

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA



SISTEMA DE TRANSPORTE VERTICAL UTILIZANDO UM
MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR BILATERAL

TOBIAS RAFAEL FERNANDES NETO

FORTALEZA

Janeiro 2007

Tobias Rafael Fernandes Neto

**SISTEMA DE TRANSPORTE VERTICAL UTILIZANDO UM
MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR BILATERAL**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Ricardo Silva Thé Pontes. Dr

Fortaleza

Janeiro 2007

SISTEMA DE TRANSPORTE VERTICAL UTILIZANDO UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR BILATERAL

Tobias Rafael Fernandes Neto

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas e aprovado em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

Tobias Rafael Fernandes Neto

Banca Examinadora:

Prof. Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.
Presidente

Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.

Prof. Otacílio Mota Almeida, Dr.

Prof. Luciano Martins Neto, Dr.

Fortaleza, Janeiro de 2007

*A Deus,
Por ter me concedido o dom da vida,
A minha Família, meus Amigos,
Por ter conversado e ainda me ouvido todos os dias.
A nossa Senhora,
Por ter iluminado meu caminho e nas horas de apertado
Á Santa Catarina Labouré,
Por ter me guiado*

*A minha mãe Verônica Fernandes,
Meus avós Tobias Rafael Fernandes e Mirian Fernandes,
Aos meus irmãos João Luiz e Glaura,
Aos meus tios, tias e primos,
A tia Lucia,
A todos da minha família que não os citei,
Aos meus Grandes Amigos Paulo Praça, Halisson Alves, Lucas Maciel, Felipe
Fernandes e Diego Carvalho.
Á minha linda Flor,
“...Eu não queria dormir tão só, eu não pedia sonho sem cor...”*

*A meu Avô e Jesus,
Eu dedico esse trabalho.*

“...Verás que um filho teu não foge à luta...”

(HINO NACIONAL BRASILEIRO)

AGRADECIMENTOS

À FUNCAP (Fundação cearense de apoio ao desenvolvimento científico e tecnológico) que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

Ao programa universitário da *Texas Instruments* pela doação do kit DSP TMS320F2812.

Aos professores Ricardo Silva Thé Pontes e Graça Rufino por suas valiosas orientações, amizade, força e disponibilizada durante todo este tempo. Agradeço a confiança em mim depositada, oportunidade de trabalhar e aprender.

Aos professores Evandro Soares, Maria Daniela, Marcus Peixoto, Bento, Daniel Thomazini, Cunha, Fernando Antunes, Laurinda, José Carlos, Otacílio, Demercil, Cícero, Luiz Barreto, Almeida e todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC Conceição, Rafael, Mario, Pedro e Geraldinho, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação no programa de Mestrado.

Aos meus amigos de mestrado Paulo Praça, Halisson, Rousseau, Eber de Castro, Gustavo, George, Lucas, Coutinho, Adonias, Paulo, Edilson, Belchior, Felipe, Marcus, Rômulo, Sérgio Daher, Rômulo Nunes, Rômulo Leite, Rafael Amaral, Nelber, Adson, Vanessa, Celso, Adriano, Vitor de Paula, Danilo, Issac, Valdeci, Mônica, André, Oliver, Salomão, Daniel, Alcidney, Thardely, Vandilberto, Lennon, Alex, Meldeleyev, Duílio, Ciro por todas as etapas que foram vencidas e pelo companheirismo e outros que não citei.

Aos amigos da engenharia da UNIFOR e do cotidiano que continuam sempre mantendo contato comigo: Eduardo Urano (Palheta), Patrícia (Paty), Ronaldo de Mendonça (Russo), Natalia (Tataia), Fabio Cisne (NASA), Mauricio Dourado (NERD), Ricardo (Presidente), Rafael (Coelho), Fabio (Piauí), João Luiz (Bin Laden), João

Paulo, Carlos Nativo, Roberto Menescal, Davi Nunes, André Lunardi, Luiz Mosca, Diego Carvalho, Itelo pinho, Tiago Conrado, Diego Conrado, Pedro Fernandes, Felipe Fernandes, Moises Fernandes, Delonne, Douglas Mazzola, Renato Castelo, Paulo (parah), Fernando (piauí), Felipe Mazzola, Débora Aragão, Rute, Isabela Andrade, Rosane Reis, Marissa, Marisa, Ticiane, João Lucas, Tereza Aguida, Andréa, Gustavo, Marília, Bruno Braga, Igor Braga, Luiz Felipe.

Aos mecânicos Bomfim (UFC) e a Ney Ramos (UNIFOR), por seus esforços na construção do projeto.

À todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

RESUMO

Resumo da dissertação apresentada à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

SISTEMA DE TRANSPORTE VERTICAL UTILIZANDO UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR BILATERAL

Tobias Rafael Fernandes Neto

Este trabalho apresenta a concepção de um protótipo de elevador com contrapeso, utilizando o motor de indução linear e conseqüentemente o desenvolvimento de um inversor. Desta maneira o uso do inversor no acionamento do motor linear, o torna uma ferramenta para impor níveis de tensão eficaz, um defasamento angular e uma frequência da tensão fundamental de saída, diferentes para várias condições de alimentação para estudos futuros. Propõe também um novo paradigma para o transporte vertical, através de uma nova técnica de construção e arranjo do sistema com contrapeso, permitindo o aumento da confiança, conforto e velocidade. A metodologia de projeto, simulação e resultados experimentais de um protótipo do motor linear e do inversor 5,4 KVA desenvolvido em laboratório são apresentados para validar a análise teórica e comprovar o desempenho do sistema.

Número de paginas: 194.

Palavras-Chave: Eletrônica de Potência, inversor trifásico, motor de indução linear, transporte vertical, controle digital.

ABSTRACT

Abstract of dissertation presented at Universidade Federal do Ceará as partial of fulfillment of the requirements for the Master degree of in Electrical Engineering

CONVEYING SYSTEM USING A DOUBLE-SIDED LINEAR INDUCTION MOTOR

Tobias Rafael Fernandes Neto

This work looks at a conception of a counterweight elevator prototype, using a linear induction motor, hence a development of an inverter. Thus the use of the linear drive makes it a tool to impose RMS voltage levels, an angular phase displacement and a fundamental frequency of the output voltage, different for some input conditions in the future. This project also proposes a new paradigm of vertical conveying, through a new construction technique and arrangement of the system with counterweight allowing an increase of trustworthy, comfort and costless. The project methodology, simulation and experimental results of a linear motor and an inverter 5.4KVA prototype developed in laboratory are presented in order to validate the theoretical analysis and to prove the system performance.

Number of pages: 194.

Keywords: Conveyors, Inverters, Linear Induction Motors, Power Electronics, Digital Control.

SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS.....	xiv
LISTA DE FIGURAS.....	xix
LISTA DE TABELAS.....	xxi
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO 1	
TRANSPORTE VERTICAL	
1.1 INTRODUÇÃO.....	4
1.2 O ELEVADOR.....	5
1.3 O ELEVADOR DE TRAÇÃO.....	5
1.4 O ELEVADOR HIDRÁULICO.....	7
1.5 UTILIZAÇÃO DO MOTOR LINEAR NO TRANSPORTE VERTICAL.....	8
1.5.1 INSTALAÇÃO DO MOTOR LINEAR NA CABINA.....	8
1.5.2 INSTALAÇÃO DO MOTOR LINEAR NO POÇO.....	9
1.5.3 INSTALAÇÃO DO MOTOR LINEAR COMO CONTRPESO.....	10
1.6 O ELEVADOR UTILIZANDO O MOTOR LINEAR SEM CABO.....	10
1.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	14
CAPÍTULO 2	
MÁQUINAS ELÉTRICAS DE INDUÇÃO LINEAR	
2.1 INTRODUÇÃO E HISTÓRIA.....	16
2.2 O MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR.....	17
2.3 APLICAÇÕES E VANTAGENS DO MIL	18
2.4 CLASSIFICAÇÃO DO MIL SEGUNDO O USO E A GEOMETRIA.....	19
2.5 CAMPO MAGNÉTICO TRANSLADANTE NO INDUTOR LINEAR.....	22
2.6 VELOCIDADE DO CAMPO MAGNÉTICO TRANSLADANTE NO MIL....	23
2.7 EFEITOS DE EXTREMIDADE.....	25
2.8 EFEITO DE EXTREMIDADE TRANSVERSAL.....	25
2.9 EFEITO DE EXTREMIDADE LONGITUDINAL.....	27
2.10 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIL A PARTIR DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	30
2.11 PROJETO DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR BILATERAL.....	31
2.11.1 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR.....	31
2.11.2 CÁLCULO DO NÚMERO DE RANHURAS.....	31
2.11.3 COMPRIMENTO DO PASSO POLAR.....	32
2.11.4 COMPRIMENTO DO MIL.....	32
2.11.5 LARGURA DO MIL.....	32
2.11.6 NÚMERO DE ESPIRAS.....	32
2.11.7 ALTURA DA CULATRA.....	33
2.12 DIMENSIONAMENTO DO LINOR.....	33
2.13 ENROLAMENTO DO INDUTOR.....	34
2.14 ESTRUTURA MECÂNICA.....	36
2.15 FREIO ELETROMAGNÉTICO E SISTEMA DE PARADA.....	38
2.16 DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DO MIL.....	40
2.16.1 RESISTÊNCIA POR FASE.....	40
2.16.2 REATÂNCIA DE DISPERSÃO POR FASE.....	41

2.16.3 REATÂNCIA PRÓPRIA DO PRIMÁRIO.....	44
2.16.4 REATÂNCIA MÚTUA ENTRE FASES DO PRIMÁRIO.....	45
2.16.5 ENSAIO EM VAZIO.....	46
2.16.6 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO LINOR.....	47
2.17 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	48

CAPÍTULO 3

O CONTROLADOR DSP (*DIGITAL SIGNAL PROCESSOR*) TMS320F2812

3.1 INTRODUÇÃO.....	49
3.2 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS.....	51
3.3 UNIDADES DE MEMÓRIA.....	51
3.4 NÚCLEO DE PROCESSAMENTO.....	53
3.5 CONJUNTO DE PERIFÉRICOS.....	56
3.5.1 GERENCIADORES DE EVENTOS.....	57
3.5.2 CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL (ADC).....	64
3.5.2 PORTAS I/O E PINOS DE DUPLA FUNÇÃO.....	68
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	69

CAPÍTULO 4

SISTEMA DE ACIONAMENTO DO MIL

4.1 INTRODUÇÃO.....	71
4.2 INVERSOR TRIFÁSICO <i>DOUBLE-BRIDGE</i>	71
4.2.1 ETAPAS DE ACIONAMENTO.....	72
4.3 TÉCNICA DE MODULAÇÃO.....	75
4.4 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	76
4.5 PROJETO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	78
4.5.1 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO CC.....	78
4.5.2 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DO RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	79
4.5.3 PROJETO DO CIRCUITO DE PRÉ-CARGA DOS CAPACITORES DE SAÍDA DO BARRAMENTO CC.....	80
4.6 PROJETO DO INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i>	81
4.6.1 DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	81
4.6.2 DETERMINAÇÃO DAS PERDAS NOS SEMICONDUTORES.....	83
4.6.2.1 PERDAS POR CONDUÇÃO.....	83
4.6.2.2 PERDAS POR COMUTAÇÃO.....	83
4.6.2.3 PERDAS NO BLOQUEIO.....	83
4.6.2.4 PERDAS DE CONDUÇÃO NO DIODO DO IGBT.....	84
4.6.2.5 PERDAS DE COMUTAÇÃO NO DIODO DO IGBT.....	84
4.6.3 DIMENSIONAMENTO DO <i>SNUBBER</i>	85
4.6.4 <i>DRIVER</i> DE ACIONAMENTO.....	87
4.6.5 FONTE AUXILIAR PARA ALIMENTAÇÃO DOS <i>DRIVERS</i>	87
4.6.6 CIRCUITO DE <i>BUFFER</i> PARA GATILHO DOS IGBTS.....	89
4.7 PROJETO DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	89
4.8 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONTROLE DO INVERSOR.....	93
4.8.1 ESTRUTURA DO PROGRAMA DO DSP.....	94
4.9 CÁLCULO DA MALHA DE TENSÃO.....	96
4.10 FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DA MALHA DE TENSÃO.....	96
4.11 PROJETO DO CONTROLADOR DIGITAL.....	98

4.12 TÉCNICA DE CONTROLE DE VELOCIDADE.....	101
4.13 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	102
CAPÍTULO 5	
ENSAIOS DO CONJUNTO PROTÓTIPO COMPLETO	
5.1 INTRODUÇÃO.....	104
5.2 LEVANTAMENTO DE DADOS NO MOTOR LINEAR.....	104
5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i> ...	106
5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i>	108
5.4.1 AQUISIÇÕES DOS INVERSORES MONOFÁSICOS EM PONTE COMPLETA.....	109
5.4.2 AQUISIÇÕES DO INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i>	113
5.4.3 AQUISIÇÕES DO INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i> PARA A ACELERAÇÃO.....	123
5.4.4 AQUISIÇÕES DO INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i> PARA DESACELERAÇÃO.....	124
5.4.5 ENSAIOS DO MIL COM O INVERSOR <i>DOUBLE-BRIDGE</i> PARA DESEQUILIBRIO ESPACIAL ENTRE FASES.....	124
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	126
CONCLUSÃO GERAL.....	127
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	130
APÊNDICE A.....	133
APÊNDICE B.....	146
APÊNDICE C.....	151
APÊNDICE D.....	158
ANEXO 1.....	165

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos utilizados no trabalho.

