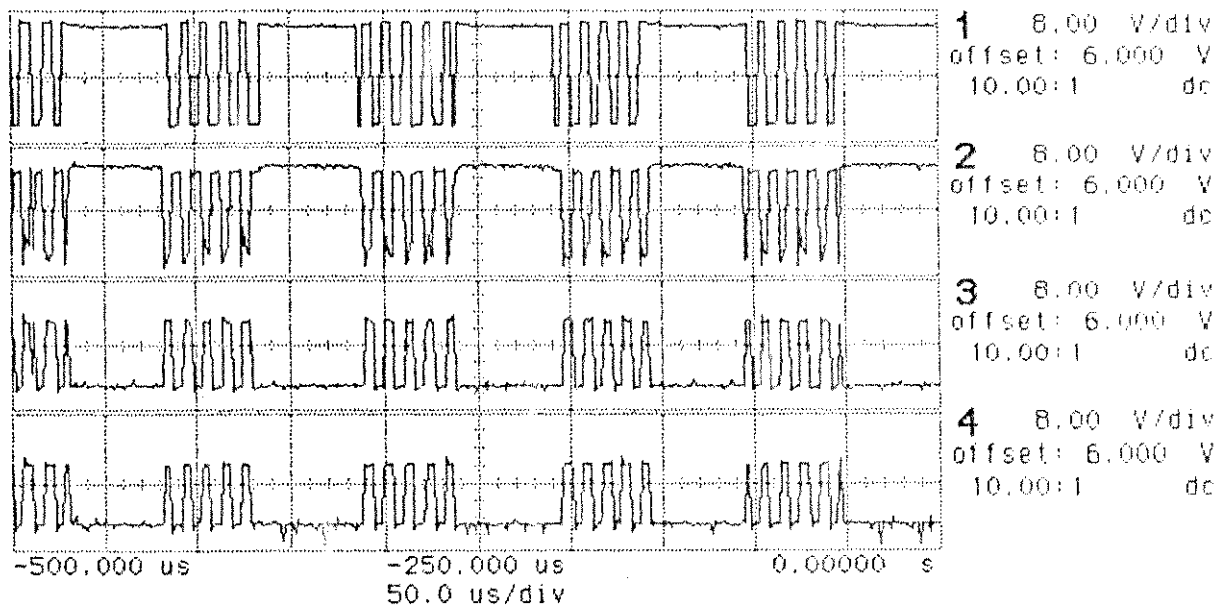


a.1 metade esquerda das formas de onda.



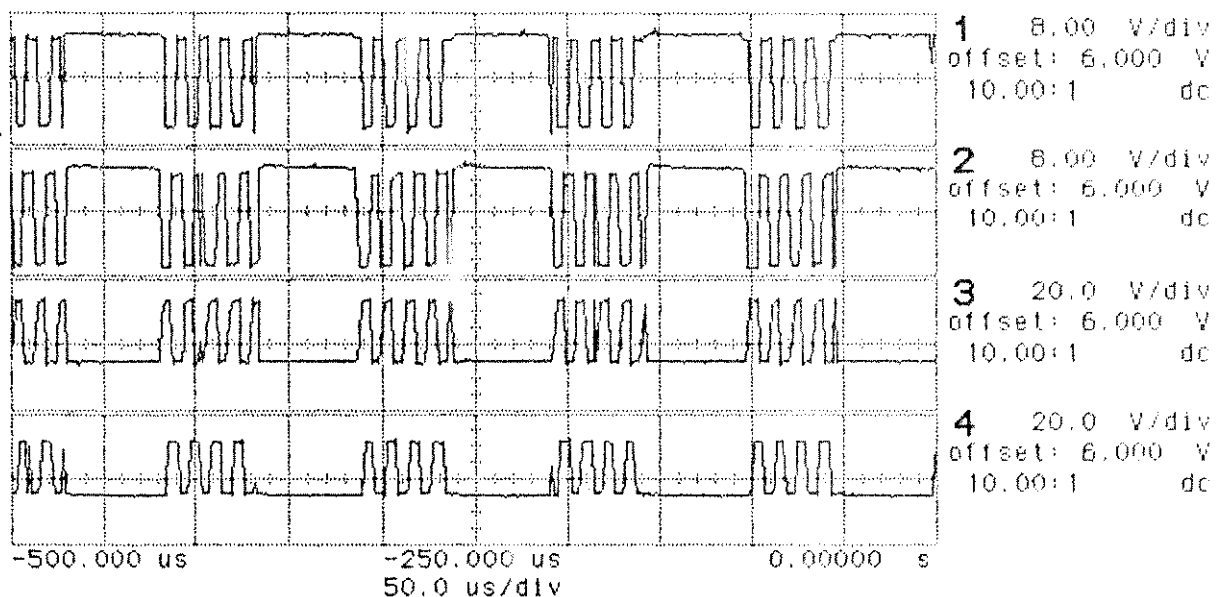
a.2 metade direita das formas de onda.

Figura 6.4.1 Formas de onda do sinal de comando. canal 1: U11:10, canal 2: U11:11, canal 3: U12:3, canal 4: U12:5. (Ver Figuras 2.27b, 2.27c). $f=10\text{KHz}$.



b.1: sinais do lado superior do circuito de comando magnético (Figura 2.27c).

Canal 1:TP5, canal 2:TP6, canal 3: TP11, canal 4:TP10. $f=10\text{KHz}$.



b.2: sinais do lado inferior do circuito de comando magnético (Figura 2.27c).

Canal 1:TP7, canal 2:TP8, canal 3: TP13, canal 4:TP12. $f=10\text{KHz}$.

Figura 6.4.2 Formas de onda dos sinais na porta U12 e transformadores do circuito de comando com acoplamento magnético.

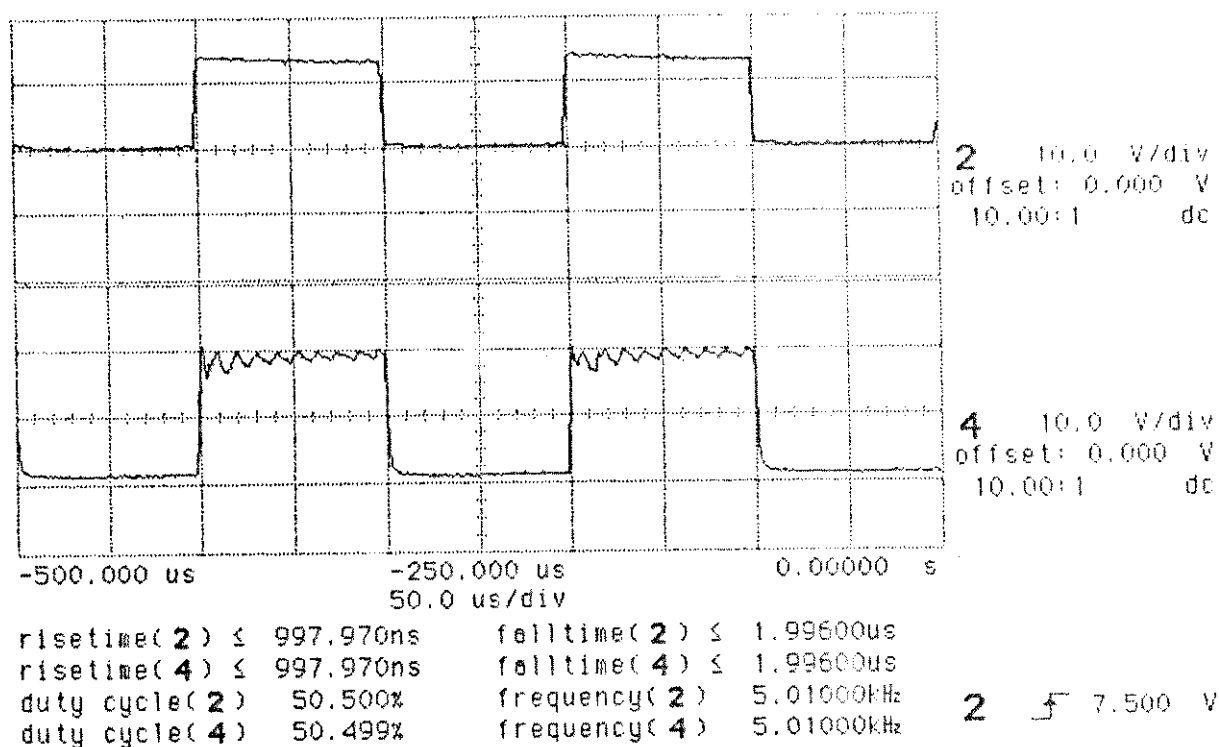


Figura 6.4.3a Sinais de entrada e saída na frequência de 5 KHz.

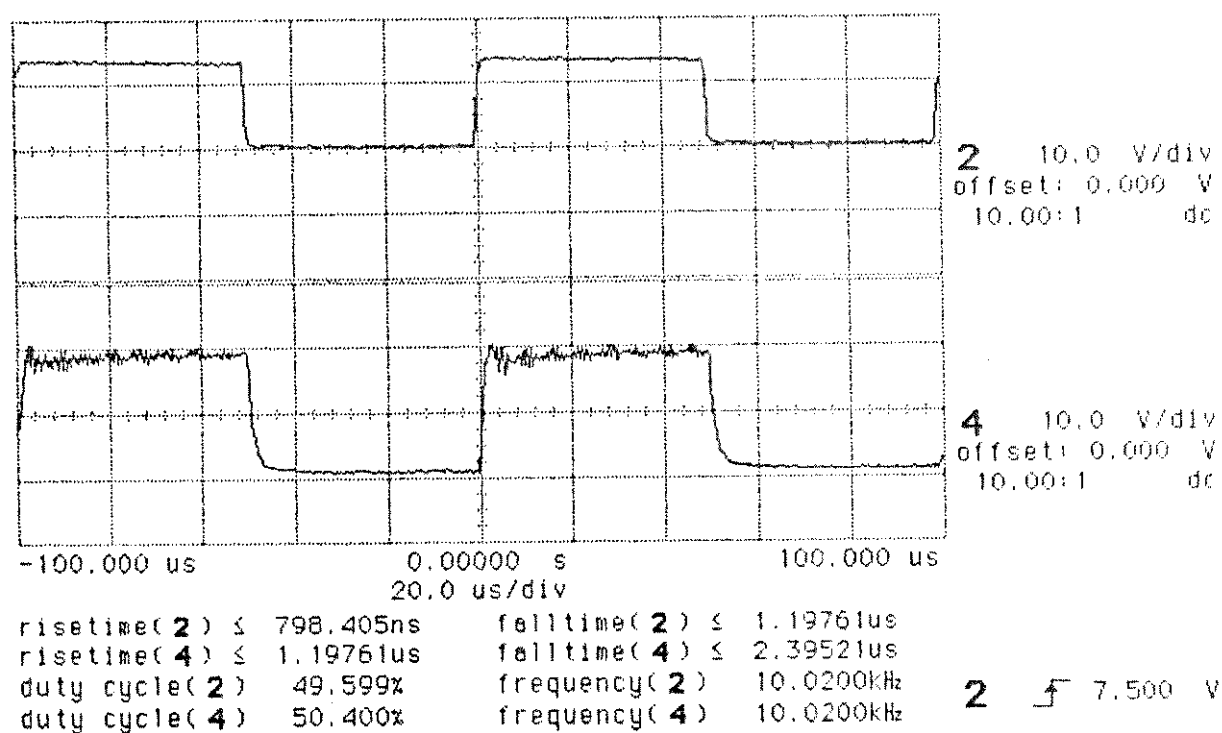


Figura 6.4.3b Sinais de entrada e saída na frequência de 10 KHz.

Figura 6.4.3 Sinais de entrada: TP4 (2) e de saída TP16-TP15 (4) do circuito de comando com acoplamento magnético.