Símbolo	Significado	Unidade
η	Rendimento	
P_{outm}	Potência mecânica requerida pela carga	W
P_{inn}	Potência mecânica total requerida	W
m_1	Massa da carga útil	kg
m_{cabo}	Massa do cabo	kg
m	Massa da cabina	kg
g	Aceleração da gravidade	m^2/s
v	Velocidade linear	m/s
d_{cabo}	Diâmetro do cabo	m^2
l_{cabo}	Comprimento do cabo	m
ρ	Massa específica do cabo	kg/m
w	Velocidade angular	rad/s
f	Frequência da rede	Hz
p	Número de pólos	
v	Velocidade tangencial	m/s
r	Raio do estator	m
v	Velocidade tangencial	m/s
τ	Passo polar	M
V_x	Velocidade linear síncrona	m/s
V_{lx}	Velocidade real do linor ou indutor	m/s
s	Escorregamento	
d	Largura das abas do linor	m
c	Largura do indutor	m
c'	Largura total do linor para o efeito transversal	m
$X1$	Reatância do primário	Ω
$R1$	Resistência do primário	Ω
$X2$	Reatância do secundário	Ω
$R2$	Resistência do secundário	Ω
Xm	Reatância de magnetização	Ω
Rfe	Resistência do ferro	Ω
Re	Resistência devido o efeito extremidade	Ω
Xe	Reatância devido o efeito extremidade	Ω
Ze	Impedância devido o efeito extremidade	Ω
I_{linor}	Corrente induzida no linor	A
z	Número de ranhuras por pólo	
q	Número de ranhuras por pólo por fase	
m_p	Número de fases	
L	Comprimento do indutor	m
wc	Passo da bobina	m
cl	Largura do dente da ranhura	m

A	Área do indutor	m ²
A _{my}	Densidade de corrente	A/m
I	Corrente de fase	A
N _{si}	Número de espiras por ranhura	
Ac	Altura da culatra	m
B _m	Densidade da componente magnética normal do fluxo no gap	T
V _{bsonda}	Tensão na bobina de sonda	V
N _{bsonda}	Número de espiras na bobina de sonda	
N _i	Número de espira da fase i, com i=a,b,c do pacote A e B	
\dot{E}_i	Tensão induzida na fase i	V
\dot{V}_i	Tensão de linha aplicada da fase i	V
\dot{I}_i	Corrente de alimentação na fase i	A
Pat _i	Potência ativa na fase i	W
Φ_i	Ângulo entre tensão e corrente na fase i	graus
Pfe _i	Potência perdida no ferro na fase i	W
R _i	Resistência na fase i	Ω
Ife _i	Corrente no ferro na fase i	A
Im _i	Corrente de magnetização na fase i	A
Xm _i	Reatância de magnetização na fase i	Ω
Q _i	Potencia reativa na fase i	Var
\dot{Z}_{o_i}	Impedância do ramo paralelo	Ω
R _o	Resistência do núcleo na fase i	Ω
X _{o_i}	Reatância no núcleo na fase i	Ω
X _{d_i}	Reatância de dispersão na fase i	Ω
X _{ii}	Reatância própria na fase i	Ω
X _{ij}	Reatância mutua entre fases i e j	Ω
Z' _{2i}	Impedância do linor referida ao indutor	Ω
Z _{bloq}	Impedância obtida o ensaio a linor bloqueado	Ω
S _n	Interruptores ou chaves	
V _{cc}	Tesão continua da entrada	V
m _a	Índice de modulação	
V _{pm}	Tensão do sinal senoidal	V
V _{pt}	Tensão da onda traingular	V
mf	Razão entre as frequências	
f _p	Frequência da onda portadora	Hz
f _m	Frequência da onda moduladora	Hz
S	Potência Aparente	VA
V _{in}	Tensão eficaz de alimentação do inversor	V
V ₀	Tensão eficaz de saída do inesor	V
Fr	Frequência da rede elétrica	Hz
fs	Frequência de comutação	Hz

f_{out}	Frequência de saída do inversor	Hz
$V_{o(pico)}$	Valor de pico da tensão de saída	V
V_{dc}	Tensão do barramento CC	V
$V_{max_{sen}}$	Amplitude máxima para o sinal senoidal	V
V_{tri}	Amplitude da onda triangular	V
C	Valor da capacitância do capacitor do barramento CC	F
V_{cmin}	Tensão mínima do barramento CC	V
$IC_{o(ef)}$	Corrente eficaz que flui através do capacitor	A
R_{SE}	Resistência série equivalente	Ω
P_c	Perda no capacitor	W
$I_{d(media)}$	Corrente média máxima que flui pelo diodo da ponte	A
$I_{d(ef)}$	Corrente eficaz que flui pelo diodo da ponte	A
$V_{d(rm)}$	Tensão máxima reversa no diodo da ponte	V
V_{FO}	Queda de tensão limiar de condução	V
R_{thjcd}	Resistência térmica junção-cápsula	$^{\circ}C/W$
R_{Td}	Resistência de condução	Ω
P_d	Perda no diodo da ponte	W
$I_{relé}$	Corrente média máxima que flui pelo relé	A
R_{I1}	Resistor de limitação de corrente	Ω
R_{I2}	Resistor de limitação de corrente	Ω
I_{mds}	Corrente média na chave	A
T	Período de comutação do inversor	s
D	Razão cíclica	
I_{opico}	Corrente de pico no inversor	A
I_{cn}	Corrente média máxima de coletor	A
V_{pk}	Tensão máxima adotado no barramento	V
I_{ds}	Corrente média no diodo anti-paralelo	A
V_{CE}	Tensão máxima coletor-emissor	V
$R_{thjc(si)}$	Resistência térmica junção-cápsula (IGBT)	Ω
V_{ceo}	Tensão limiar do IGBT	V
V_{cen}	Tensão coletor-emissor em corrente nominal	V
V_S	Tensão máxima de saída no IGBT	V
t_r	Tempo de subida nominal do IGBT	S
t_s	Tempo de descida nominal do IGBT	S
V_{FN}	Tensão limiar do diodo	V
q_{rr}	Carga de recuperação reversa nominal do diodo	C
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa nominal do diodo	S
$R_{thjc(di)}$	Resistência térmica junção-cápsula (Diodo)	$^{\circ}C/W$
$\cos(\varphi)$	Fator de potência da carga	
$P_{conIGBT}$	Perda de condução do IGBT	W
P_{onIGBT}	Perda de comutação do IGBT	W
$P_{offIGBT}$	Perda no bloqueio do IGBT	W
$P_{totIGBT}$	Perda total no IGBT	W

P_{conD}	Perda de condução no diodo do IGBT	W
P_{comD}	Perda de comutação no diodo do IGBT	W
P_{totD}	Perda total no diodo do IGBT	W
R_{sn}	Resistor do Circuito de <i>Snubber</i>	Ω
C_{sn}	Capacitor do Circuito de <i>Snubber</i>	F
R_L	Resistência de entrada do LEM de tensão	Ω
V_{entrada}	Tensão de entrada no LEM	V
F_c	Frequência de corte	Hz
G_v	Função de transferência da planta	
V_{LEM}	Tensão de saída do LEM	V
C_f	Capacitor do filtro passa baixa	F
R_f	Resistência do filtro passa baixa	Ω
β	Ganho de Amostragem	
$G_v(s)$	Função de transferência controla a tensão de saída	
$G_c(s)$	Função de Transferência do Controlador	
$E_{\text{out}}(s)$	Função transferência de saída	
$E_{\text{in}}(s)$	Função transferência de entrada	
F_m	Ganho do Modulador	
V_{ref}	Tensão de referência	V
FTLA	Função transferência em laço aberto do sistema	
P_1	Pólo real	
Z_1	Zero real	
PI	Controlador Proporcional Integral	
$U(k)$	Valor da saída atual	
$U(k-1)$	Valor da saída anterior	
$e(k)$	Erro atual	
$e(k-1)$	Erro anterior	
F_{amos}	Frequência de amostragem	Hz
$G_c(z)$	Função de transferência do controlador em Z	
$e(z)$	Erro do sistema em Z	
$U(z)$	Saída do controlador em Z	
I_{1c}	Corrente do indutor da fase A calculada	A
I_{2c}	Corrente do indutor da fase B calculada	A
I_{3c}	Corrente do indutor da fase C calculada	A

Simbologia adotada nos diagramas de circuito:

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
S	Interruptor Controlado
R	Resistor
V	Fonte de Tensão
U	Circuitos Integrados

Símbolos de unidades de grandezas físicas:

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
A	Ampere
m	metros
cm	Centímetro
dB	Decibel
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
rad	Radiano
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt
$^{\circ}\text{C}$	Centígrado
Var	Var

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 Elevador de passageiros convencional.....	5
Fig. 1.2 Conjunto Máquina de tração EM-25.....	6
Fig. 1.3 Conjunto Máquina de tração <i>gearless</i> FRAME 800.....	6
Fig. 1.4 Elevador Hidráulico.....	7
Fig. 1.5 Motor linear instalado na cabina.....	9
Fig. 1.6 Motor linear instalado no poço.....	9
Fig. 1.7 Instalação do motor linear como contrapeso.....	10
Fig. 1.8 Comparação entre as eficiências do elevador com e sem cabo.....	14
Fig 2.1 <i>Eletropult</i> , construída pela “ <i>Westing House Company of America</i> ”	17
Fig 2.2 Obtenção de um Motor Linear a partir de um motor rotativo.....	18
Fig 2.3 <i>Transrapid</i> 08 Trem de levitação magnética produzido na Alemanha.....	19
Fig 2.4 Indutor longo ou linor curto.....	21
Fig 2.5 Indutor curto ou linor longo.....	21
Fig 2.6 Bilateral.....	22
Fig 2.7 Onda transladante de um MIL trifásico de quatro pólos.....	23
Fig 2.8 Efeito de extremidade transversal.....	25
Fig 2.9 Largura máxima para o linor.....	26
Fig 2.10 Laços traçados no linor.....	27
Fig 2.11 Intensidade do campo magnético no entreferro para diferentes escorregamentos.....	28
Fig 2.12: Efeito extremidade Longitudinal vista superior de um linor.....	29
Fig 2.13 Comportamento da Força propulsora de um MIL.....	29
Fig. 2.14 Circuito elétrico equivalente, considerando o efeito de extremidade.....	30
Fig. 2.15 Enrolamento trifásico do MIL.....	34
Fig. 2.16 Enrolamento trifásico do MIL (vista lateral).....	35
Fig. 2.17 Indutor do motor linear projetado (vista superior)	35
Fig. 2.18 Distribuição do fluxo magnético em um MIL bilateral.....	36
Fig. 2.19 Estrutura de suporte do indutor.....	37
Fig. 2.20 Estrutura de Suporte do linor.....	37
Fig. 2.21 Estrutura do elevador finalizada.....	38
Fig. 2.22 Freio eletromagnético e polia.....	38
Fig. 2.23 Protótipo do circuito de atuação e controle do posicionamento do elevador.....	39
Fig. 2.24 Esquemático do circuito de atuação e controle do posicionamento do elevador.....	40
Fig. 2.25 Circuito equivalente por fase para o primário sem linor.....	41
Fig. 2.26 Circuito equivalente por fase do MIL sem linor.....	43
Fig. 2.27 Circuito equivalente para a determinação das reatâncias mutuas.....	45
Fig. 2.28 Circuito equivalente dos parâmetros do linor.....	47
Fig. 2.29 Linor bloqueado.....	47
Fig. 3.1 Arquitetura do núcleo DSP da família TMS320.....	50
Fig. 3.2 Mapa de memória do DSP TMS320F2812.....	52
Fig. 3.3 Diagrama de blocos da CPU.....	54
Fig. 3.4 Seqüência de instruções utilizando o recurso “ <i>pipeline</i> ”	56
Fig. 3.5 Diagrama de blocos do EVA.....	58
Fig. 3.5 Contagem crescente-decrescente continua.....	60
Fig. 3.6 Exemplo do funcionamento das unidades de comparação com a triangular simétrica.....	62
Fig. 3.7 Diagrama de blocos do conversor A/D.	65
Fig. 4.1 Estrutura do inversor trifásico <i>double-bridge</i>	71
Fig. 4.2 Forma de onda de saída na modulação três níveis.....	72