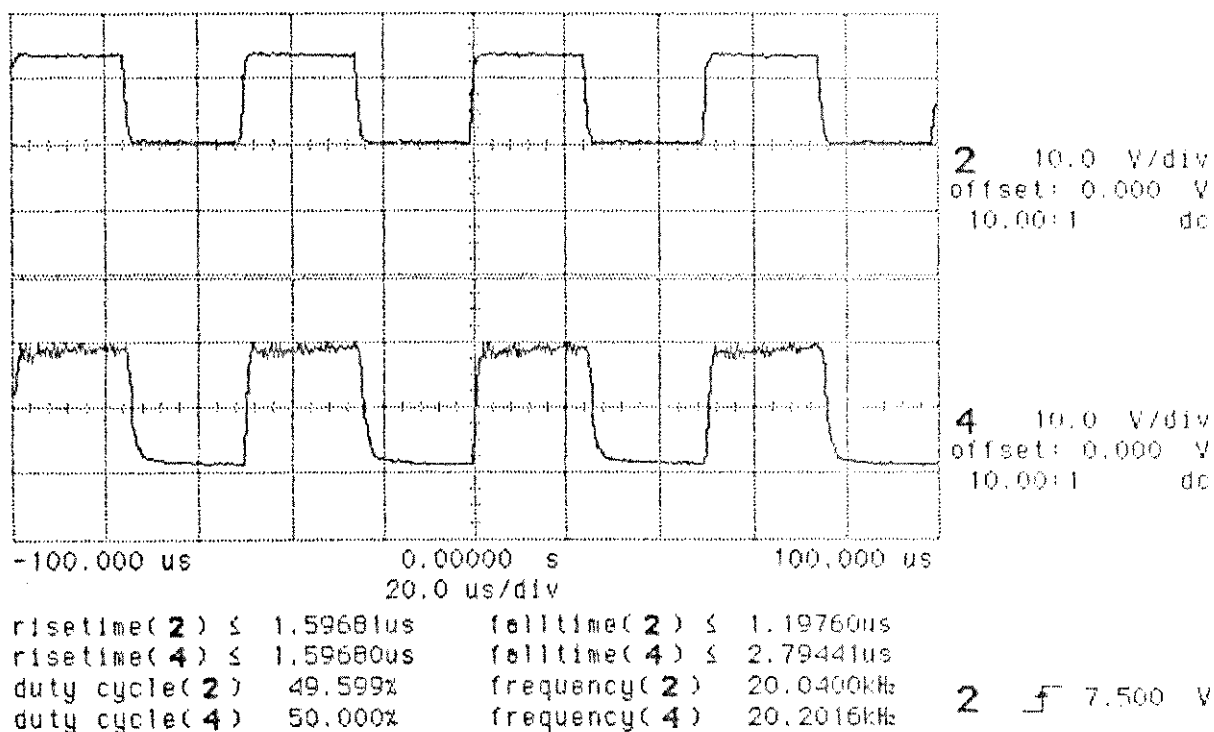


Figura 6.4.3c Sinais de entrada e saída na frequência de 20 KHz.

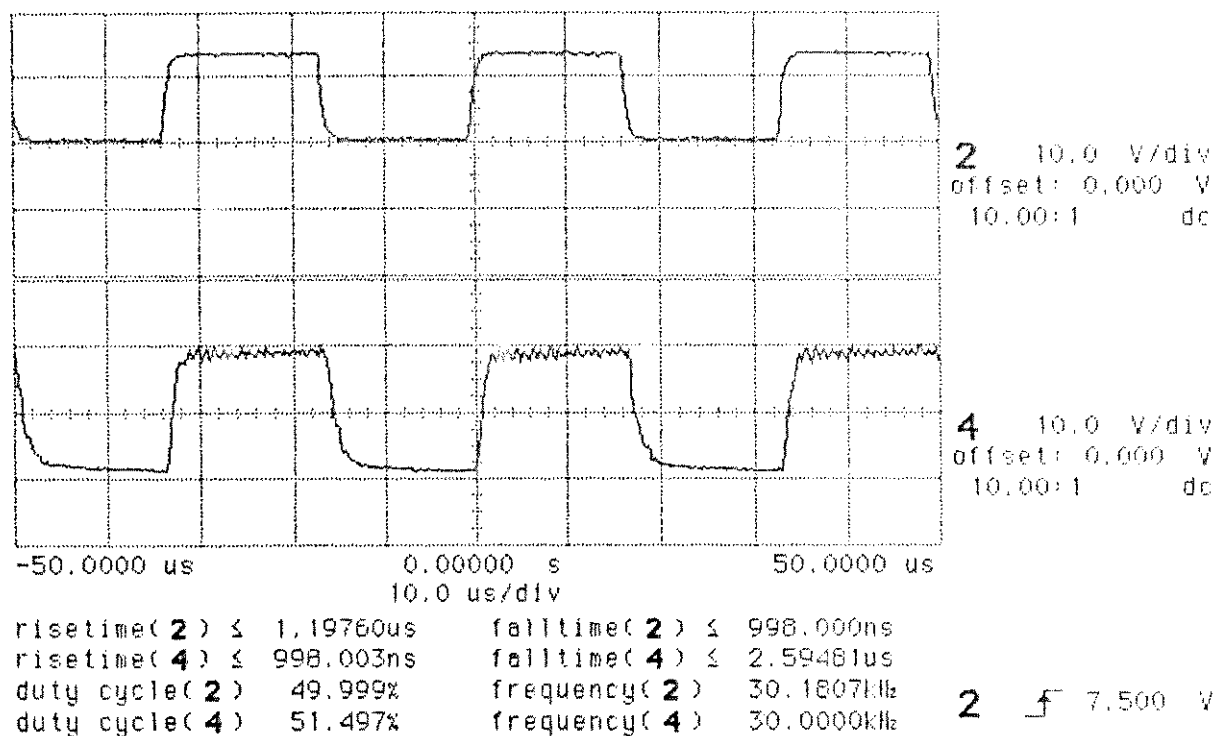


Figura 6.4.3d Sinais de entrada e saída na frequência de 30 KHz.

Figura 6.4.3 Sinais de entrada: TP4 (2) e de saída TP16-TP15 (4) do circuito de comando com acoplamento magnético.

6.5. Circuito de proteção contra sobrecorrente. (Referência: Figuras 3.1 e 3.2).

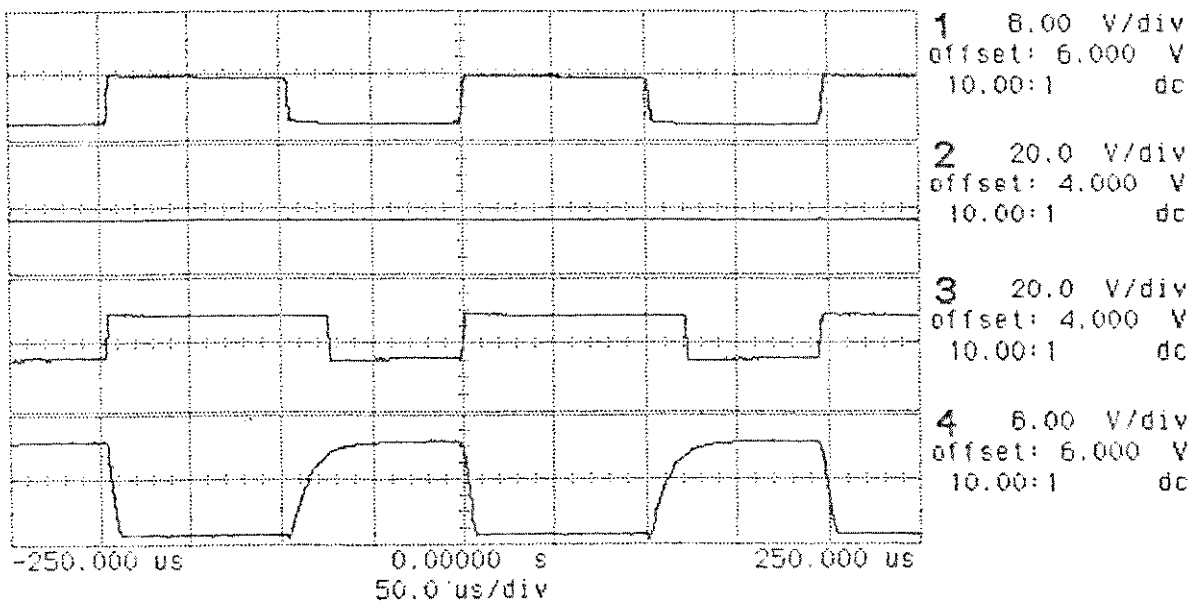


Figura 6.5.1: sinais: V_{R2} (1), V_{ref} (2), $Y1$ (3), $Y2$ (4).

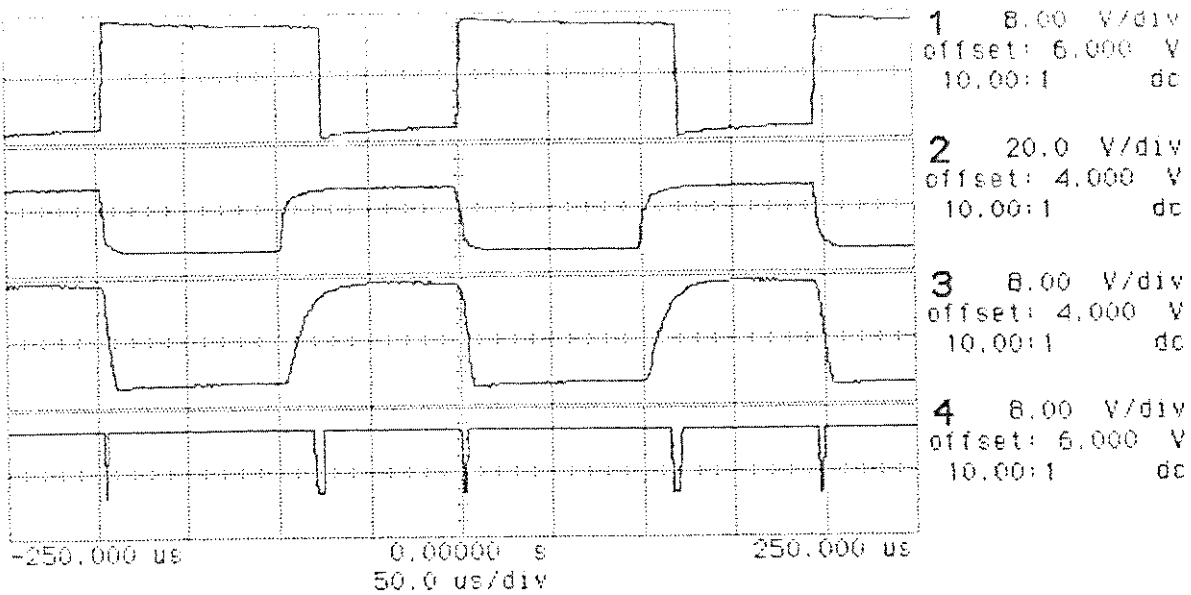


Figura 6.5.2 sinais: Y_1 (1), v_{g-s} (2), $Y2$ (3), $Y3$ (4)

6.6. Circuito de fonte chaveada.

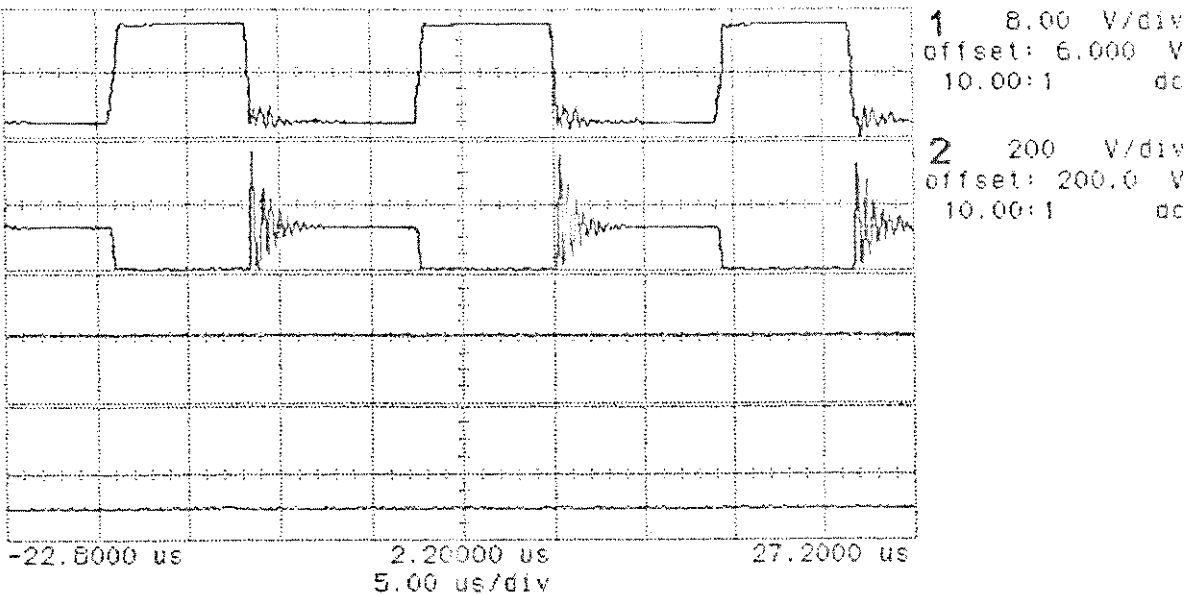


Figura 6.6.1 Tensão porta-fonte v_{gs} (1), tensão dreno-fonte v_{d-s} (2), sem circuito de grampeamento.

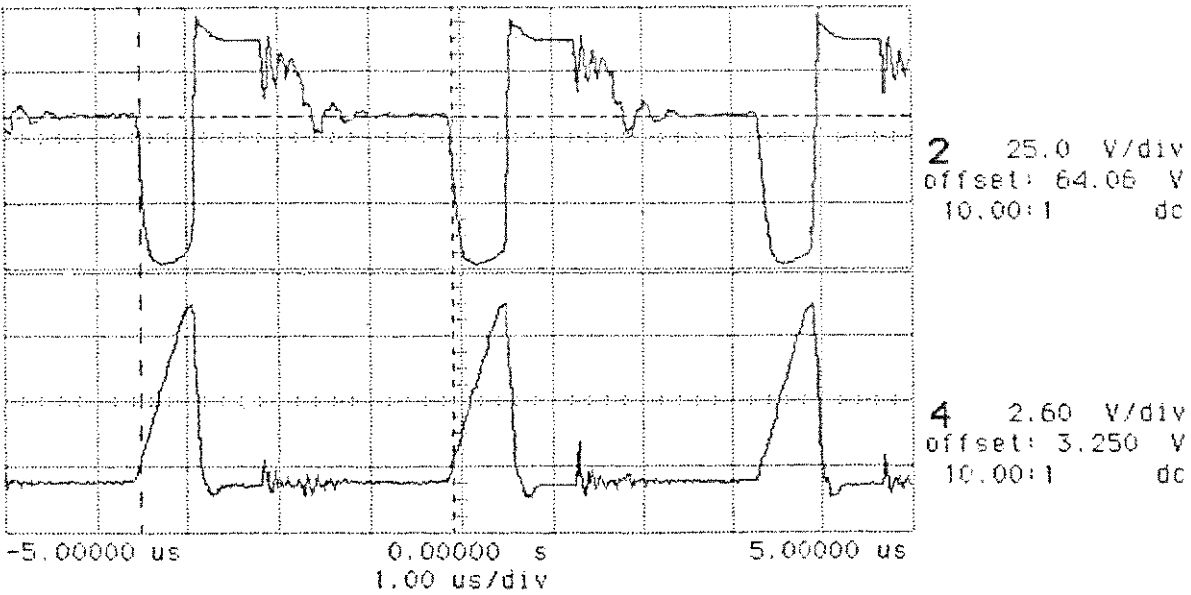


Figura 6.6.2 Tensão dreno-fonte v_{d-s} (2), corrente de dreno i_a (4), com circuito de grampeamento.

INVERSOR PWM

Na parte superior da Figura 6.1.1 é mostrada a forma de onda do sinal de controle PWM gerado pelo CI HEF4752V, aplicado aos terminais de entrada (v_{gs}) de um MOSFET do inversor, e na parte inferior da mesma figura a forma de onda correspondente à tensão dreno-fonte (v_{d-s}) do mesmo MOSFET.

O sinal de controle PWM quando é transferido dos terminais de entrada do circuito de comando com acoplamento óptico (v_{opt}) até os terminais porta-fonte (v_{gs}) e terminais dreno-fonte (v_{d-s}) do MOSFET, tem os seguintes tempos de atraso para as frequências de chaveamento (f_s) utilizadas durante os testes:

f_s KHz	Tempos de atraso do sinal PWM no inversor.			Figura de referência
	$v_{opt} - v_{gs}$ μS	$v_{opt} - v_{d-s}$ μS	$v_{gs} - v_{d-s}$ μS	
5	1,42	2,12	0,7	6.3.1
10	1,50	2,30	0,8	6.3.2

Para as frequências de 15 e 20 KHz foram obtidos tempos de atraso $t_d(v_{opt} - v_{d-s})$ de 2.35 μ Seg e 2,5 μ Seg respectivamente.

O optoacoplador TIL111 utilizado no primeiro protótipo respondeu bem para a frequência de chaveamento de 1KHz, tendo-se um tempo de atraso máximo $t_d(v_{opt} - v_{d-s})$ de aproximadamente 2 μ Seg e com o optoacoplador CNY21 um tempo de atraso máximo de aproximadamente 1,5-1,8 μ Seg para a frequência de chaveamento de 5 KHz correspondendo a 80% do tempo obtido com o TIL111.

Na Figura 6.1.2 são mostradas as formas de onda de duas tensões de linha do inversor com os sinais de controle PWM, para a velocidade do veículo de 1,0 m/seg.

Na Figura 6.1.3 são mostradas as formas de onda das tensões de fase para uma carga resistiva ($R_L=470$ Ohms) e frequência de tensão de saída de 30 Hz. Na Figura 6.1.4 tem-se as formas de onda da tensão de linha e corrente de linha do inversor com carga indutiva (motor de tração), sendo a frequência da tensão de saída do inversor de 20 Hz e a frequência de chaveamento de aproximadamente 4 KHz; observa-se pequeno conteúdo de componentes harmônicas na forma de onda de corrente. A corrente de linha foi medida com um resistor "shunt" em série com a linha cuja constante é 2,5A/0,060V.

Nas Figuras 6.1.5 até 6.1.7 tem-se as formas de onda das tensões de linha e da corrente de linha do motor para as frequências de saída do inversor de 10, 20 e 30 Hz respectivamente.

A frequência máxima de saída ($f_{0,max}$) do inversor é de aproximadamente 50 Hz correspondente à tensão máxima de alimentação de 96 Vdc no barramento DC do inversor, sendo a frequência nominal (f_N) e tensão nominal (V_N) do motor de 60 Hz e 75 Vrms respectivamente.

A frequência máxima de saída do inversor é determinada pela expressão a seguir [50]:

$$f_{0,max} = 0,624 (f_N/V_N)V_{LINK}$$

Os detalhes do funcionamento e ajuste do controlador e gerador de sinais de controle PWM forma parte de outra tese de Mestrado [Ivo Reis Fontes [51]].

CIRCUITO "SNUBBER" E CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO

Nas Figuras 6.1.1 e 6.2.1 tem-se as formas de onda das tensões porta-fonte e dreno-fonte com circuito "snubber" no inversor, com I_{carga} baixa no último caso, e na Figura 6.2.3 as correspondentes formas de onda com circuitos de grampeamento numa fonte chaveada. As primeiras figuras indicadas correspondem a aplicação específica de "snubber" no inversor com tensão de corte de aproximadamente 115% do "spike" de tensão. Em fontes chaveadas as perdas no resistor do circuito "snubber" se fazem inviáveis. A Figura 6.2.3 mostra as formas de onda de tensão com circuitos de grampeamento ligados nos terminais dreno-fonte do MOSFET da fonte chaveada; ali pode-se observar que a tensão de grampeamento é de 100V para uma tensão de 72 Vdc do barramento DC.

As Figuras 6.2.2 e 6.2.4 correspondem às formas de onda de tensão de porta-fonte e dreno-fonte sem "snubber" e sem circuito de grampeamento.

CIRCUITO DE COMANDO COM ACOPLAMENTO ÓPTICO E MAGNÉTICO.

Nas Figuras mostradas observa-se que o circuito de comando com acoplamento magnético tem as vantagens de ser aplicados com frequências maiores dos sinais de controle de MOSFET's com tempos de atraso menores que os circuitos de comando com acoplamento óptico.

O tempo máximo de atraso observado do sinal aplicado em diferentes frequências nos terminais do circuito de comando e nos terminais dreno-fonte são de $<1\mu\text{Seg}(f=5\text{KHz})$, $<1\mu\text{Seg}(10\text{KHz})$, $1\mu\text{Seg}(f=20\text{KHz})$, $1,5\mu\text{Seg}(30\text{ KHz})$, respectivamente observadas nas Figuras: 6.4.1 até 6.4.3. Na última figura tem-se distorção do fator de ciclo, que pode ser melhorado aumentando a frequência dos pulsos modulados a 2 ou 3 MHz. O ruído observado nas partes superiores das formas de onda (6.4.3) são devidos ao uso de uma fonte de alimentação com conteúdo de ruído de aproximadamente 500mV. Com outra fonte com menor conteúdo de "ripple" estas oscilações são muito pequenas, desprezíveis.

CIRCUITO DE PROTEÇÃO CONTRA SOBRECORRENTE.

Na Figura 6.5.1 têm-se as formas de onda observadas em diferentes pontos do circuito. (1) corresponde à tensão V_{R2} , que no estado de corte é a tensão v_{d-s} limitada em amplitude pelo diodo zener $DZ1$ e no estado de condução corresponde à tensão $r_{ds}(on)*I$, que aplicada ao comparador $U1$ junto com a tensão de referência (canal 2), define um nível alto ou baixo em $U2:1$ (canal 3), ver Figuras 3.1 e 3.2.

No terminal $U2:2$ (canal 4) é aplicado o sinal de porta do MOSFET com retardo para inibir o efeito da região de comutação (aprox.5-10 μ Seg). Passado este tempo, a porta $U2$ fica pronta para a detecção do nível de sobrecorrente (nível alto em $U2:1$). Assim, na saída de $U3$ tem-se um nível baixo (Figura 6.5.2 (canal 4)), fazendo que se tenha também uma tensão de nível baixo entre os terminais $J2-8$ e $J2-10$ (Figuras 3.1, 3.2) e atue a proteção inibindo os sinais PWM do inversor.

CIRCUITO DA FONTE CHAVEADA

Na Figura 6.6.1 têm-se as formas de onda das tensões porta-fonte v_{gs} (1) e v_{d-s} (2) sem circuito de grampeamento. A tensão máxima em v_{d-s} chega a 350V, sendo a tensão aplicada no barramento $V_B=73Vdc$.