Fig. 4.3 Forma de onda nos gatilhos das chaves e tensão de saída na modulação três níveis.....	72
Fig. 4.4 Primeira etapa de funcionamento do inversor três níveis.	73
Fig. 4.5 Segunda e quarta etapa de funcionamento do inversor três níveis.	74
Fig. 4.6 Terceira etapa de funcionamento do inversor três níveis.....	74
Fig. 4.7 Sinais de comparação, sinais nas chaves do inversor e sinal de saída.....	76
Fig. 4.8 Representação em diagrama de blocos do sistema a ser projetado.....	76
Fig. 4.9 Circuito do retificador trifásico.....	80
Fig. 4.10 Circuito de pré-carga dos capacitores.....	81
Fig. 4.11 Estrutura do circuito <i>snubber</i> grampeador RCD.....	85
Fig. 4.12 Circuito do inversor em ponte completa.....	86
Fig. 4.13 Circuito de fonte auxiliar de alimentação dos <i>drivers</i>	88
Fig. 4.14 Circuito de <i>buffer</i>	89
Fig. 4.15 Circuito de fonte auxiliar simétrica para placa de condicionamento de sinais.....	90
Fig. 4.16 Esquemático do sensor de tensão LEM.....	91
Fig. 4.17 Diagrama de blocos do circuito de condicionamento de sinais.....	91
Fig. 4.18 Esquemático do seguidor de tensão.....	92
Fig. 4.19 Esquemático do filtro passa baixa.....	92
Fig. 4.20 Esquemático do retificador de precisão.....	93
Fig. 4.21 Diagrama de blocos do programa do DSP.....	95
Fig. 4.22 Diagrama de blocos do sistema.....	96
Fig. 4.23 Diagrama de bode de FTLA: (a)ganho, (b) fase.....	98
Fig.4.24 Lugar das raízes da planta.....	99
Fig.4.25 Lugar das raízes da planta com o controlador PI.....	100
Fig.4.26 Resposta ao degrau do sistema com controlador PI.....	101
Fig.4.27 Curva V/f programada no DSP.....	102
Fig. 5.1 Funcionamento nominal do MIL: 1)= 2)= 3) 5A/div; 10ms/div.....	105
Fig. 5.2 Tensões em cada saída do inversor (carga resistiva).....	106
Fig. 5.3 Correntes em cada saída do inversor (carga resistiva).....	107
Fig. 5.4 Tensões em cada saída do inversor (carga RL).....	107
Fig. 5.5 Correntes em cada da saída do inversor (carga RL).....	108
Fig. 5.6 Vista geral do protótipo montado no laboratório.....	108
Fig. 5.7 Vista geral do protótipo montado no laboratório.....	109
Fig. 5.8 Tensão e corrente de saída para o inversor A. 1)10A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.....	110
Fig. 5.9 Tensão e corrente de saída para o inversor B. 1)10A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.....	110
Fig. 5.10 Tensão e corrente de saída para o inversor C. 1)10A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.....	111
Fig. 5.11 Tensão e corrente de saída para o inversor A. 1)2A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.....	112
Fig. 5.12 Tensão e corrente de saída para o inversor B. 1)2A/div; 2)1k V/div; 10ms/div.....	112
Fig. 5.13 Tensão e corrente de saída para o inversor C. 1)2A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.....	113
Fig. 5.14 Corrente de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1A/div; 5ms/div.....	114
Fig. 5.15 Tensão de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1kV/div; 5ms/div.....	115
Fig. 5.16 Corrente de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1A/div; 5ms/div.....	116
Fig. 5.17 Tensão de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1kV/div; 5ms/div.....	117
Fig. 5.18 Corrente de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1A/div; 5ms/div.....	117
Fig. 5.19 Tensão de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1kV/div; 5ms/div.....	118
Fig. 5.20 Corrente de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1A/div; 10ms/div.....	119
Fig. 5.21 Tensão de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.....	119
Fig. 5.22 Corrente de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)10A/div; 10ms/div.....	120
Fig. 5.23 Tensão de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.....	121
Fig. 5.24 Corrente de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)10A/div; 25ms/div.....	122
Fig. 5.25 Tensão de saída para o inversor <i>double-bridge</i> . 1)=2)=3)1kV/div; 25ms/div.....	122

Fig. 5.26 Corrente de saída para uma rampa de aceleração aplicada ao MIL. 1)=2)=3)5A/div; 200ms/div.....	123
Fig. 5.27 Corrente de saída para uma rampa de desaceleração aplicada ao MIL. 1)=2)=3)5A/div; 500ms/div.....	124
Fig. 5.28 Diagrama vetorial para tensão aplicada ao MIL.....	125
Fig. 5.29 Tensão de saída aplicando uma defasagem angular entre as tensões. 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.....	125
Fig. 5.30 Corrente de saída aplicando uma defasagem angular entre as tensões. 1)=2)=3)10A/div; 10ms/div.....	126

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Resistência de enrolamento primário do pacote A por fase a 35°C.....	41
Tabela 2.2: Resistência de enrolamento primário do pacote B por fase a 35°C.Fig. 1.2	41
Conjunto Máquina de tração EM-25.....	
Tabela 2.3: Tensões e correntes do ensaio da reatância de dispersão. Pacote A.....	44
Tabela 2.4: Tensões e correntes do ensaio da reatância de dispersão. Pacote B.....	44
Tabela 2.5: Resultados do ensaio em vazio.....	46
Tabela 3.1: Módulo e sinais dos gerenciadores de eventos.....	58
Tabela 3.2: Registradores de interrupção.....	64
Tabela 3.3: Registradores de controle das portas I/O.....	69
Tabela 4.1: Especificações do projeto.....	77
Tabela 4.2: Especificações dos capacitores de saída CC.....	78
Tabela 4.3: Especificações para ponte retificadora trifásica.....	79
Tabela 4.4: Especificações dos relés.....	80
Tabela 4.5: Especificações dos resistores de limitação de corrente.....	81
Tabela 4.6: Especificações das chaves e diodos dos inversores.....	82
Tabela 4.7: Estrutura de controle das chaves do inversor.....	94
Tabela 5.1 Valores eficazes das correntes de linha medida nos terminais do motor linear.....	105

INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, na grande maioria das aplicações, nas quais o movimento de translação é utilizado, sempre se faz necessária a utilização de um motor rotativo, um complexo sistema mecânico formado por engrenagens, eixos e roscas sem fim. Sistemas mecânicos para transmissão de energia, quando utilizados diretamente, possuem grandes desgastes devido ao atrito existente entre os materiais, mesmo com a utilização de fluidos de baixa viscosidade para a diminuição dos atritos, aumentando custo da manutenção. Desta forma, a indústria necessita de máquinas para processos mecânicos, com um menor gasto em manutenção e estes problemas seriam resolvidos com a utilização de um motor que realiza movimentos de translação.

O desenvolvimento dos motores lineares teve seu início concomitantemente com o das máquinas elétricas rotativas, no final do século passado, assim para cada tipo de máquina elétrica rotativa (síncrona, indutância, relutância e corrente contínua) existe uma equivalente linear. Segundo Laithwaite e Nasar (1970) foram concedidas patentes de motores lineares, em 1890 a Mayor Pittsburh – USA, que descreve uma máquina bastante rudimentar e outra, em 1895, a Jacquard and Electric Shuttle Co. que se referia ao uso de máquinas lineares em sistemas de lançadeiras de teares.

Devido às dificuldades vigentes na época por conta do acionamento, o seu uso ficou restrito a uma singela aplicação como acelerador e ficou apenas nos livros, até que a eletrônica de potência e os microprocessadores permitissem o ajuste da força propulsora, controlar a velocidade e a frenagem do motor linear com muita eficiência. Tornando então algumas aplicações vantajosas quando comparadas com as equivalentes acionadas a máquinas elétricas rotativas.

As perspectivas de aplicações futuras dos motores lineares no parque industrial são cada vez mais promissoras, podendo ser citadas: prensas, pontes rolantes, esteiras transportadoras, bate-estacas, bombeamento de metais líquidos, máquinas ferramentas, portas móveis, abertura de comportas, escadas rolantes, aplicações militares e aeroespaciais, hiper-velocidade, propulsão de navios e submarinos, transporte de ferro gusa em autofornos, aplicações biomédicas, elevadores, transporte e elevação de cargas em armazéns.[1]

Para este tipo de motor tem sido estudada a sua utilização no transporte vertical, já que a característica principal é o movimento de translação, que se realiza sem mecanismos de transformação, aumentando a eficiência da manutenção devido a um número menor de componentes.

Segundo [1], desde o início das pesquisas para a utilização do motor linear em transporte vertical, o tipo do motor elétrico (síncrono, indução e relutância) a ser usado como a máquina de propulsão, tornou-se uma grande fonte de discussão entre os pesquisadores, já que vários arranjos podem ser feitos para estrutura do elevador, como a máquina realizar o trabalho de deslocar todas as massas viajantes ou utilizar um contrapeso aliviando este trabalho, neste caso o motor sendo parte integrante do contra peso.

Assim a utilização do motor linear em elevadores oferece: [2]

- Desempenho comparado a um motor rotativo.
- Operação suave e um maior conforto na subida e descida.
- Melhor manutenção e facilidade no acesso à inspeção.
- Dispensa construção da casa de máquinas.
- Possibilidade de otimização do freio com a garantia de segurança.
- Economia de energia e redução da potência exigida.

Esta tecnologia deverá buscar no Estado do Ceará os mercados onde há armazenagem de estoque, como os centros de distribuição do setor varejista (supermercados) bem como o setor portuário e indústria de modo geral.

O presente trabalho consiste no projeto e construção de um elevador com contrapeso utilizando um motor de indução linear trifásico bi-lateral. Para o sistema de acionamento utilizou-se um inversor *Double Bridge* com potência de 5,4KVA, controlado via DSP (*Digital Signal Processor*) no sistema controla-se a velocidade, a tensão de saída; e um sistema de controle do freio e posicionamento do elevador.

A estratégia de controle para a tensão, será abordada neste trabalho está baseada no controlador PI (Proporcional Integral) e a técnica de modulação utilizada foi a modulação em três níveis.

Dois sistemas de processamento digital de dados foram utilizados no projeto, um microcontrolador PIC16F877 do fabricante MICROCHIP e um DSP TMS320F2812 do

fabricante TEXAS INSTRUMENTS, sendo o primeiro implementado para controlar o posicionamento da cabina do elevador, inicializar o inversor e a atuação do freio eletromagnético, enquanto que o DSP será responsável pelo controle totalmente digital da frequência e da tensão de saída do inversor, como também controlará as rampas de aceleração e desaceleração do MIL (motor de indução linear).

Ao final deste trabalho, serão apresentados do protótipo e da estrutura montados no laboratório, contemplando toda a análise teórica realizada no decorrer dos capítulos. Uma breve síntese dos capítulos será apresentada a seguir.

- O primeiro capítulo apresenta uma revisão atual na construção dos elevadores, a utilização do MIL em transporte vertical e sua justificativa para o presente trabalho.
- No capítulo 2, serão mostrados as topologias dos motores lineares de indução existentes, os cálculos do projeto do MIL, da estrutura mecânica do elevador, do freio eletromagnético e os ensaios realizado no MIL.
- No capítulo 3 serão mostrados toda arquitetura do dispositivo digital usada no desenvolvimento do projeto, o processador digital de sinal, assim como suas características e justificativas.
- O capítulo 4 apresenta os critérios de projeto do inversor *Double Bridge*, mostrando todos os cálculos, simulações, montagem e ensaios do inversor e as técnicas de controle utilizadas no DSP.
- O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais do protótipo montado no laboratório, contemplando todo o estudo teórico realizado e especificações realizadas no capítulo anterior.
- Finalizando o trabalho descreve-se uma conclusão geral acerca de todo o estudo desenvolvido, juntamente com sugestões para melhorias futuras em trabalhos utilizando esse tipo de projeto.

CAPÍTULO 1

TRANSPORTE VERTICAL

1.1 INTRODUÇÃO

Um elevador é essencialmente uma plataforma que pode ser erguida ou abaixada por meios mecânicos. O elevador moderno consiste em uma cabina (chamada também de "carro") montada em uma plataforma dentro de um espaço chamado de caixa ou passadiço.

O primeiro elevador foi criado em Roma no século I a.C, por um engenheiro chamado *Vitrúvio*[3]. O elevador era um sistema de carga de transporte vertical, baseado num sistema de roldanas movidas pela força humana - no qual eram empregados muitas vezes escravos, animal ou água.

Em 1853, *Elisha Otis* desenvolveu o elevador de segurança, que impedia a queda da cabina caso o cabo rompesse. O projeto de segurança de *Otis* é um tanto similar a um tipo usado ainda hoje. Consiste em uma roldana serrilhada que trava o elevador a suas guias, caso o elevador desça a uma velocidade excessiva. [4]

O primeiro elevador elétrico foi construído por *Werner von Siemens* em 1880. A segurança e a velocidade de elevadores elétricos foram realçadas significativamente por *Frank Sprague*. [3]

Pela necessidade do transporte de grandes quantidades de materiais, como o carvão e a madeira, a tecnologia de desenvolvimento de elevadores foi fomentada. Com a tecnologia desenvolvida por essas indústrias e o início do uso dos trilhos de aço como guias, deu-se início a construção dos elevadores de passageiro e de carga industrialmente.

Em 1929, *Clarence Conrad Crispen*, criou o primeiro elevador residencial. [3]

Desta maneira, levando-se em conta o número de pessoas transportadas, a distância percorrida e o número de elevadores no mundo, o elevador é o meio de transporte mais seguro do mundo.

1.2 O ELEVADOR

Uma compreensão básica da operação do elevador pode ser vista na figura 1.1.

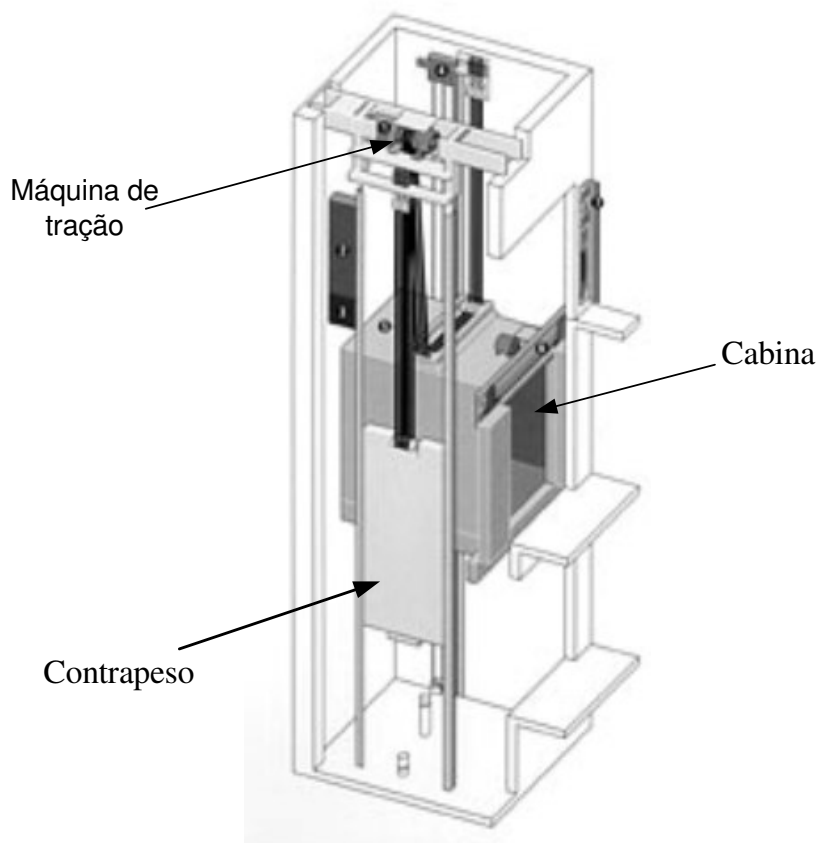


Fig. 1.1 Elevador de passageiros convencional.

Em um elevador típico, o carro é içado e abaixado por seis a oito cabos movidos a motor, que são unidos ao alto do carro em uma extremidade, estes enrolam em torno de um par de polias, e são unidas outra vez a um contrapeso no extremo oposto.

O contrapeso adiciona a força de aceleração quando o carro do elevador é içado e fornece um esforço frenante quando o carro é abaixado, de modo que menos potência seja requerida do motor. O contrapeso é composto por um conjunto de pesos que pode possuir a mesma massa do carro, correspondendo a aproximadamente 45% da carga nominal total a ser içada. [5].

Os elevadores podem ser classificados em elevadores de tração e elevadores hidráulicos.

1.3 O ELEVADOR DE TRACÇÃO

Os elevadores de tração são máquinas engrenadas dirigidas por motores elétricos de C.A. ou de C.C, como pode ser visto na figura 1.2. No eixo dos motores elétricos é inserida

um caixa de engrenagem para reduzir a alta-velocidade. Na saída da caixa de engrenagem é inserida uma polia que controla mecanicamente o movimento dos carros do elevador por cabos de aço. Estas máquinas são geralmente as melhores opções para velocidades de até 5 m/s.

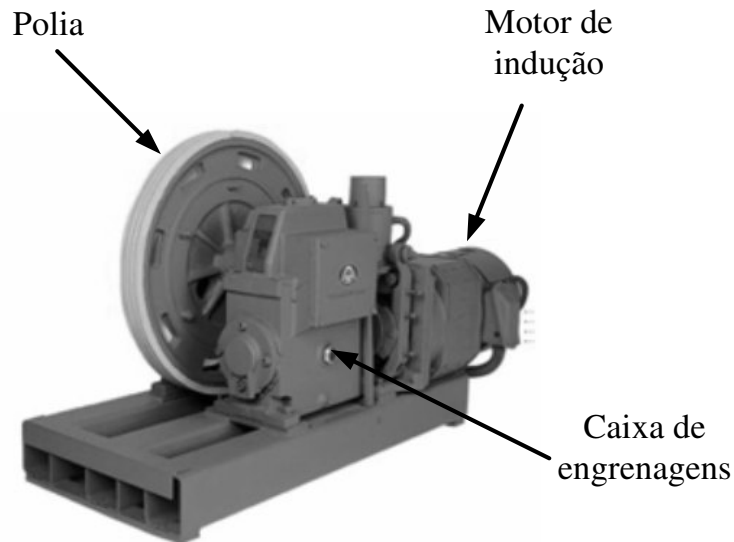


Fig. 1.2 Conjunto Máquina de tração EM-25. (*Thyssen Krupp Elevators*)

As máquinas *gearless* de tração, ou seja, sem caixa de engrenagens, são utilizadas em motores elétricos síncronos de alta velocidade como visto na figura 1.3. Neste caso, a polia da movimentação é unida diretamente à extremidade do motor.

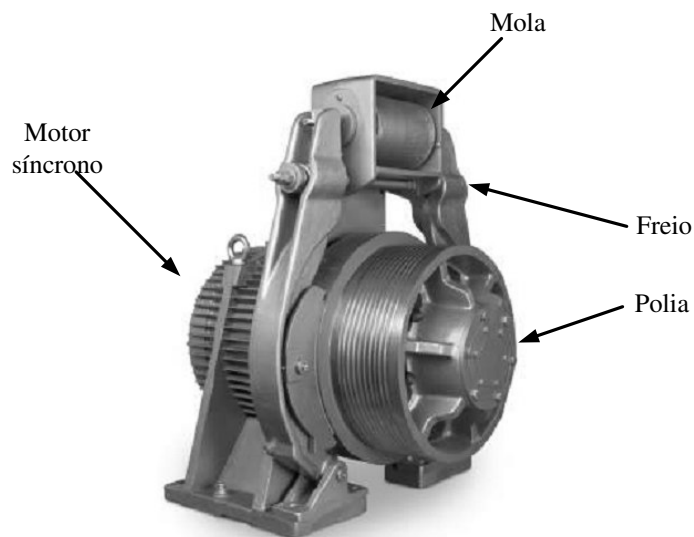


Fig. 1.3 Conjunto Máquina de tração *gearless* FRAME 800. (*Imperial Electric*)

O freio utilizado no elevador de tração é montado entre o motor e a polia (ou a caixa de engrenagens) para manter o elevador estacionário em um andar. Este freio é geralmente um

tipo externo do cilindro e é atuado pela força da mola e aberto eletricamente; uma falta de energia fará com que o freio atue e impeça que o elevador caia. Os sulcos na polia da movimentação são projetados especialmente para impedir que os cabos deslizem. A "tração" é fornecida às cordas pelo aperto dos sulcos na polia.

1.4 O ELEVADOR HIDRÁULICO

Os elevadores hidráulicos têm seu funcionamento através de um pistão hidráulico que pode estar em baixo, ao fundo ou ao lado da cabina do elevador, como pode ser observado na figura 1.4. Sendo a base do pistão alimentada por óleo hidráulico como uma seringa que se enche de água movimentando o êmbolo para fora, o pistão é abastecido por uma mangueira hidráulica de borracha, este preso na armação de aço que sustenta a cabina.

Essa tecnologia é usada em instalações novas e depende de uma variedade de fatores. Os elevadores hidráulicos são mais baratos, mas instalando cilindros maiores para um determinado percurso longo, torna-se pouco prático para edifícios acima de sete andares [3]. Assim os elevadores da tração devem ser empregados preferivelmente. Os elevadores hidráulicos são geralmente mais lentos do que elevadores de tração.

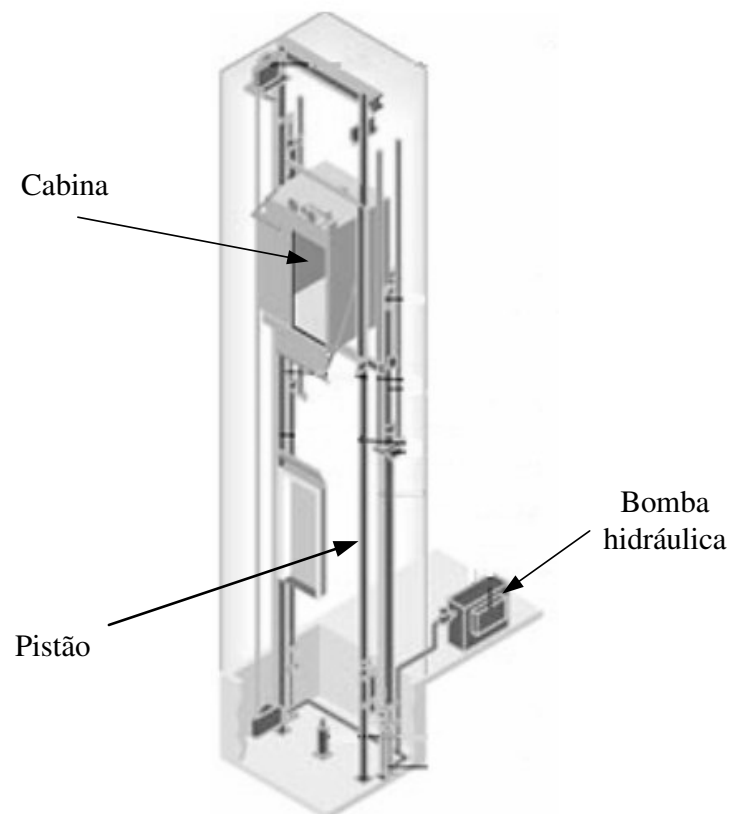


Fig. 1.4 Elevador Hidráulico.