Na Figura 6.6.2 tem-se a forma de onda da tensão v_{d-s} com o pico de sobretensão cortado a 91 Vdc, para a tensão aplicada no barramento $V_B=73Vdc$, isto significa aproximadamente $1,25V_B$, para as seguintes condições:

$$R_g = 78 \text{ Ohms}$$

$$f_s = 294 \text{ KHz}$$

$$I_d = 7 \text{ A (pico)}$$

$$V_B = 73 \text{ Vdc} / V_s = 12 \text{ Vdc}$$

Circuito de grampeamento (TIPO 3)

$$R = 73 \text{ Ohms}$$

$$C = 2 * 1,5 \mu Fd$$

7. CONCLUSÕES

Os modelos utilizados do motor, inversor e transistor adotado permitiram no início do projeto fazer um estudo qualitativo dos fenômenos transitórios envolvidos no processo de partida do motor e em regime. Permitiram entender melhor o comportamento de cada parte e do conjunto do sistema de acionamento adotado no AGV. Foi feita a análise dos diversos parâmetros do sistema com varias magnitudes de carga, frequências de trabalho do motor, frequências de chaveamento do inversor e avaliou-se finalmente em forma quantitativa as limitações internas dos componentes envolvidos, fazendo-se as especificações adequadas antes de serem implementados no protótipo.

O uso de motores de indução do tipo gaiola de esquilo nos sistemas de tração e direção diminui o custo do veículo, pois são de construção simples, robustos e leves, não requerem praticamente manutenção, em relação aos motores DC, e são de ampla disponibilidade no mercado nacional.

Os dispositivos usados como chaves, os transistores MOSFET, permitiram utilizar frequências de chaveamento relativamente altas no inversor. Juntamente com o método de controle PWM adotado através do CI HEF4752V se obtiveram componentes harmônicas reduzidas no motor. A frequência de chaveamento máximo utilizado no inversor com o método PWM de controle foi limitada a aproximadamente 4 KHz pelo CI indicado.

O uso do diodo intrínseco do MOSFET como diodo de recuperação deve ser feito em baixas frequências de chaveamento, de aproximadamente 1 KHz, como no presente caso. Em frequências altas esta aplicação deve ser mudada, como na segunda fase do projeto a 10 KHz, inibindo o trabalho do diodo intrínseco pela utilização de um diodo tipo Schottky em série e outro diodo do tipo de recuperação rápida em paralelo com o MOSFET; esta disposição dos componentes protege o MOSFET durante os chaveamentos muito rápidos, pois nestas frequências os diodos intrínsecos não são apropriados para o processo de recuperação. A vantagem de ser utilizada uma maior frequência de chaveamento está na diminuição do conteúdo de harmônicas na corrente do motor, como pode ser observado na Figura 6.1.4.

O circuito de comando do MOSFET é bem mais simples que o do tiristor e de menor consumo de corrente em relação ao circuito de comando utilizado para transistor bipolar. O tempo de chaveamento do MOSFET é menor, mas tem a desvantagem de maior dissipação de potência. A queda de tensão nos terminais dreno-fonte está entre 5 a 10 V, dependendo da magnitude de corrente que circula (10-15 A); a magnitude da resistência dreno-fonte $r_{ds(on)}$ é de aproximadamente de 0,5 a 0,7 Ohms entre 25 °C e 70 °C

Devido às indutâncias parasitas intrínsecas do MOSFET e da fiação foi necessário utilizar circuitos de proteção contra sobretensões transitórias, tais como os circuitos de grampeamento e "snubber"; foi suficiente a utilização de circuitos de grampeamento para diminuir as sobretensões internas [20, 21].

Nos dois tipos de circuitos de comando desenvolvidos para transistores MOSFET foram obtidos resultados satisfatórios. O circuito de comando com acoplamento óptico teve boa resposta para frequências de chaveamento de 1KHz com optoacopladores TIL111 e aprox. 4KHz com optoacopladores CNY21 com os sinais PWM do CI HEF4752, o primeiro dos optoacopladores indicados responde bem até 5 KHz com tempo de atraso de aproximadamente 2 μ seg e o segundo até 10KHz com um tempo de atraso aproximado de 1,5–1,8 μ seg. Com a aplicação posterior de outro optoacoplador o HCPL2601 da HEWLETT PACKARD foram obtidas melhores características em relação aos optoacopladores anteriormente indicados.

O circuito de comando com acoplamento magnético responde bem até uma frequência de chaveamento de 20KHz com um tempo de atraso aproximado de 1 μ seg. O erro em largura na regeneração dos pulsos originais de controle na saída deste circuito depende da frequência dos pulsos modulados; estes originam um erro em tempo de aprox. 1 μ seg para a frequência de 1MHz, que poderá ser menor se for utilizada uma frequência maior. O custo destes circuitos depende da frequência aplicada, sendo maior quando se utiliza o HCPL2601; a vantagem é a obtenção de uma placa mais compacta. O circuito com acoplamento magnético tem o segundo lugar em custo mas tem a desvantagem de ocupar um volume de aproximadamente 30–40% maior que o circuito com acoplamento óptico. O circuito de comando com acoplamento óptico precisa de quatro fontes simétricas de 12Vdc e o circuito de comando com acoplamento magnético de duas fontes simples de 12Vdc.

O circuito de proteção de sobrecorrente desenvolvido protege cada um dos MOSFET's e qualquer perna do inversor em 1/2 ciclo da frequência de chaveamento para qualquer valor de corrente ajustado. São necessárias duas fontes separadas de tensão de 12Vdc.

Dos três tipos de circuitos de grampeamento utilizados, o melhor é do tipo 3 indicado em 3.2.3, pois dissipa menor potência e origina menores esforços nos MOSFET porque não recebem a corrente de descarga dos capacitores do circuito de grampeamento. O nível de sobretensão ajustado foi de aproximadamente 150 volts.

De todos os tipos de fontes chaveadas projetadas, optou-se pelo tipo "fly-back" por ser mais simples e de menor custo. O conteúdo de "ripple" e ruído está dentro dos níveis aceitáveis nesta aplicação (0.5–1%).

8. APÊNDICES

8.1 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DO MOSFET

PARÂMETROS ELÉTRICOS

Os parâmetros elétricos principais são definidos a seguir [11] :

i) Corrente de dreno (I_{d-s})

É a máxima corrente contínua que o MOSFET pode conduzir.

$$I_{d-s} = \frac{Z u C_o}{L} \left[V_{gs} - V_{gs(th)} \right] V_{d-s} \quad (8.1-01)$$

donde:

Z = largura de canal

u = mobilidade do portador

C_o = capacitância de óxido da porta/unidade de área

L = Comprimento de canal

$V_{gs(th)}$ = tensão de limiar.

$I_{d-s} = I_{DM}$ é a máxima corrente pulsada de dreno do MOSFET

ii) Transcondutância ou ganho do MOSFET (g_{fs})

É definida como a relação da variação da corrente I_{d-s} e uma pequena variação na tensão aplicada *porta-fonte*.

$$g_{fs} = \frac{\Delta I_d(sat)}{\Delta V_{gs}} = \frac{Z}{L} u C_o [V_{gs} - V_{gs(th)}] \quad (8.1-02)$$

$$= \frac{d I_{d-s}}{d v_{gs}} \quad (8.1-03)$$

iii)-Tensão de limiar $V_{gs(th)}$ ou V_T

É a tensão porta-fonte de limiar do MOSFET

iv) - Resistência-on $r_{ds(on)}$

É definida como a resistência achada pelo fluxo de corrente do terminal de dreno ao terminal de fonte. Existem duas regiões de operação do MOSFET nas características $V_{d-s} - I_{d-s}(on)$:

a) Região linear ou região ôhmica, região donde a resistência dreno-fonte estática $r_{ds(on)}$ é igual a $\Delta V_{d-s} / \Delta I_{d-s}$ em cada ponto de operação.

b) Região de saturação ou de corrente constante, região donde o MOSFET comporta-se como uma resistência.

A $r_{ds}(on)$ é um parâmetro importante porque determina a quantidade de corrente que o MOSFET pode conduzir sem excessiva dissipação de potência. Esta resistência tem duas componentes:

- 1) R_{ch} = resistência de canal.
- 2) R_D = resistência de dreno.

A tensão de porta controla a resistência de canal diminuindo-o quando aumenta a tensão v_{gs} para um valor fixado da corrente de dreno. A tensão v_{gs} aplicada não deve exceder seu valor nominal.

O coeficiente de temperatura de $r_{ds}(on)$ é positivo, logo com temperaturas altas na junção tem-se perdas maiores de potência. A resistência $r_{ds}(on)$ aumenta com a temperatura cujo coeficiente está dentro da faixa de $(0,6-0,7)\%/^{\circ}\text{C}$ para $T_j > 25^{\circ}\text{C}$.

Para minimizar a $r_{ds}(on)$, e ser mantida a operação do MOSFET na região ôhmica, a tensão de porta deve ser de valor suficiente para uma dada corrente de dreno. O aumento da tensão v_{gs} acima de 12 V, tem o efeito de diminuir a descida da resistência $r_{ds}(on)$, especialmente em dispositivos de alta tensão. Aumenta assim a possibilidade que as tensões espúrias, nos terminais porta-fonte (G-S), excedam a máxima capacidade da tensão ($v_{gs} = 20\text{ V}$) do dispositivo.

Quando a corrente I_o de carga aumenta, acima da capacidade de corrente contínua nominal, a resistência $r_{ds}(on)$ também aumenta em magnitude. O mesmo efeito tem-se quando a temperatura de junção T_j aumenta. Aumentando ambos I_{d-s} e T_j , tem-se o aumento de magnitude de $r_{ds}(on)$.

$$r_{ds}(on) = \frac{v_{d-s}(on)}{I_{d-s}} \quad (8.1-04)$$

especificado para: $v_{gs} = 10\text{ V}$ e temperatura da junção de 25°C a 100°C .

O coeficiente de temperatura positivo favorece a distribuição de corrente de MOSFET's ligados em paralelo.

Na tensão $v_{d-s}(on)$ com o MOSFET conduzindo:

$$v_{d-s}(on) = r_{ds}(on) * I_{d-s} \quad (8.1-05)$$

v)- Tensão de avalanche (V(BR)DSS)

É a tensão de avalanche entre dreno e fonte que caracteriza o MOSFET conduzindo.

$$v_{d-s, \max} = V(BR)DSS - L(di/dt) \quad (8.1-06)$$

donde:

$v_{d-s, \max}$ = Máxima tensão permissível nos terminais D-S

L = Indutância parasita da fonte (7-8 nH para TO-204 (TO-3) e TO-220)

di/dt = Taxa de variação da corrente I_{d-s} coincidente com a $v_{d-s, \max}$

CAPACITÂNCIAS DO MOSFET

As capacitâncias intrínsecas do MOSFET são os relacionados com a estrutura MOS e aqueles associados com a junção P-N, indicados a seguir:

- Capacitâncias associadas com a estrutura MOS:

- capacitância porta-fonte (C_{gs} Gate-Source)
- capacitância porta-dreno (C_{gd} Gate-Drain)

A magnitude de cada um deles é determinada pela geometria do semiconductor e os óxidos associados na porta.

$$i_g = C_{gd} \frac{dv_{d-s}}{dt} \quad (8.1-07)$$

- Capacitância associada com a junção P-N.

A junção formada durante a fabricação do MOSFET de potência origina a capacitância dreno-fonte (C_{ds})

O isolamento dielétrico dos capacitores C_{gs} e C_{gd} é basicamente vidro, logo é muito estável e não tem variação com a tensão ou temperatura. Se é aplicada uma tensão v_{gs} excessiva, acontecerá a quebra do vidro originando um caminho resistivo e destruindo o MOSFET.

Estas capacitâncias são caracterizadas como:

- Capacitância de entrada (C_{iss}), que varia, durante o ciclo de chaveamento.
- Capacitância de saída (C_{oss}),
- Capacitância de transferência reversa (C_{rss}), efeito da capacitância de Miller.

donde: $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$ (8.1-08)

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \quad (8.1-09)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (8.1-10)$$

No acionamento do MOSFET, a capacitância C_{iss} é um parâmetro importante. Esta capacitância é carregada e descarregada pelo circuito de comando ("driver") durante o chaveamento. A impedância da fonte do "driver" influencia fortemente na velocidade de chaveamento do MOSFET, quanto menor a impedância do "driver" maior a velocidade de chaveamento. As variações de temperatura influenciam pouco nas capacitâncias do dispositivo, logo os tempos de chaveamento também são pouco afetados pelas variações de temperatura.