1.5 UTILIZAÇÃO DA MÁQUINA LINEAR NO TRANSPORTE VERTICAL

Atualmente, a demanda de elevadores com um espaço reduzido de passagem e maquinário, para edifícios em geral, esta aumentando. Esses requisitos têm uma grande influência na hora da seleção das máquinas de tração em ser utilizadas, tornando a utilização das máquinas lineares uma grande vantagem no projeto do edifício. [5]

As máquinas lineares produzem um movimento de translação sem a utilização de um sistema mecânico para a transformação do movimento (rotativo \rightarrow vertical), deste modo, aumentando a eficiência devido o menor número de componentes, tornando seu uso muito atrativo. Com essas vantagens, a pesquisa nessa área visa à melhoria da tecnologia convencional quanto ao desempenho e custo.

Não existe uma definição do tipo de maquina linear (indução, síncrono, relutância) quanto à aplicação em elevadores para a propulsão. Pesquisas têm sido feitas neste sentido mas ainda não são conclusivas. Entretanto, a dúvida da estrutura do elevador a ser utilizada é igualmente importante já que os requisitos do sistema de transporte proposto, modificam os componentes existentes necessários para a segurança e locomoção dos elevadores atuais.

Esta dúvida perante a estrutura ocorre em novas topologias, onde o maquinário de locomoção pode transportar todas as massas viajantes, considerando casos que o contrapeso não faz parte do sistema do elevador. Ou quando o peso do motor pode ser utilizado como massa para balanço do sistema, ou seja, a utilização do mesmo como contrapeso.

1.5.1 INSTALAÇÃO DO MOTOR LINEAR NA CABINA

A primeira patente concedida com o uso da máquina linear em elevadores foi obtida por *K. Kudermann* em 1970. O princípio do seu uso pode ser visto na figura 1.5. A proposta desse sistema consiste em um contrapeso e dois indutores do motor linear em ambos os lados presos à cabina; a placa de reação fica presa ao longo do percurso dentro do passadiço. A desvantagem é que o motor deve erguer seu próprio peso (indutor) com isso aumentando a demanda da potência requerida durante a aceleração.

O motor linear nesse tipo de estrutura deve ser distribuído em ambos os lados da cabina obtendo uma simetria da força propulsora.

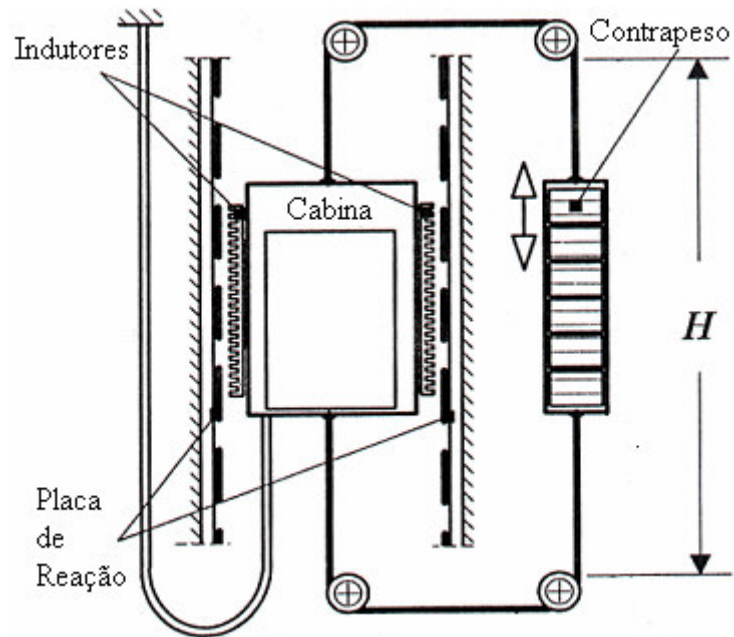


Fig. 1.5 Motor linear instalado na cabina.

1.5.2 INSTALAÇÃO DO MOTOR LINEAR NO POÇO

Uma outra alternativa do uso do motor linear se assemelha a estrutura utilizada em um tipo de elevador hidráulico, onde o motor linear é instalado em um poço dentro do passadiço do elevador como visto na figura 1.6.

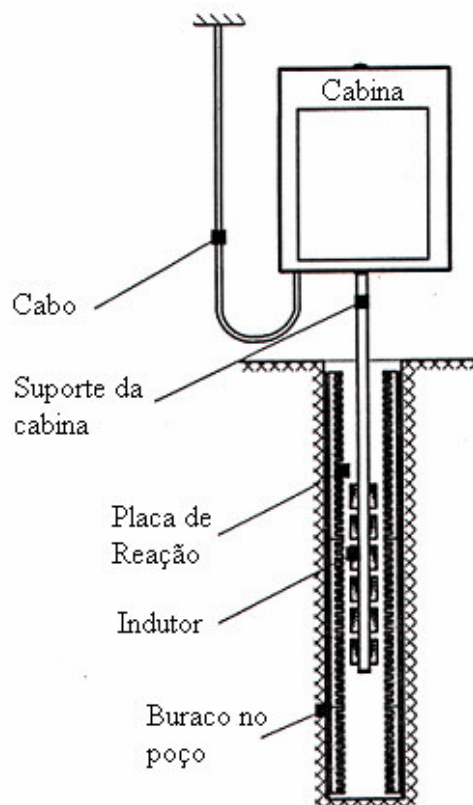


Fig. 1.6 Motor linear instalado no poço.

A idéia consiste em trocar o pistão do maquinário hidráulico com o motor linear. Contudo com as vantagens de não usar um tanque de óleo, todo maquinário é instalado no passadiço e o motor pode ser usado como freio regenerativo quando a cabina esta descendo, desta maneira a falta do contrapeso é parcialmente compensada. Mas assim como o elevador hidráulico, essa idéia possui a mesma desvantagem de ser utilizada em pequenos percursos, devido o custo para a construção do motor linear e do poço para seu alojamento.

1.5.3 INSTALAÇÃO DO MOTOR LINEAR COMO CONTRAPESO

O motor linear como contrapeso é o lugar mais adequado na estrutura de elevador de tração. [5]

Deste modo, a massa do motor pode ser utilizada como parte do balanço de massas. A vantagem é uma menor massa total viajante no sistema, em relação ao item 1.5.1.

O sistema pode ser projetado com o indutor fazendo parte da estrutura do contrapeso e a placa de reação, presa a estrutura de fixação do motor no passadiço, como visto na figura 1.7.

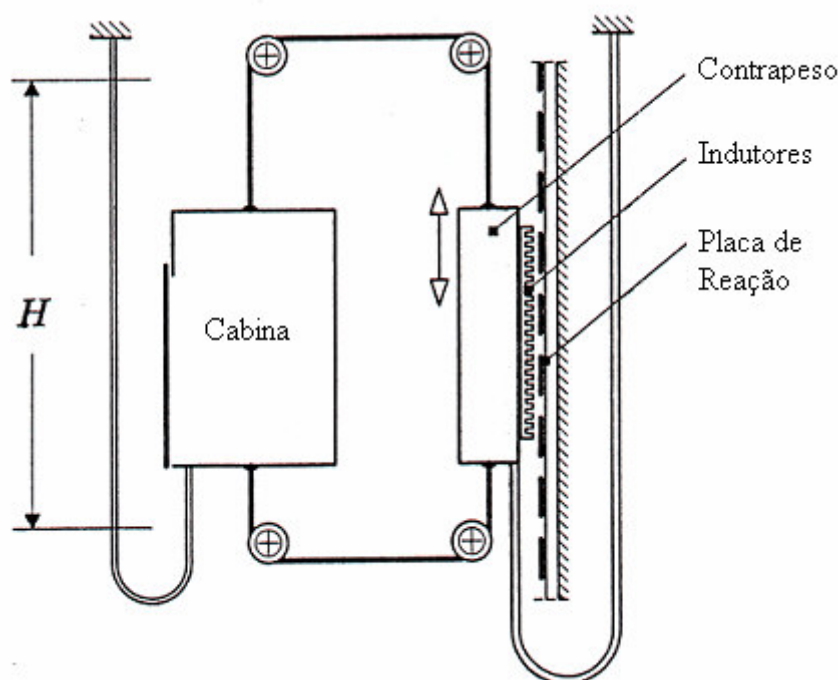


Fig. 1.7 Instalação do motor linear como contrapeso.

1.6 O ELEVADOR UTILIZANDO O MOTOR LINEAR SEM CABO

Nos grandes centros urbanos mais populosos como Nova York ou Tóquio, é extremamente caro a expansão de espaços rentáveis em grandes edifícios. Entretanto, quanto

mais largo e maior for o edifício, mais elevadores são requeridos para manter aceitável o tempo de espera para o despacho. [5]

O aumento do interesse dos grandes edifícios ou “arranha-céu”, na possibilidade de exceder os 600m de altura, inspira as empresas de elevadores a intensificar os esforços em pesquisas de tecnologias alternativas, fazendo essas empresas investirem para desenvolver novos conceitos de transporte vertical.

No sistema de transporte vertical em arranha-céu são discutidos vários temas que têm importância na definição deste. Tais como:

- Configuração do transporte com o de fluxo de tráfego dentro e entre os edifícios.
- Diversidade na capacidade do edifício de incorporação do residencial, comercial e funções de serviço.
- Uso de sistemas alternativos de transporte (elevador com cabo, elevador sem cabo, escadas rolantes).
- Alto grau de confiança, segurança e resgate dos passageiros.
- Conforto na viagem (mudança da pressão do ar, vibração, deslocamento vertical e horizontal e tempo de viagem).
- Propulsão do elevador, direção, freios, consumo de energia, controle e comunicação.

Nos novos arranha-céus agregam-se novos problemas de construção de elevadores de alta velocidade:

- Oscilações verticais.
- Oscilações horizontais.
- Ruído.
- Limitações devido ao uso do cabo.

Os sistemas com cabos de aço longos, fazem com que pequenos distúrbios apareçam, devido a um pequeno *ripple* produzido pela máquina de tração, causando oscilações. Essas vibrações podem favorecer a amplificação da oscilação na cabina, quando o distúrbio ocorre na frequência natural do sistema. Em alguns casos essa trepidação pode desestabilizar o sistema que controla a velocidade do elevador.

A oscilação horizontal do elevador pode ser causada pela curvatura ou imperfeições em suas junções nos trilhos guias. Já o ruído acontece devido às corrediças de rolos (É uma corrediça na qual são usados roletes que giram sobre as guias) sobre as guias e o ruído do vento (ar passando através da cabina em deslocamento).

O limite de comprimento do passadiço é imposto devido à massa do cabo, da resistência e pode ser considerado em função de cinco variáveis:

- 1- Fator segurança.
- 2- Resistência do cabo.
- 3- Massa do cabo por unidade de comprimento.
- 4- Número de cordas preso a cabina.
- 5- Massa da cabina.

Assim segundo [6], na situação mais favorável um elevador com cabo, alcança aproximadamente 1200m, baseado numa configuração de 10 cabos presos à cabina com 320kN de força, e a massa do cabo por unidade de 2,14 Kg/m.

O elevador sem cabo com múltiplas cabinas em um passadiço pode ser uma solução prática para arranha-céus acima de 1000m. O primeiro fato importante é que a tecnologia de elevadores com cabo possa não ser a solução para essa altura devido à resistência do cabo. Outro problema é que no sistema com elevador a cabo, é necessário o uso de *skylobbies* (andares intermediários onde as pessoas podem mudar de um elevador expresso, para um elevador local que pode parar em cada andar dentro de um segmento do edifício), que irão consumir muito espaço físico da construção. Uma análise feita pela *Mitsubishi Corporation* [6] demonstrou que aproximadamente 30% do espaço total em um edifício de 100 andares deve ser dedicado aos elevadores, incluindo seus passadiços, *halls* e casa de máquinas.