CARACTERÍSTICAS DE CHAVEAMENTO.-

As velocidades de chaveamento do MOSFET são muito rápidas em comparação com os transistores bipolares, porque são dispositivos de portadores majoritários e não têm o tempo de estocagem associado com o estado de corte ("turn-off"). As formas de onda durante o chaveamento estão associados com a carga e descarga dos capacitores intrínsecos entre terminais do MOSFET e os tempos de chaveamento dependem muito das impedâncias do circuito de comando e carga no circuito de dreno.

São especificados a seguir os limites máximos à temperaturas elevadas:

- Tempo de retardo "turn-on" $t_d(on)$

O "driver" carrega C_{iss} ao valor $v_{gs}(th)$, $I_{d-s} = 0$, $v_{d-s} = V_B$.

- Tempo de subida (t_r).

C_{iss} é carregado pelo circuito do "driver" ao valor $v_{gs}(on)$. C_{oss} descarrega do valor $V_{d-s} = V_B$ à aproximadamente $V_{d-s} = V_{d-s}(on)$ e I_{d-s} aumenta de zero até aprox. o valor máximo. Tanto como v_{d-s} se aproxima a $v_{d-s}(on)$ a rápida elevação de C_{oss} em baixos valores de v_{d-s} retarda a subida de I_{d-s} , o aumento de C_{iss} inibe a subida de v_{gs} através da impedância do circuito de comando.

- Tempo de retardo na comutação ao estado de corte $t_d(off)$

C_{iss} inicia sua descarga através da impedância do circuito. O transistor passa ao estado de corte ("turn off") e a fonte do dreno carrega C_{oss} através da carga. A subida inicial de v_{d-s} é diminuída pelo valor de C_{oss} (valor grande para baixos valores de tensão) em baixos valores de v_{d-s} .

- Tempo de queda t_f

C_{oss} diminui rapidamente quando a tensão V_{d-s} aumenta a partir de um certo valor. Virtualmente nenhuma carga adicional é requerida quando alimentada pela fonte do circuito de dreno, v_{d-s} sobe rapidamente a V_B e ainda maior quando tem-se uma indutância na carga.

Tem-se :

$$t_{on} = t_d(on) + t_r \quad (8.1-11)$$

$$t_{off} = t_d(off) + t_f \quad (8.1-12)$$

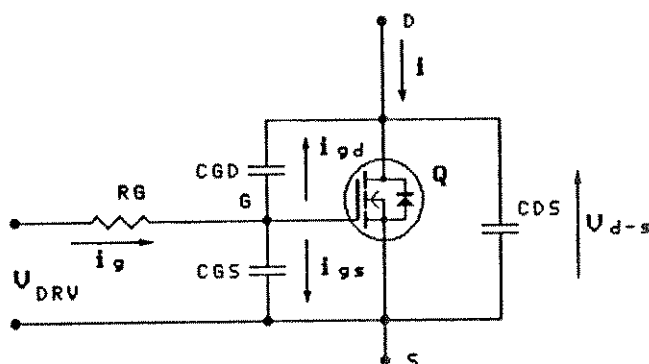


Figura 8.1 Circuito equivalente do MOSFET canal N.

CARACTERÍSTICAS DO DIODO INTRÍNSECO.

- O diodo dreno-fonte conhecido também como diodo intrínseco, é característico em todas as estruturas MOSFET de potência.
- Os tempos de recuperação reversa podem ser comparáveis com os tempos dos diodos típicos de recuperação rápida.
- A corrente nominal do diodo intrínseco é igual ao do MOSFET.
- Em alguns casos pode ser utilizado na comutação de corrente do transistor ao diodo e viceversa durante o chaveamento dos transistores, por exemplo na configuração "totem pole" da topologia de ponte trifásica com carga indutiva (Figura 8.2).

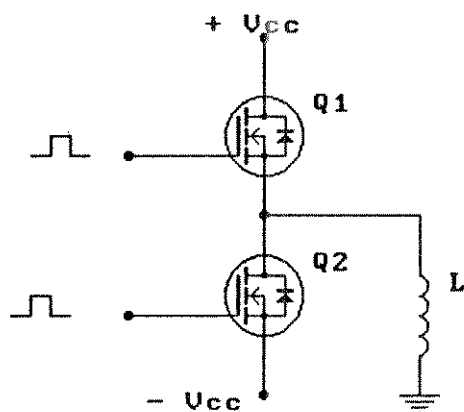


Figura 8.2 Totem - pole canal N.

8.2- MODELO DO CONJUNTO MOTOR - INVERSOR.-

8.2.1. MODELO DINÂMICO d-q DO MOTOR DE INDUÇÃO.-

8.2.1.1 TRANSFORMAÇÃO DE EIXOS.-

Na derivação das equações do modelo do motor de indução, é assumido primeiro que as componentes das tensões de fase, fluxo e correntes num sistema de coordenadas estacionário, nos eixos as , bs e cs deslocados 120° , são referidos aos eixos em quadratura d^s - q^s estacionário ou viceversa mediante relações de transformação de eixos, Figura 8.3. Depois são referidos estas componentes das tensões, fluxos e correntes no sistema de eixos d^e - q^e rodando à velocidade de sincronismo ω_e [6]. A vantagem desta transformação de eixos é de fazer aparecer as variáveis senoidais como magnitudes DC.

a) EIXOS q^s , d^s E EIXOS as - bs - cs NUM SISTEMA DE REFERÊNCIA ESTACIONÁRIO.

TENSÕES DO MOTOR REFERIDOS AOS EIXOS ESTACIONÁRIOS.

Referindo as tensões de fase do motor: v_{as} , v_{bs} e v_{cs} no sistema estacionário as , bs e cs ao sistema estacionário d^s - q^s e viceversa, na Figura 8.3, tem-se as equações matriciais (8.2-01) e (8.2-02):

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120^\circ) & \sin(\theta-120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta+120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{os}^s \end{bmatrix} \quad (8.2-01)$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (8.2-02)$$

Considerando que: $\theta=0$, e as componentes de sequência zero são nulas por ter-se uma máquina trifásica simétrica, tem-se da eq.(8.2-01):

$$v_{as} = v_{qs}^s \quad (8.2-03A)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2} v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{ds}^s \quad (8.2-04)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2} v_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{ds}^s \quad (8.2-05)$$

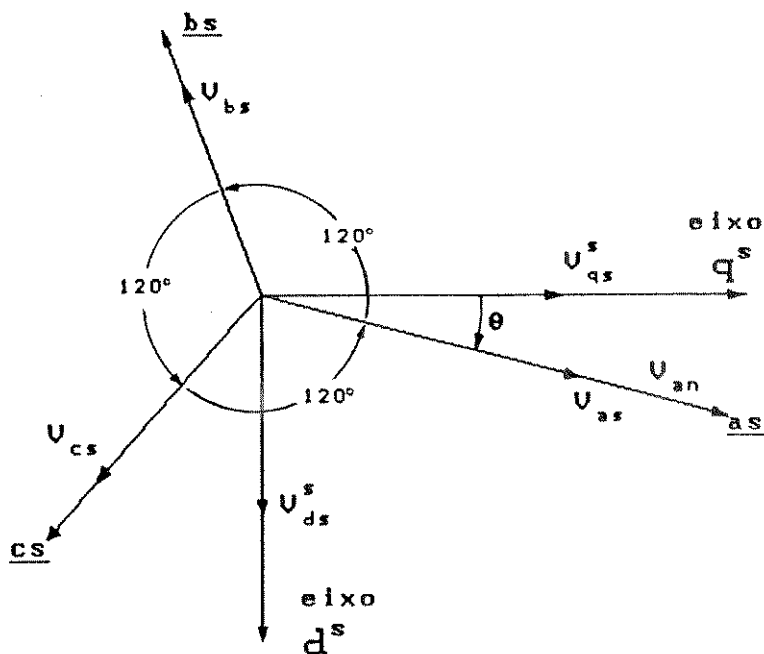


Figura 8.3 Transformação de eixos estacionários as , bs , cs deslocados 120° e eixos em quadratura d^s - q^s deslocados 90° .

e logo da eq.(8.2-02):

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3} v_{as} - \frac{1}{3} v_{bs} - \frac{1}{3} v_{cs} = v_{as} \quad (8.2-06)$$

$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} v_{cs} \quad (8.2-07)$$

B) EIXOS d^s - q^s EM MOVIMENTO RODANDO À VELOCIDADE SÍNCRONA.

As tensões no sistema estacionário d^s - q^s pode-se converter ao sistema d - q , que roda à velocidade de sincronismo, com ajuda do diagrama da Figura 8.4, de donde obtem-se as tensões v_{qs} e v_{ds} no sistema de referência rodando à velocidade de sincronismo em função das variáveis do sistema de referência estacionário, dadas a seguir:

$$v_{qs} = v_{qs}^s \cos \omega_e t - v_{ds}^s \sin \omega_e t \quad (8.2-08)$$

$$v_{ds} = v_{qs}^s \sin \omega_e t + v_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (8.2-09)$$

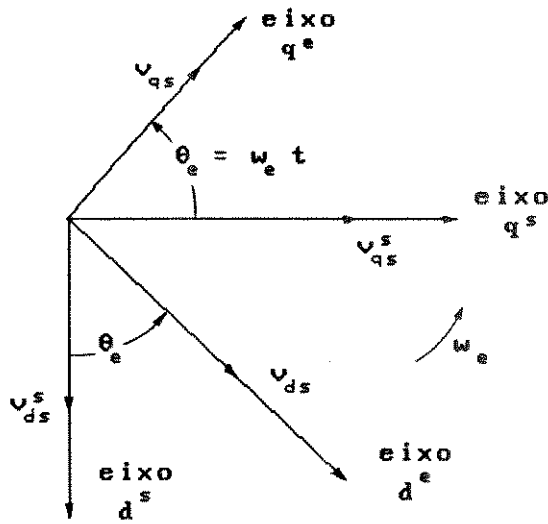


Figura 8.4 Transformação dos eixos estacionários d^s-q^s aos eixos d^e-q^e que rodam à velocidade síncrona.

Das eqs.8.2-08 e 8.2-09 obtém-se as variáveis v_{qs}^s , v_{ds}^s , i_q^s e i_d^s :

$$v_{qs}^s = v_{qs} \cos w_e t + v_{ds} \sin w_e t \quad (8.2-10)$$

$$v_{ds}^s = -v_{qs} \sin w_e t + v_{ds} \cos w_e t \quad (8.2-11)$$

$$i_q^s = i_q \cos w_e t + i_d \sin w_e t \quad (8.2-12)$$

$$i_d^s = -i_q \sin w_e t + i_d \cos w_e t \quad (8.2-13)$$

Assumindo que na eq.8.2-01: $\theta=0$, $v_{os}^s = 0$, $v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0$ tem-se:

$$v_{as} = -(v_{bs} + v_{cs})$$

Asumindo que as tensões de fase de alimentação do motor são balanceadas e senoidais:

$$v_{as} = V_{sm} \cos w_e t \quad (8.2-14)$$

$$v_{bs} = V_{sm} \cos(w_e t - 120^\circ) \quad (8.2-15)$$

$$v_{cs} = V_{sm} \cos(w_e t + 120^\circ) \quad (8.2-16)$$

Substituindo as eqs.8.2-14 até 8.2-16 nas eqs.8.2-06 e 8.2-07 :

$$v_{qs}^s = V_{sm} \cos w_e t \quad (8.2-17a)$$

$$v_{ds}^s = - V_{sm} \sen w_e t \quad (8.2-17b)$$

$$i_q^s = i_q \cos w_e t + i_d \sen w_e t \quad (8.2-18a)$$

$$i_d^s = i_q \sen w_e t + i_d \cos w_e t \quad (8.2-18b)$$

Substituindo as eqs.8.2-17 e 8.2-18 nas eqs.8.2-08 e 8.2-09:

$$v_{qs} = v_{sm} = \hat{V}_m \quad (8.2-19)$$

$$v_{ds} = 0 \quad (8.2-20)$$

Estas relações verificam que as variáveis senoidais aparecem como magnitudes DC no sistema de referência rodando à velocidade de sincronismo. Logo tirando os superíndices tem-se as variáveis v_{ds} e v_{qs} no sistema de referência rodando à velocidade síncrona, nas equações a seguir:

EQUAÇÕES DE TENSÕES DE FASE.-

$$V_a = v_{qs} \cos(w_e t) + v_{ds} \sen(w_e t) \quad (8.2-21)$$

$$V_b = v_{qs} \cos(w_e t - 120^\circ) + v_{ds} \sen(w_e t - 120^\circ) \quad (8.2-22)$$

$$V_c = v_{qs} \cos(w_e t + 120^\circ) + v_{ds} \sen(w_e t + 120^\circ) \quad (8.2-23)$$

EQUAÇÕES DE CORRENTES DE LINHA.-

$$i_a = i_q \cos w_e t + i_d \sen w_e t \quad (8.2-24)$$

$$i_b = i_q \cos(w_e t - 120^\circ) + i_d \sen(w_e t - 120^\circ) \quad (8.2-25)$$

$$i_c = i_q \cos(w_e t + 120^\circ) + i_d \sen(w_e t + 120^\circ) \quad (8.2-26)$$

8.2.1.2 MODELO DO MOTOR NO SISTEMA DE REFERÊNCIA RODANDO À VELOCIDADE DE SINCRONISMO.

Assumindo que a comutação de tensão e corrente no inversor acontece instantaneamente com relação a um período das tensões de fase, pode-se expressar o comportamento da tensão da fonte DC e inversor PWM em termos das variáveis do sistema de referência rodando à velocidade síncrona.

Depois de duas transformações de eixos, primeiro dos eixos d^s-q^s aos eixos $as-bs-cs$ estáticos e segundo dos eixos d^s-q^s estáticos aos eixos d^e-q^e em rotação síncrona feito em (8.2.1.1), tem-se as expressões do motor cujas variáveis senoidais aparecem como magnitudes DC.

Expressas as equações do estator (8.2-21, 22 e 23) no sistema de referência rodando à velocidade de sincronismo w_e , o rotor tem a velocidade w_r , logo os eixos $d-q$ fixados no rotor têm uma velocidade relativa $w_e - w_r$, em relação ao sistema de referência rodando à velocidade de sincronismo.

As equações que representam o estator são (8.2-21, 22 e 23). Nas eqs.(8.2-21) até (8.2-30) todas as variáveis e parâmetros estão referidos ao estator. A eq.(8.2-35) da velocidade w_m está em função do torque elétrico T_e , torque de carga T_L , inercia J do sistema e do número de polos p . As eqs.(8.2-31) até (8.2-34) são as equações dos fluxos magnéticos do estator e rotor referidos aos eixos $d-q$. As eqs.(8.2-27) até (8.2-39) correspondem ao modelo dinâmico do motor de indução. Nestas equações para ter o modelo dinâmico da máquina no sistema de referência estacionário se faz que $w_e = 0$. Na Figura 8.5 se mostra o circuito equivalente do motor.

TENSÕES.-

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + w_e \psi_{ds} \quad (8.2-27)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - w_e \psi_{qs} \quad (8.2-28)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (w_e - w_r) \psi_{dr} = 0 \quad (8.2-29)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (w_e - w_r) \psi_{qr} = 0 \quad (8.2-30)$$

FLUXOS.-

$$\psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (8.2-31)$$

$$= (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr}$$

$$= L_s i_{qs} + L_m i_{qr}$$

$$\psi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (8.2-32)$$

$$= (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs}$$

$$= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}$$

$$\psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (8.2-33)$$

$$= (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr}$$

$$= L_s i_{ds} + L_m i_{dr}$$

$$\psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (8.2-34)$$

$$= (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds}$$

$$= L_r i_{dr} + L_m i_{ds}$$

TORQUE

$$T_e - T_L = J \frac{dw_r}{dt} = \frac{2}{p} J \frac{dw_r}{dt} \quad (8.2-35)$$

$$= \frac{3}{4} P \left[\psi_{dm} i_{qr} - \psi_{qm} i_{dr} \right] \quad (8.2-36)$$

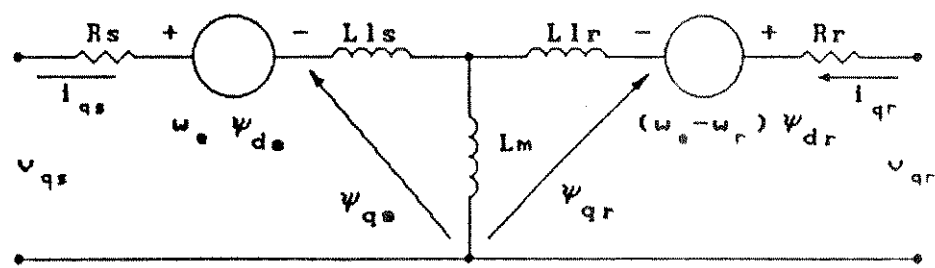
$$= \frac{3}{4} P \left[\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds} \right] \quad (8.2-37)$$

$$= \frac{3}{4} P \left[\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} \right] \quad (8.2-38)$$

$$= \frac{3}{4} P L_m \left[i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr} \right] \quad (8.2-39)$$

MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO

EIXO q^e



EIXO d^e

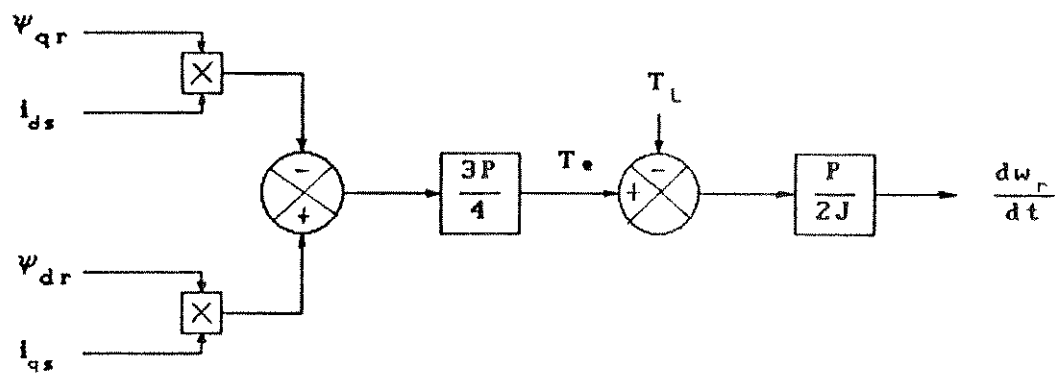
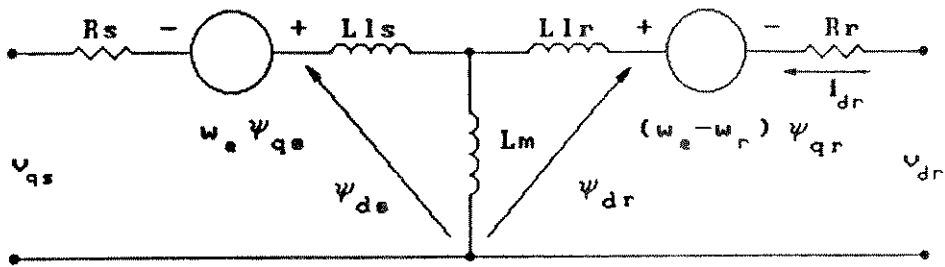


Figura 8.5 Circuito equivalente d - q do motor no sistema de referência rodando à - velocidade de sincronismo.

8.2.2. ENSAIOS DO MOTOR DE INDUÇÃO, CÁLCULO DE PARÂMETROS.

TABELA 8.1. PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MOTOR.

TESTE	DADOS	EQUAÇÕES	PARÂMETROS CALCULADOS
Motor em vazio	V_{L_o}, I_{L_o} P_o	8.2:40-45	Z_o, R_o, X_o, X_m
Rotor travado	V_t, I_{L_t} P_t	8.2:46-52	Z_t, R_b, X_t, X_s, X'_r R'_r
Medição de re- sistência do estator.	R_s	8.2-53	R_{eq}

EQUAÇÕES [6,34,51]

$$Z_o = \frac{V_{L_o}/\sqrt{3}}{I_{L_o}} \tag{8.2-40}$$

$$R_o = P_o/(3I_{L_o}^2) \tag{8.2-41}$$

$$X_o = (Z_o^2 - R_o^2)^{1/2} \tag{8.2-42}$$

$$\cong X_s + X_m \tag{8.2-43}$$

$$X_m \cong X_o - X_s \tag{8.2-44}$$

$$Z_t = \frac{V_t/\sqrt{3}}{I_{L_t}} \tag{8.2-45}$$

$$R_b = P_t/(3I_{L_t}^2) \tag{8.2-46}$$

$$X_t = (Z_t^2 - R_b^2)^{1/2} \tag{8.2-47}$$

$$\cong X_s + X'_r \tag{8.2-48}$$

$$X_s = X'_r = X_t/2 \tag{8.2-49}$$

ou

$$X_s = 0,4 X_t \quad X'_r = 0,6 X_t \quad (8.2-50)$$

$$R'_r = \frac{R_r^2 + (X'_r + X_M)^2}{X_m^2} R_{eq} \quad (8.2-51)$$

com $x'_r + x_m \gg R'_r$:

$$R'_r \cong \left[\frac{X'_r + X_m}{X_m} \right]^2 R_{eq} \quad (8.2-52)$$

$$R_{eq} = R_b - R_s \quad (8.2-53)$$

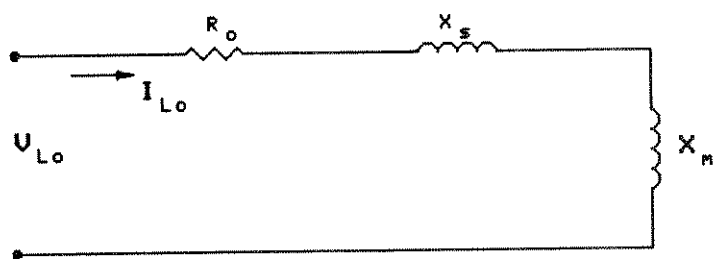


Figura 8.6a Circuito equivalente do motor em vazio.

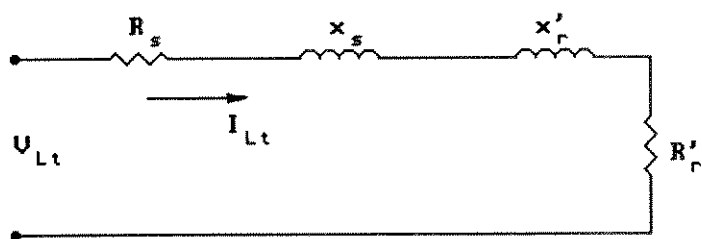


Figura 8.6b Circuito equivalente do motor com rotor bloqueado.

Figura 8.6 Circuitos equivalentes do motor de indução.