O uso do sistema de elevador sem cabo está sendo considerado como promissor para estes tipos de problemas. Ele eliminaria a suspensão por cabos e junto com isso, os problemas de oscilação (vertical e horizontal) e a resistência do cabo. E com a possibilidade de se utilizar em apenas um passadiço para múltiplas cabinas, ocorrendo uma economia no fator de ocupação, podendo se reduzir de 65 a 80% o espaço necessário em relação a sua contrapartida com cabo. [5]

A indústria de mineração também tem o mesmo interesse em alternativas do transporte vertical sem cabo. Minas de ouro situadas na África do Sul com 3500m de profundidade,

estão instalando protótipos de sistemas sem cabo, pois a partir de 2800m de profundidade o sistema de cabos não suporta seu próprio peso e a da carga útil juntos. [5]

Para uma melhor análise das vantagens do uso de um sistema sem cabo, pode-se analisar a eficiência do elevador. Para este critério o cálculo da eficiência é feito através da 1.1. [7]

$$\eta = \frac{P_{\text{outm}}}{P_{\text{inm}}} = \frac{m_1 \cdot g \cdot v}{(m_1 + m + m_{\text{cabo}})g \cdot v}. \quad (1.1)$$

Onde P_{outm} é a potência mecânica requerida para içar a carga útil, P_{inm} e a potência mecânica total requerida para operar o sistema, m_1 e a massa da carga útil, m a massa da cabina, m_{cabo} a massa dos cabos, g a aceleração da gravidade e v a velocidade linear.

Assumindo uma velocidade constante de operação e desprezando o atrito, a eficiência de um sistema com cabo e expressa na equação 1.2 e para o sistema sem cabo é expressa em 1.3. [7]

$$\eta_{\text{com cabo}} = \frac{m_1}{(m_1 + m + m_{\text{cabo}})}. \quad (1.2)$$

$$\eta_{\text{sem cabo}} = \frac{m_1}{(m_1 + m)}. \quad (1.3)$$

Assumindo que a massa da cabina e da carga útil são as mesmas, a eficiência do sistema torna-se inteiramente dependente da massa dos cabos.

Assim quanto mais alto ou profundo for o passadiço, maior o comprimento do cabo e conseqüentemente maior será sua massa.

Um gráfico da eficiência em função da altura pode ser obtido a partir das equações 1.2 e 1.3, onde $m_{\text{cabo}} = 0,25 \cdot \pi \cdot \rho \cdot \eta_{\text{cabo}} \cdot d_{\text{cabo}}^2 \cdot l_{\text{cabo}}$, onde ρ é a massa específica do aço e η_{cabo} , d_{cabo} , e l_{cabo} são respectivamente, o número de cabos em paralelo, diâmetro e o comprimento do cabo. Assim pode ser visto na figura 1.8, onde podemos ver que a eficiência do elevador com cabo, a partir de uma determinada altura começa a cair tendendo a zero a partir de 2800m enquanto em sua contrapartida, no elevador sem cabo permanece constante.

A desvantagem do uso do elevador sem cabo em relação ao elevador com o cabo, vem na economia de energia, pois o uso do contrapeso faz com que a máquina de tração necessite deslocar apenas a diferença das massas, ou seja, a massa do contrapeso menos à massa da carga útil. Enquanto o sistema sem cabo deve içar sempre o conjunto inteiro das massas. Sendo assim o consumo de energia para um elevador de cabo para um menor percurso é melhor que o consumo de um elevador sem cabo.

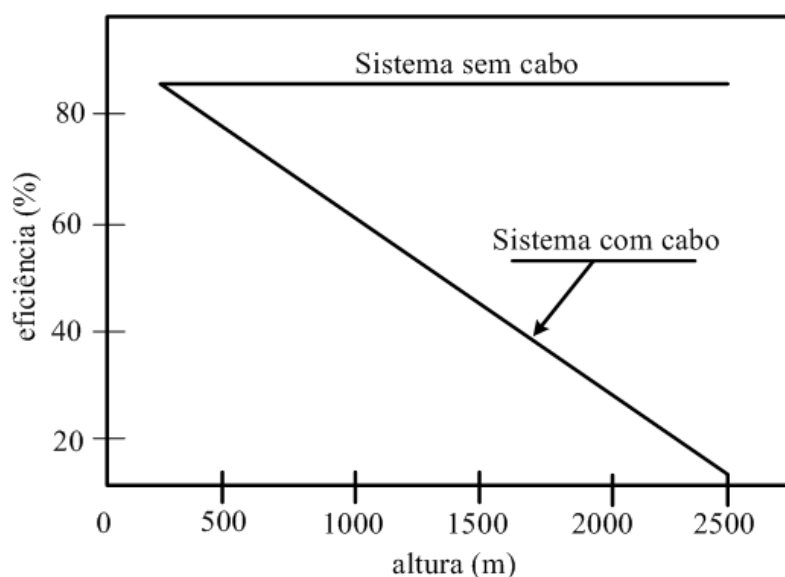


Fig. 1.8 Comparação entre as eficiências do elevador com e sem cabo. [5]

1.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento do elevador tradicional e as estruturas existentes no mercado, como também foram debatidas as vantagens e as desvantagens de cada uma delas.

Observa-se que o elevador de tração com contrapeso utilizando o motor linear, tem a grande vantagem da máquina de tração, ou seja, possuir uma menor potência e consequentemente um melhor consumo de energia; além de poder ser usado em edifícios de elevada altitude. Ou seja a utilização de um elevador de tração com contrapeso e o motor linear, alia as vantagens da montagem do motor linear (menor espaço físico e ausência da casa de máquinas) e a da máquina de tração tradicional (potência reduzida do motor utilizado).

Porém como a tendência dos arranha-céus é de ficar cada vez mais altos, tornando-se “cidades verticais”, para obter-se um menor tempo de espera, menor gasto com construção civil e com uma redução no espaço físico necessário para alocação do elevador e logística de

fluxo de passageiros, os elevadores de tração com contrapeso não estão mais atendendo todos esses requisitos, sendo assim o elevador sem cabo seria a solução.

Como indica o estudo apresentado neste capítulo, a pesquisa atual busca novas soluções em sistemas de transporte com a utilização do motor linear, já que o mesmo realiza o movimento linear sem utilização de caixa de engrenagem e atende os requisitos de diminuição da área do passadiço, ausência da casa de máquinas, altas velocidades, elevadas altitudes propostos pelos projetistas.

CAPÍTULO 2

MÁQUINAS ELÉTRICAS DE INDUÇÃO LINEAR

2.1 INTRODUÇÃO E HISTÓRIA

As máquinas elétricas lineares datam da mesma época das máquinas elétricas rotativas, porém para sua utilização era necessária uma fonte na qual pudesse variar sua frequência diferente da frequência industrial (60 Hz ou 50 Hz), desta maneira este motor deveria ser submetido a algum tipo de controle.

Efetivamente a primeira dificuldade no acionamento das máquinas lineares residia nas fontes fixas de alimentação, normalmente no valor e na frequência da tensão. Pois na época de sua concepção, a eletrônica de potência ainda não existia, desta forma este motor foi pouco pesquisado e utilizado. Com o impacto da eletrônica de potência, dos sistemas microprocessados, e da informática, hoje se torna possível o acionamento do MIL para utilização em diversas aplicações, devido aos conversores que permitem uma grande flexibilização no valor e frequência da tensão e desta forma melhorar acionamento das máquinas de indução linear.

Atualmente o estudo das máquinas elétricas lineares vem apresentando um novo nível de desenvolvimento. Alguns fatores que impulsionam podem ser citados:

- Desenvolvimento da engenharia de materiais com os ímãs permanentes de terras raras, super condutor em altas temperaturas, ligas amorfas, cerâmicas piezoelétricas, etc.
- Impacto da eletrônica de potência principalmente com os inversores.
- Impacto das novas estratégias de controle.
- Novas áreas de aplicações, por exemplo, robótica, carros elétricos, tecnologia aeroespacial, micro motores, trens-bala, tecnologia militar, trens de levitação magnética, etc.
- Necessidade de economia de energia.

- Necessidade de alta velocidade sem engrenagens.
- Necessidade de alto torque sem a presença de engrenagens.
- Necessidade de confiabilidade.
- Novas técnicas de projeto com o uso da teoria dos elementos finitos e programas computacionais como o CAD (*computer aided desing*).

A mais antiga referência sobre este motor foi a patente concebida a *Mayor* de *Pittsburg* em 1890. Esta patente foi seguida por muitas outras, utilizando este motor para propulsão em indústria têxtil. [8]

Foram construídos vários projetos utilizando o motor linear. Um dos mais inusitados foi a sua utilização para acelerar aviões para a realização de decolagem em porta-aviões. Este aparelho construído pela “*Westing House Company of America*” foi chamado de “*Eletropult*” (Fig. 2.1) e podia desenvolver uma força de arranque de 75600N e tinha a capacidade de acelerar uma massa de cinco toneladas aos 185 Km/h em apenas 4,2 segundos.

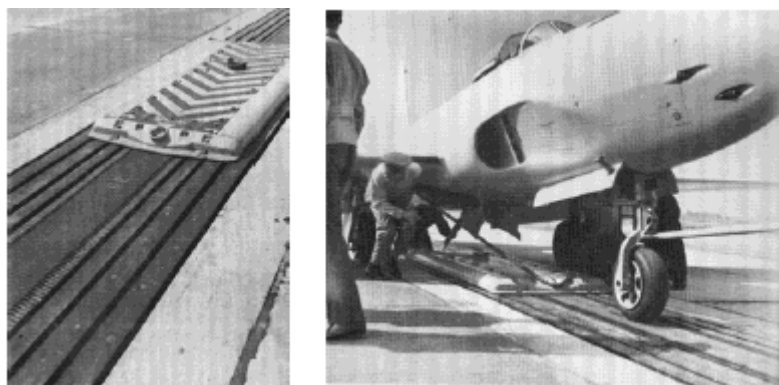


Fig 2.1 *Eletropult*, construída pela “*Westing House Company of America*”.

2.2 O MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR (MIL)

O motor linear pode ser mais bem compreendido como uma máquina rotativa, que tenha sido cortada ao longo de um plano axial e estendida, com pode ser visto na Fig. 2.2.

Desta forma pode ter motores lineares de indução, síncrono, a imã permanente, de passo e de corrente contínua.

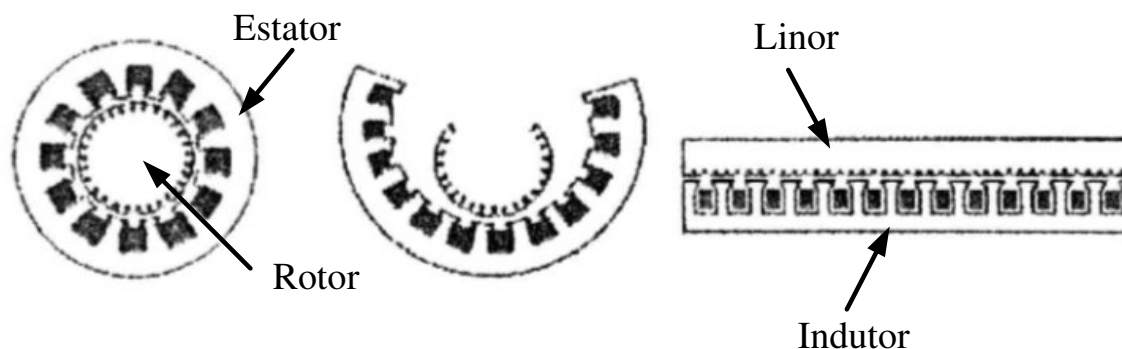


Fig 2.2 Obtenção de um Motor Linear a partir de um motor rotativo.

Existem alguns aspectos positivos para sua utilização, apesar de algumas características quando postas em comparação com as do motor rotativo não serem completamente satisfatórias, como seu baixo fator de potência e rendimento, devido principalmente ao efeito longitudinal de extremidade, que consiste basicamente na assimetria de seu circuito magnético.