CIRCUITO EQUIVALENTE DE THÉVENIN

$$V_{th} = \frac{X_m V}{[R_s^2 + (X_s + X_m)^2]^{1/2}} \cong \frac{x_m}{X_s + X_m} V \quad (8.2-54)$$

$$Z_{th} = \frac{jX_m (R_s + jX_s)}{R_s + j(X_s + X_m)} = R_{th} + jX_{th} \quad (8.2-55)$$

$$R_{th} \cong \left[\frac{X_m}{X_s + X_m} \right]^2 R_s \quad (8.2-55a)$$

$$X_{th} \cong X_s \quad (8.2-55b)$$

EQUAÇÕES DO MOTOR NO ESTADO DE REGIME.

$$T_m = \frac{V_{th}^2 R'_r}{w_s s (R_{th} + R'_r/s)^2 + (X_{th} + X'_r)^2} \quad (8.2-56)$$

fazendo $dT_{max}/ds = 0$:

$$S_{T,max} = \frac{R'_r}{[R_{th}^2 + (X_{th} + X'_r)^2]^{0.5}} \quad (8.2-57)$$

$$T_{max} = \frac{1}{2w_s} \frac{V_{th}^2}{R_{th} + [R_{th}^2 + (X_{th} + X'_r)^2]^{0.5}} \quad (8.2-58)$$

$$R_{eq} = \frac{X_m^2 R'_r}{R_r'^2 + (X'_r + X_m)^2} \quad (8.2-59)$$

Se: $X'_r + X_m \gg R'_r$:

$$\therefore R_{eq} \cong \left(\frac{X_m}{X'_r + X_m} \right)^2 R'_r \quad (8.2-60)$$

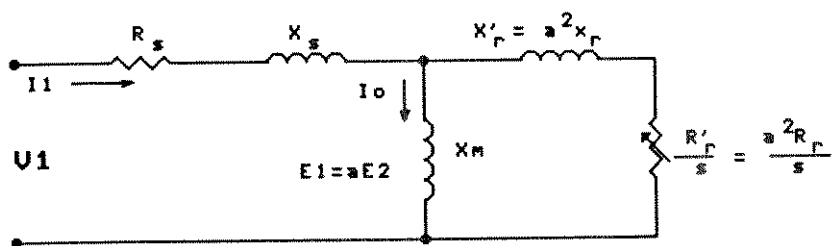


Figura 8.7a Circuito equivalente recomendado pela IEEE.

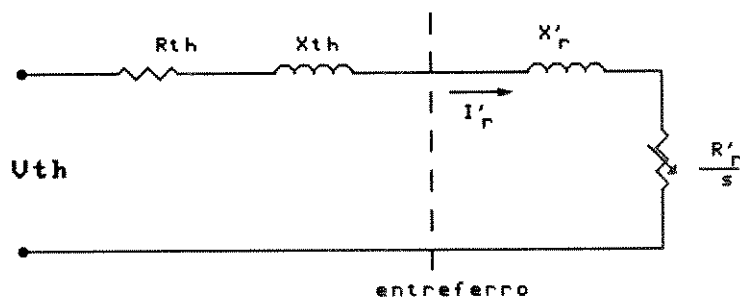


Figura 8.7b Circuito equivalente de Thévenin.

Figura 8.7 Circuitos equivalentes do motor de indução tipo gaiola de esquilo.

8.2.3. CARACTERÍSTICAS NOMINAIS, RESULTADOS DE ENSAIOS E PARÂMETROS DO MOTOR DE INDUÇÃO.

TABELA 8.2. CARACTERÍSTICAS NOMINAIS DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS, TIPO GAIOLA DE ESQUILO.

CARACTERÍSTICAS NOMINAIS	MOTOR DE DIREÇÃO	MOTOR DE TRAÇÃO
MARCA	WEG	WEG
MODELO/SERIE	80/489	MFO889
POTÊNCIA	0,25 kW	0,75
VELOCIDADE/FREQÜÊNCIA(RPM/Hz)	850/60	1730/60
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (Δ)	75 V	75 V
CORRENTE (Δ)	6 A	6 A
F.S	1,35	1,25
IP/IN	3	6,5
ISOL.	3	
CAT.N.	IP54	IP44
J (Kg-m ²)	0.0016	0.0016
PESO (aprox) Kg	15	15

TABELA 8.3 DADOS DE ENSAIOS DOS MOTORES DE TRAÇÃO E DIREÇÃO.

TESTES		M.TRAÇÃO	M.DIREÇÃO
TESTE EM VAZIO	V_{L0}	75 V	75,3 V
	I_{L0}	4,37 A	5,5 A
	P_0	175 W	183,5 W
	f_0	60 Hz	60 Hz
TESTE DE ROTOR BLOQUEADO	V_T	14 V	28,67 V
	I_{Lt}	6,06 A	6,1 A
	P_t	100 W	240 W
	f_t	60 Hz	60 Hz
MEDIÇÃO DE RESIST. ESTAT.	R_1	1,94 Ohms	1,6 Ohms

TABELA 8.4 PARÂMETROS DOS MOTORES DE INDUÇÃO

RESULTADOS			
PARÂMETROS		M. TRACÇÃO	M. DIREÇÃO
Z_0	(Ohms)	9,9087	7,904
R_0	(Ohms)	3,0546	2,022
X_0	(Ohms)	9,4261	7,641
X_m	(Ohms) (a/b)	8,9375/9,0352	6,8135/6,979
Z_t	(Ohms)	1,3338	2,7135
R_t	(Ohms)	0,9077	2,15
X_t	(Ohms)	0,9773	1,655
X_s	(Ohms) (a/b)	0,4886/0,39092	0,8275/0,662
X_r	(Ohms) (a/b)	0,4886/0,58398	0,8275/0,993
R_{eq}	(Ohms)	0,261	0,55
R_s	(Ohms)	0,6467	0,5333
R'_r	(Ohms) (a/b)	0,2903/0,2958	0,697/0,7176
L_{ls}	(mH) (a/b)	1,2960/1,0369	2,195/1,756
L_{lr}	(mH) (a/b)	1,2960/1,5490	2,195/2,634
L_m	(mH) (a/b)	23,707/23,966	18,073/18,512
L_s	(mH) (a/b)	25,003/25,003	20,268/20,268
L_r	(mH) (a/b)	25,003/25,515	20,268/21,146
V_{th}	(V) (a/b)	40,96/41,41	37,792/38,71
Z_{th}	(Ohms) (a/b)	0,7667/0,72263	1,5723/1,548
R_{th}	(Ohms) (a/b)	0,5787/0,5914	1,2190/1,279
X_{th}	(Ohms) (a/b)	0,5029/0,4153	0,9931/0,8724
V_1	(V)	43,30	43,30
T_{max}	(N-m)	2,5772	1,305
$S_{T,max}$		0,25286	0,3181
S_n		0,03889	0,0555
Z_1	(Ohms)	5,5978	6,81897
I_1	(A)	7,7352	6,35

(a) eq.8.2-49 : $x_1 = x_T' = x_t / 2$

(b) eq.8.2-50: $x_1 = 0,4 x_t$

$x_2 = 0,6 x_t$

8.3 EQUAÇÕES DE SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO, INVERSOR DE ONDA QUADRADA E INVERSOR PWM.

A. EQUAÇÕES DO MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO.-

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} - w_e \psi_{ds} \quad (8.3-01)$$

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} + w_e \psi_{qs} \quad (8.3-02)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = v_{qr} - R_r i_{qr} - (w_e - w_r) \psi_{dr} \quad (8.3-03)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = v_{dr} - R_r i_{dr} + (w_e - w_r) \psi_{qr} \quad (8.3-04)$$

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (8.3-05)$$

$$i_{qr} = \frac{\psi_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (8.3-06)$$

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \quad (8.3-07)$$

$$i_{dr} = \frac{\psi_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (8.3-08)$$

$$T_e = \frac{3p}{4} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (8.3-09)$$

$$= \frac{3p}{4} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (8.3-10)$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{T_e - T_L}{2J} p \quad (8.3-11)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (8.3-12)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (8.3-13)$$

B.- INVERSOR.-

B.1.-INVERSOR DE ONDA QUADRADA.-

FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DO INVERSOR DE ONDA QUADRADA.-

$$G_{qs} = 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{2}{143} \cos 12\omega_e t + \frac{2}{323} \cos 18\omega_e t - \quad (8.3-14)$$

$$- \frac{2}{575} \cos 24\omega_e t + \dots\dots$$

$$= 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{\cos 6n\omega_e t}{(6n)^2 - 1} \quad (8.3-15)$$

$$G_{ds} = \frac{12}{35} \sin 6\omega_e t - \frac{24}{143} \sin 12\omega_e t + \frac{36}{323} \sin 18\omega_e t + \quad (8.3-16)$$

$$- \frac{48}{575} \sin 24\omega_e t + \dots\dots$$

$$= 12 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{n \sin 6n\omega_e t}{(6n)^2 - 1} \quad (8.3-17)$$

TENSÕES E CORRENTES DE SAÍDA DO INVERSOR ONDA QUADRADA.

$$v_{ds} = \frac{2}{\pi} V_B G_{ds} \quad (8.3-18)$$

$$v_{qs} = \frac{2}{\pi} V_B G_{qs} \quad (8.3-19)$$

$$I_d = \frac{3}{\pi} (I_{qs} G_{qs} + I_{ds} G_{ds}) \quad (8.3-20)$$

Para tensão senoidal:

$$G_{qs} = 1 \quad (8.3-21a)$$

$$G_{ds} = 0 \quad (8.3-21b)$$

$$v_{qs} = V'_B \quad (8.3-21c)$$

$$V_{ds} = 0 \quad (8.3-21d)$$

$$V'_B = \frac{2}{\pi} V_B \quad (8.3-21e)$$

B.2.- INVERSOR PWM.-

TENSÕES E CORRENTES DE SAIDA NOS EIXOS DE REFERÊNCIA RODANDO À VELOCIDADE DE SINCRONISMO.-

$$v_{ds} = \frac{2}{\pi} V_B P_M G_{ds} \quad (8.3-22)$$

$$v_{qs} = \frac{2}{\pi} V_B P_M G_{qs} \quad (8.3-23)$$

$$I_i = \frac{3}{\pi} P_M (i_{qs} G_{qs} + i_{ds} G_{ds}) \quad (8.3-24)$$

$$V_{as} = \frac{2V_B}{\pi} P_M \left(\cos w_e t + \frac{1}{5} \cos 5w_e t - \frac{1}{7} \cos 7w_e t \dots \right) \quad (8.3-25)$$

donde:

$$P_M = f_R + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n\pi} \left[\text{sen}(N_P n f_R w_b t) - \text{sen} \left(N_P n f_R w_b \left(t - \frac{2\pi}{N_P w_b} \right) \right) \right] \quad (8.3-26)$$

$$T_1 = \frac{2\pi}{N_P w_b} = \frac{T_b}{N_P} \quad (8.3-27)$$

$$T = \frac{2\pi}{N_P f_R w_b} \quad (8.3-28)$$

$$= \frac{T_1}{f_R} \quad (8.3-29)$$

$$= \frac{2\pi}{N_P w_e} \quad (8.3-30)$$

$$f_R = \frac{w_e}{w_b} = \frac{T_1}{T} \quad (8.3-31)$$

TENSÕES DE FASE

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos w_e t & \text{sen} w_e t \\ \cos(w_e t - 120^\circ) & \text{sen}(w_e t - 120^\circ) \\ \cos(w_e t + 120^\circ) & \text{sen}(w_e t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (8.3-32)$$

8.4. FONTES CHAVEADAS, CLASSIFICAÇÃO E PROJETO

As fontes de potência de modo chaveado utilizados, são conversores DC/DC, baseados em dois princípios diferentes de conversão. Estes são os conversores "feed-forward" e os conversores "flyback" [13, 22, 23, 24].

a) Conversores "feed-forward"

Os conversores "feed-forward" abrangem os conversores "feed-forward" de uma fase, circuitos "push-pull" e pontes.

Nos conversores "feed-forward" durante o tempo de condução da chave, a energia é transferida do indutor ou primário do transformador de isolamento à saída ou secundário do transformador. A corrente magnetizante do transformador gera uma energia que é armazenada no núcleo durante o " t_{on} " da chave. Para evitar a saturação do transformador a energia armazenada deve ser retirada do núcleo a cada ciclo durante o " t_{off} " da chave através de um circuito desmagnetizante no lado primário do transformador como no caso de conversores "feed-forward" de uma fase ou conversores "forward". Neste tipo de conversor a energia do indutor não pode alimentar diretamente um capacitor, tem que ser utilizado uma bobina de choque.

Nos circuitos "push-pull" e pontes a condução de uma chave é seguida pela condução de outra chave depois de um tempo curto de bloqueio de ambas chaves. A desmagnetização é assegurada pelo acionamento simétrico do transformador [22].

b) Conversores "flyback"

Neste tipo de conversores a energia é armazenada durante a condução da chave. A energia armazenada é transferida ao lado secundário durante o bloqueio da chave. Do fato que a energia não flue diretamente a saída ou secundário do transformador, a saída deste tipo de conversor pode alimentar diretamente um capacitor sem necessidade de uma bobina de choque [22].

O fato básico que rege o funcionamento das fontes chaveadas, está na capacidade de armazenamento de energia nos capacitores (em forma de tensão) ou nos indutores (em forma de corrente). O modo como a transferência de energia dos indutores à saída é efetuada determina, os diversos tipos de fontes chaveadas.

Em todas as configurações das fontes indicadas, quando a chave conduz a energia é armazenada no indutor. Quando a chave não conduz, os diodos nos secundários conduzem a corrente armazenada no indutor, transferindo assim a potência para a saída.

O tipo escolhido de conversor DC/DC para as fontes auxiliares de alimentação é do tipo "flyback" por ser bem simples na sua estrutura, fácil de ser implementado e porque é apropriado para baixas potências. O número de componentes utilizados é reduzido em relação a outros tipos de fontes.

CONVERSOR "FLYBACK"

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio de funcionamento baseia-se no armazenamento de energia num indutor, durante o tempo de condução do transistor. Durante o tempo de bloqueio essa energia é transferida à carga.

MODOS DE FUNCIONAMENTO

O conversor "flyback" tem dois modos de funcionamento: o modo contínuo e o modo descontínuo.

MODO CONTÍNUO

Neste modo de funcionamento a corrente que circula no indutor nunca chega a zero. A tensão de saída depende exclusivamente da tensão de entrada V_B . As variações de V_B podem ser compensadas com o ângulo de condução δ do transistor para manter a tensão de saída V_s constante.

$$\delta = \frac{V_B}{V_s + V_B} \quad (8.4-01)$$

Na eq.8.4-01 se pode observar que para V_B constante e $V_{s,min}$ tem-se δ_{max} , e com V_B constante e $V_{s,max}$ tem-se δ_{min} .

A função de transferência V_s/V_e independe da corrente de saída.

Da eq.8.4-01:

$$V_s = \frac{\delta V_B}{1-\delta} \quad (8.4-02)$$

$$\text{ou} \quad L \gg \frac{\delta(1-\delta) V_B}{2 f_s I_{s,min}} \quad (8.4-03)$$

no limite no modo contínuo :

$$\delta V_B \equiv \delta_{max} V_{B,min} \quad (8.4-04)$$

$$\text{ou } L \gg \frac{(1 - \delta_{\min})^2 V_s}{2 f I_{s,\min}} \quad (8.4-05)$$

MODOS DESCONTÍNUO

Neste modo de funcionamento da fonte a corrente que circula no indutor, chega a zero a cada ciclo " $t_{\text{on}} - t_{\text{off}}$ " do transistor. Isto significa que toda a energia armazenada durante o " t_{on} " do transistor é transferida à carga em " t_{off} " para manter a corrente de saída.

A resposta a transitórios, neste modo, é possível melhorar através da correção do ângulo de condução δ e ângulo Ψ . As variações de corrente são corrigidas rapidamente, adequando a corrente no indutor à potência de saída. A resposta a transitórios de correntes é normalmente limitada pelo circuito de controle, pois a velocidade de correção de δ depende da velocidade de correção do circuito de controle.

Segundo a eq.(8.4-06) a função de transferência é proporcional à raiz quadrada da resistência de carga R_s . Com isso o circuito de controle deve compensar não só variações da tensão V_B , senão também as variações de corrente na saída.

$$\frac{V_s}{V_B} = \delta \sqrt{\frac{R_s}{2fL}} \quad (8.4-06)$$

$$L > \frac{(\delta_{\max} V_{B,\min})^2}{2 f P_s} \quad (8.4-07)$$

quando $\delta V_B \equiv \delta_{\max} V_{B,\min}$ tem-se o caso limite no modo contínuo para uma certa potência máxima na saída (P_s).

9. BIBLIOGRAFIA

- [1] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives". Prentice Hall, Englewood cliffs, 1986.
- [2] Mohan, Undeland, Robbins. "Power Electronics: converters, Applications and design". 1989.
- [3] S. R. Bowes, T. Davies. "Microprocessor-based Development System for PWM Variable-speed Drives". IEE Proceedings, Vol.132, Pt.B, No.1, January 1985.
- [4] S. R. Bowes, R. R. Clements. "Digital Computer Simulation of variable-speed PWM inverter-machine drives". IEE Proc. Vol.130, Pt.B, No.3, May 1983.
- [5] B. J. Baliga, D. Y. Chen."Power transistors: Device design and applications". IEEE PRESS 1984, pp.1-18.
- [6] P.C. Krause. "Analysis of electric machinery". McGraw-Hill Book company, 1986.
- [7] C.W. Lander, "Eletrônica Industrial-Teoria e aplicações". McGraw-Hill, 1988.
- [8] P.C. Krause. "Analysis and Simplified Representations of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No.5, MAY 69, pp. 588-596.
- [9] P.C. Krause. "Analysis and Simplified Representations of Rectifier-Inverter Reluctance-Synchronous Motor Drives". IEEE Transactions on Power Apparatus and System, Vol. PAS-88, No.6, June 1969, pp.962-970.
- [10] B. K. Bose, "Adjustable Speed AC Drive Systems". Edited by B. K. Bose, Corporate Research and Development General Electric Company. IEEE PRESS, 1980.
- [11] MOTOROLA, "Power MOSFET Transistor Data", First Edition, 1984.
- [12] S. Clemente, B.R. Pelly, "Understanding Power MOSFET, switching Performance". Copyright 1983, Pergamon Press Ltd (pp.243-256).
- [13] George C. Chryssis. "High-Frequency switching Power Supplies Theory and Design". Second Edit. 1989. McGraw-Hill Publishing Company.
- [14] R. Severns. "dv/dt Effects in MOSFET and Bipolar Junction Transistor Switches". IEEE Power Electron. Specialist. Conf. 1981.,pp.258-264.
- [15] SILICONIX Power Products Data Book, 1991
- [16] P.H. Swanepoel, J.D. Van Wyk. "Transformer-Coupled Direct Base Drive Technology for High-Power High-Voltage Bipolar Transistor PWM Converters". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol.25, No.6. Nov/Dec. 1989.
- [17] PHILIPS MA01-Soft ferrites. Magnetics Products, Data Handbook soft ferrites. 1991
- [18] THORNTON - INPEC ELETRÔNICA LTDA. Núcleos magnéticos de ferrite.
- [19] A. Ferraro, "An overview of low-loss Snubber Technology for transistor converters". IEEE Power Electron. Specialist. Conf. 1982. pp.466-477.
Power Transistors: Device design and applications. Ed. by B. J. Baliga, D.Y. Chen, IEEE PRESS 1984.

- [20] W. Mc Murray, "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters".IEEE TRANS.IND.APPLIC.VOL.IA-16,No.4,JUL/AUG.1980.
- [21] B. Nair, P.C.Sen, "Voltage Clamp Circuits for a Power MOSFET PWM Inverter". IEEE TRANS. IND. APPLIC. VOL. IA-23, No.5, SEPT/OCT.1987
- [22] Siemens, "Switched-Mode Power Supplies (SMPS)-Technology and Components" N. Merianos, W. Schott, M. Herfurth.
- [23] L.F. Pereira de Mello, "Projetos de fontes chaveadas", 2a.Ed.,1988. Livros Érica Editora Ltda.
- [24] Siemens, "SIPMOS Power Transistor - Technology - Switching Behavior - Protective Circuits - Drive Circuits". Edition 1985.
- [25] C.F. Christiansen, N.H. Martinez, "Load circuits Imposes Driving Constraints to internally Protected Power MOSFET's" IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol.32, No2, May 1985.
- [26] D. Hoffman, "Driving VMOS Power FETs" SILICONIX, Appl. Note AN79-4.
- [27] SILICONIX. VMOS Power FETs. Design Catalog. January 1979.
- [28] R.D.Middlebrook, Slobodan Cuk. "Advances in Switched-mode power conversion". Vol. I, II, III. TESLACO 1983. pp.
- [29] MOTOROLA. Linear/ Switchmode voltage regulator handbook theory and practice. 2a. Ed. 1982.
- [30] J.A. Houldsworth and F.J. Burgum. "Induction motor drive using new digital sine-wave PWM syistem".
- [31] D.A.Grant, J.A.Houldsworth. "PWM AC Motor Drive employing Ultrasonic Carrier". IEE printed. pp.237-240.
- [32] B.R. Pelly. "Power MOSFETS - A Status Review". Int. Power Electron. conf. 1983. pp.19-32.
- [33] W. MC Murray. "Optimum Snubbers for Power Semiconductors". IEEE TRANS., APPLIC. VOL. IA-8, No.5, SEPT/OCT 1972.
- [34] S.B. Dewan, G.R. Slemon, A.S.Straughem, "Power semiconductor devices". John Wiley 1984.
- [35].MOTOROLA INC, MOTOROLA Power MOSFET Transistor Data, 1984
- [36] J.D. Van Wyk. "On carrier-frequency gating systems for static switching circuits". IEEE Trans. On MAGNETICS, June 1969
- [37] F.C. Turnbull. "A carrier frequency gating circuit for static inverters, converters and cycloconverters". IEEE Trans. Vol. MAG-2, No.1, March 1966.
- [38] J.D. Van Wyk and J.A. Ferreira."Transistor inverter design optimization in the frequency range above 5KHz up to 50 KVA". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-19, No.2 March/Apr. 1983.

- [39] K.S. Rajashekara, J. Vithyathil, V. Rajagopalan. "Protection and switching-Aid Networks for transistor Bridge Inverters". IEEE TRANS.IND. ELECTR., VOL. IE-33, No.2, MAY 1986.
- [40] S.R. Bowes, A. Midoun. "New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives". IEE Proceedings, Vol.133, Pt.B., No.4, July 1986. pp.237-254.
- [41] H.S. Patel, R.F. Hoft. "Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part 1 - harmonic elimination,". IEEE Trans. 1973, IA-9, pp.310-317.
- [42] H.S. Patel, R.F. Hoft. "Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part 2 - voltage control techniques". IEEE Trans. 1974, IA-10, pp.666-673.
- [43] SILICONIX, Power Products, Data Book, 1991.
- [44] SIEMENS, Ferrites and Accessories - Short Form Catalog. 1983/1984.
- [45] G. K. Dubey. "Power Semiconductor Controlled Drives". Prentice Hall, 1989.
- [46] J.B. Gosling. "Digital Timing Circuits". Edward Arnold, 1985.
- [47] TUTSIM for IBM PC. "Interactive simulation Language". Users Manual. Meerman Automatisering.
- [48] TEXAS INSTRUMENTS. LINEAR CIRCUITS - DATA BOOK, 1982.
- [49] ICOTRON. BOLETIM TÉCNICA INFORMATIVO ICOTRON, Agosto/Setembro 1983.
- [50] B.G. Starr, J. C. F. van Loon. "LCI circuits for AC motor speed control". Electronic Components and applications". Vol.2. No.4, August 1980. pp.219-229.
- [51] Fontes, I. R., (1993). "Controle de velocidade do motor de indução trifásico alimentado pelo inversor PWM através de microcomputador", Dissertação de Mestrado, DCA/FEE/UNICAMP.