Algumas principais características das máquinas lineares são[8]:

- Construção robusta e simples, o que representa baixa manutenção com elevada confiabilidade.
- Não necessitam de engrenagens e sistemas mecânicos para efetuar a conversão do movimento rotativo em linear.
- Acoplamento muito simples entre o primário e o secundário, reduzindo ruídos e vibrações.
- Apresentam baixo rendimento e fator de potência quando comparado com a máquina rotativa.

2.3 APLICAÇÕES E VANTAGENS DO MIL

Atualmente com o grande avanço da eletrônica de potência e da informática, o MIL vêm sendo usado em vários equipamentos como: bombas para transporte de metais, posicionadores de ferramentas, pontes rolantes, bate-estacas, guindastes, trens, elevadores e metrô.

Como áreas atuais de grande aplicação do MIL cita-se os sistemas de transporte metroviário de alta velocidade e parque de diversões.

Desde os anos 70 países como Japão, Alemanha têm construído protótipos semelhante ao da Fig. 2.3 capazes de atingir velocidades elevadas. Estes veículos são levitados magneticamente e são capazes de atingir velocidades superiores à 500km/h.



Fig 2.3 Transrapid 08 Trem de levitação magnética produzido na Alemanha.

Em parques de diversão os motores lineares de indução são utilizados para lançar em alta velocidade as plataformas de equipamentos do tipo de montanha russa, podendo acelerar uma plataforma de montanha russa até a velocidade da ordem dos 110 Km/h sem precisarem de uma rampa de lançamento especial. São motores capazes de fornecerem uma aceleração inicial de cerca de $2g$'s.

Estes motores são designados por catapulta e são motores de baixa velocidade, mas de alta força, com estator móvel e rotor longo. As forças são transmitidas através de um entreferro de 2 a 5mm, desde o rotor em cobre até ao estator que é montado numa guia de ondas.

Além destes focos usuais para sua utilização existem grandes interesses na sua utilização como arremeter objetos na órbita terrestre, indústria bélica, elevadores utilizados na mineração, sistemas de extração de petróleo, entre outros.

2.4 CLASSIFICAÇÃO DO MIL SEGUNDO O USO E A GEOMETRIA

Como o motor linear é considerado o desdobramento do motor rotativo, onde o estator, rotor e o entreferro são linerizados, como visto na Fig. 2.2, os dois membros gerados são chamados: O primário ou indutor onde nele está o enrolamento de armadura, responsável

pelo campo magnético e o secundário ou LINOR onde circulam as correntes induzidas, de forma a fazer a interação com o campo magnético do indutor.

O campo girante existente no MIT é transformado num campo transladante e a força eletromotriz, em vez de transmitir um impulso mecânico que faz girar o rotor, exerce uma força de sentido linear que desloca o indutor ou linor dependendo a sua topologia.

A topologia plana admite uma vasta gama de montagens e de recursos. Sendo assim existem dois tipos de classificação para este motor, um quanto ao uso e outro quanto a sua geometria.

Na sua classificação quanto ao uso, ele se classifica em [9]:

- Máquina de potência: são máquinas de energia, que atuando com pequenas, médias ou grandes forças, realizam grandes deslocamentos ou percursos. Estão inclusas nesse grupo as máquinas destinadas a transportes de massa, usualmente a altas velocidades e com rendimento razoável.
- Máquinas de Energia: são máquinas destinadas a aplicar a grandes massas, intensa força, alcançando um elevado valor de velocidade, num curto espaço de tempo dentro de uma distância específica. Estão inclusas nesse grupo as catapultas de porta-aviões e canhões eletromagnéticos.
- Máquinas de Força: são máquinas destinadas a produção de grandes acelerações, com finalidade de tirar do repouso grandes massas, em um deslocamento muito pequeno, porém com pequenas velocidades. Estão inclusas nesse grupo impulsor hidráulico, pneumático e bate-estacas.

Na sua classificação quanto à geometria, ele se classifica em [9]:

- Indutor longo ou linor curto: nesta conformação, o bobinamento primário (indutor) é estático e o secundário (linor) podendo ser bobinado ou em formato gaiola plana, é móvel, esta configuração pode ser vista na Figura 2.4.

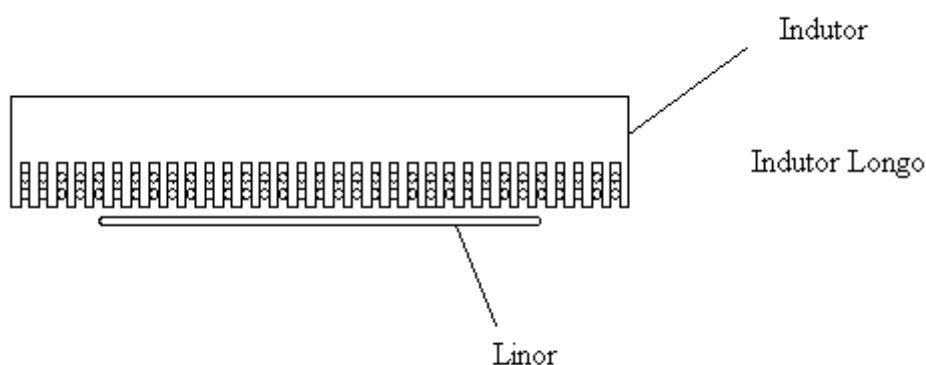


Fig 2.4 Indutor longo ou linor curto.

- Indutor curto ou linor longo: nesta conformação, o bobinamento primário (indutor) é móvel e o secundário (linor) é estático. Esta configuração pode ser vista na Figura 2.5.

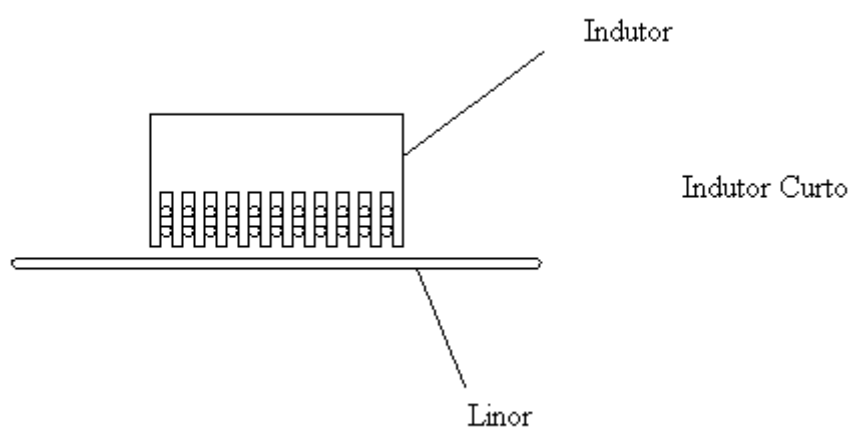


Fig 2.5 Indutor curto ou linor longo.

- Bilateral: O MIL bilateral é constituído por dois indutores e o linor entre os dois. É importante referir que neste tipo de motor a força mecânica é proporcional ao quadrado da corrente de alimentação do estator. Isto significa que, sem saturação magnética, a força desenvolvida por um MIL de bilateral tem um valor quatro vezes superior a força desenvolvida por um MIL de indutor simples. Esta configuração pode ser vista na Fig. 2.6.

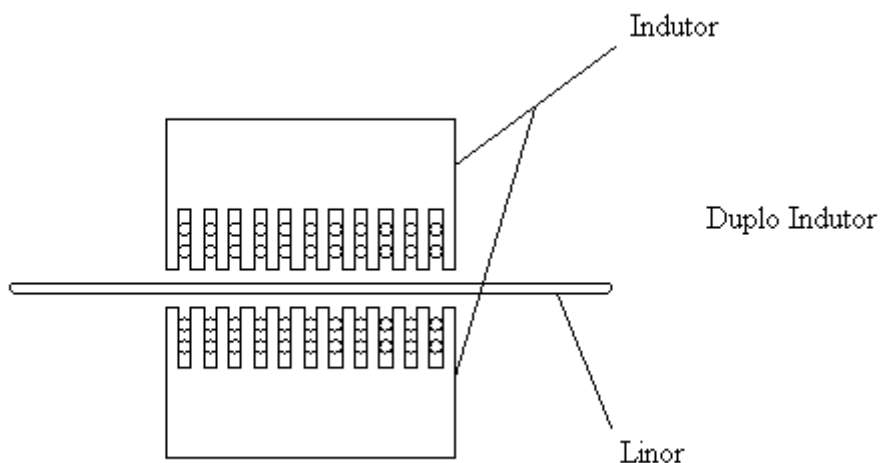


Fig 2.6 Bilateral.

2.5 CAMPO MAGNÉTICO TRANSLADANTE NO INDUTOR LINEAR

No motor linear de indução trifásico, o enrolamento do estator cria um campo pulsante que evolui ao longo do tempo. Este campo é semelhante ao produzido pelo estator de um motor convencional. Neste caso, como o movimento do motor é linear e não circular, o campo é designado de transladante em vez de girante.

Pode-se ver a evolução deste campo transladante na Fig. 2.7 durante quatro instantes de tempo, correspondendo a meio período, para um motor de indução linear de quatro pólos.

Observando a Fig. 2.7, nota-se que o campo transladante se desloca com uma velocidade (m/s) da esquerda para a direita, daí a designação de campo transladante, do indutor do motor linear de indução.

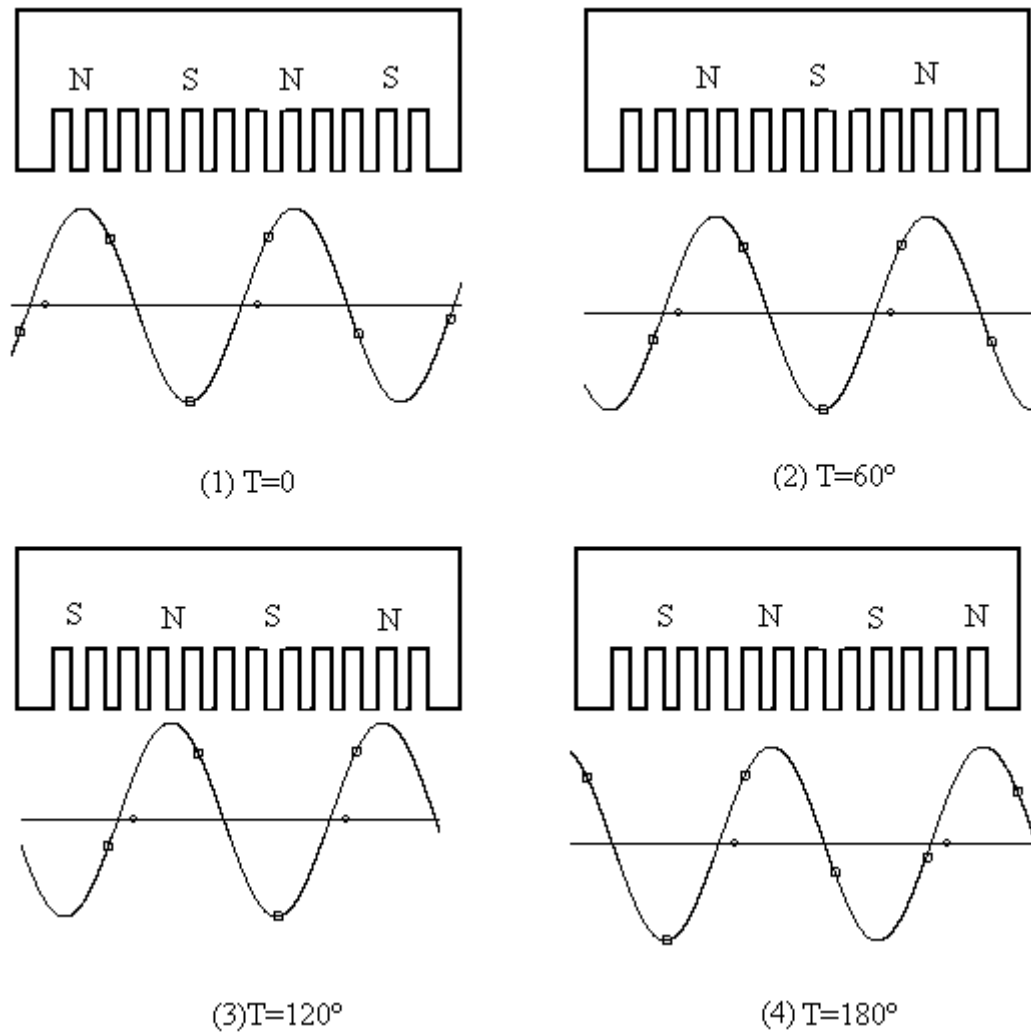


Fig 2.7 Onda transladante de um MIL trifásico de quatro pólos.

2.6 VELOCIDADE DO CAMPO MAGNÉTICO TRANSLADANTE NO MIL

Para a determinação da velocidade translação do campo magnético transladante estabelecido no entreferro pela corrente que circula no enrolamento do indutor, pode-se usar o artifício de fazer uma relação com a velocidade do campo girante em uma máquina rotacional e aplicá-lo a uma máquina linear.

Desta forma a velocidade angular de uma máquina rotativa é:

$$\omega = 2 \cdot f \cdot \pi \cdot \frac{2}{p} \quad (2.1)$$

Sendo;

ω =Velocidade angular.

f =frequência da rede.

p =Número de pólos.

E como se sabe a velocidade tangencial (v) segue conforme a equação:

$$v = \omega \cdot r. \quad (2.2)$$

Substituindo a equação 2.1 em 2.2 tem-se:

$$v = 2 \cdot f \cdot r \cdot \pi \frac{2}{p}. \quad (2.3)$$

Sabendo que o passo polar τ do enrolamento de uma máquina que tenha o raio r é expresso por:

$$\tau = \frac{(2 \cdot \pi \cdot r)}{p}. \quad (2.4)$$

O que leva a equação 2.5.

$$V_x = 2 \cdot \tau \cdot f. \quad (2.5)$$

Esta equação expressa a velocidade linear síncrona do campo magnético de translação (V_x). Como no motor linear existe o elemento móvel operando, e de acordo com a lei de Faraday este elemento não pode atingir a velocidade síncrona, a função escorregamento s segue conforme a definição:

$$s = \frac{(V_x - V_{lx})}{V_x}. \quad (2.6)$$

Remanejando a equação 2.6 temos:

$$V_{lx} = 2 \cdot \tau \cdot f \cdot (1 - s). \quad (2.7)$$

A análise desta equação permite concluir que:

A máquina de indução linear tem sua velocidade de translação aumentada se, for aumentado o passo polar do enrolamento do indutor.

A velocidade de translação do motor é consequência do passo polar da frequência do sinal aplicado na alimentação. Por esta razão o número de pólos no motor, não afetará a velocidade do mesmo, mas sim sua potência.

2.7 EFEITOS DE EXTREMIDADE

A diferença fundamental entre um motor rotativo e um motor linear é que este possui indutor finito, ou seja, seu circuito magnético é limitado. Esta descontinuidade magnética apresenta um conjunto de fenômenos chamado de efeitos de extremidades.

Os efeitos de extremidades influenciam de forma direta o comportamento do motor, desbalanceando as correntes induzidas no linor, diminuindo a força propulsora, alterando o fator de potência, aumentando as perdas elétricas e conseqüentemente o rendimento.

2.8 EFEITO DE EXTREMIDADE TRANSVERSAL

Este efeito de extremidade ocorre somente em motores que possuem seus primários e secundários, pois é conseqüência direta da largura finita dos mesmos. [1]

Este efeito consiste em alterar a distribuição do campo magnético na direção transversal da máquina e sua atuação é no sentido de reduzi-lo na região central do linor. Deixando a densidade de campo magnético com o efeito mostrado na Figura 2.8

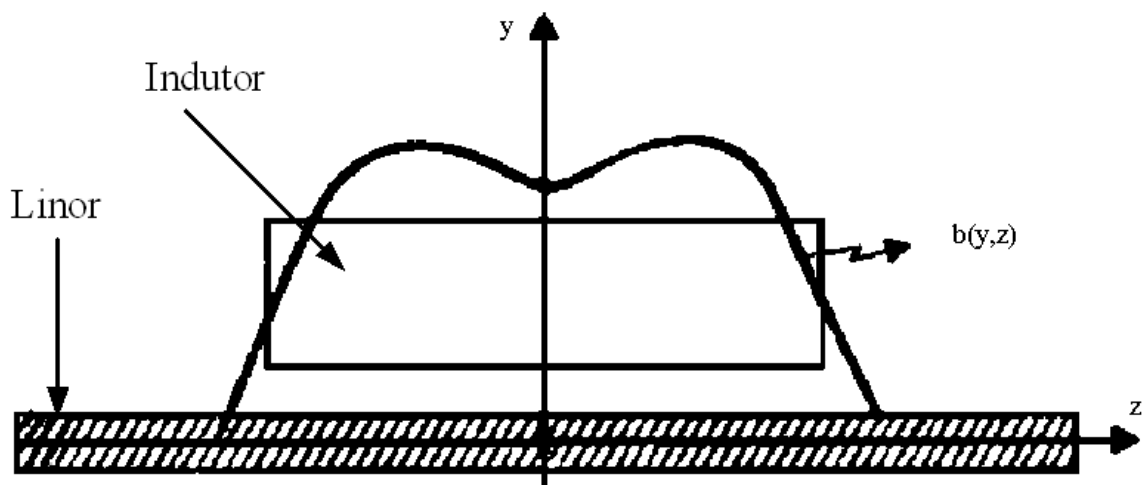


Fig 2.8 Efeito de extremidade transversal. [9]

A conseqüência direta da atuação desse efeito está no aumento da resistividade aparente do material que é feito o linor. Dessa forma pode-se dizer que o efeito transversal é uma função da resistividade aparente do material de que é feito o linor. Este efeito depende da largura do linor.[8]

Nas máquinas rotativas este efeito se encontra presente e os rotores são projetados com um comprimento axial o qual melhora a operação. Como as máquinas rotativas apresentam melhor rendimento e fator de potência, este efeito se torna menos evidente. Porém em um motor linear este efeito deve ser tratado de forma a minimizá-lo.

De acordo com o [8], a largura do linor deve ser tal que, a mesma seja capaz de escoar a corrente que flui sem alterar a sua densidade superficial. Desta maneira [8] assegurou que a largura máxima para a aba do linor deve ser:

$$d = \frac{\tau}{\pi}. \quad (2.8)$$

Sendo;

d=Largura das abas do linor.

Desta forma a largura total do linor pode ser determinada pela expressão 2.9 a partir da Figura 2.9:

$$c' = c + 2 \cdot d. \quad (2.9)$$

Sendo;

c=Largura do indutor.

c'=Largura total do linor para efeito o transversal.

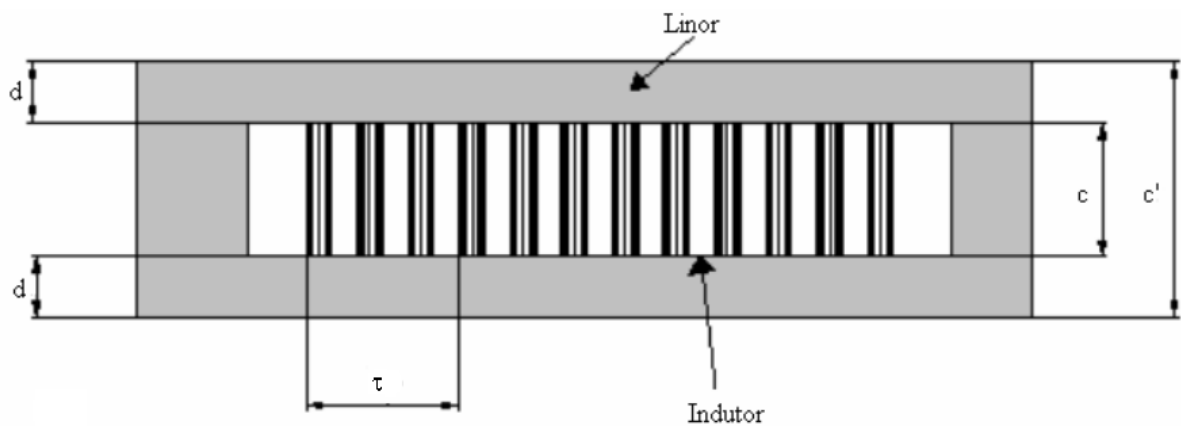


Fig 2.9 Largura máxima para o linor.

2.9 EFEITO DE EXTREMIDADE LONGITUDINAL

Este efeito de extremidade é um efeito específico de máquinas de indução lineares, pois seu indutor é finito. Este efeito é consequência da descontinuidade do circuito magnético no fim do indutor.

Quanto mais longo fisicamente e a mais pólos tiver o indutor, menor será a influência desse efeito no desempenho das máquinas, dado que ela é afetada em muitas de suas respostas ou propriedades, como a força propulsora, rendimento e fator de potência.

Este efeito também está relacionado com a velocidade da máquina, servindo de critério para a classificação das máquinas lineares em: [9]

- Máquinas de indução lineares de baixas velocidades.
- Máquinas de indução lineares de altas velocidades.

O valor divisor desta classificação segundo alguns autores é 10 m/s. Segundo [9] quando um motor linear é desenvolvido para baixas velocidades os efeitos de extremidade podem ser desprezados, pois quase não há distorções no campo magnético.

Para se entender melhor o efeito de extremidade longitudinal, traça-se sobre o linor dois laços fictícios, como mostra figura 2.10, em um instante particular t , quando o MIL se desloca com uma velocidade V_x .

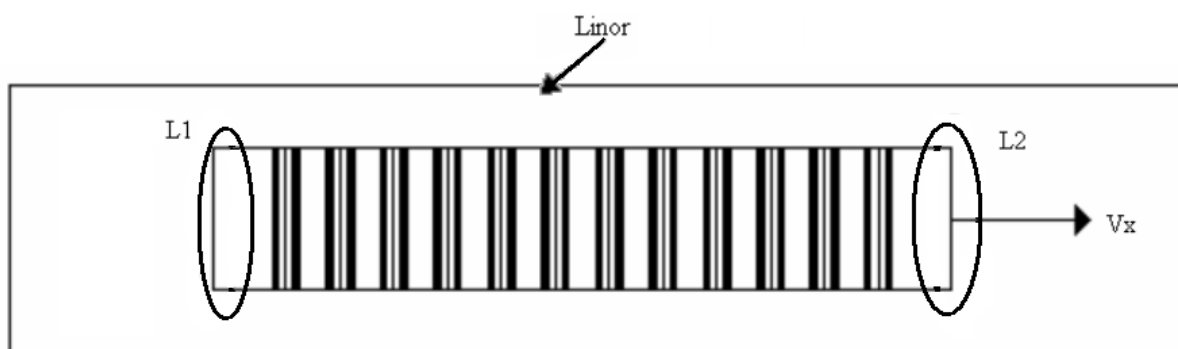


Fig 2.10 Laços traçados no linor.

Estes laços L1 e L2 concatenam o fluxo magnético variante no tempo e no espaço e estão sujeitos a forças eletromotrizes induzidas, por apresentarem velocidade em relação ao campo magnético transladante.

Como os laços estão em áreas magnéticas diferentes: um entrando no campo do indutor e o outro saindo do campo do indutor, eles tem comportamentos elétricos diferentes

entre si. Portanto pode-se dizer que existe um comportamento magnético para extremidade de entrada do linor no indutor e um para a extremidade de saída do linor em relação ao indutor.

A reação imposta pela região L1 é de se opor ao o decrescimento do fluxo magnético na região. Já na região L2 a sua reação é de opor ao o crescimento do fluxo magnético na região. Assim podemos dizer que os efeitos são diferenciados.

Na região do laço L1 após a saída da região ativa, a iteração do fluxo magnético criado por correntes parasitas é de dar origem a uma componente de força, que atua em sentido inverso à força propulsora. Isto origina a uma componente de força frenante. Segundo [8], este efeito é mais pronunciado em máquinas de altas velocidades.

Segundo [9] o efeito de extremidade do laço L2 é o mais prejudicial à operação do motor. O efeito do laço L2, também é de criar um componente de força frenante, devido ao aparecimento do forte fluxo magnético, e de acordo com a Lei de Lenz, um fluxo oposto é gerado. Estas diferenças de fluxo podem ser vistas na Figuras 2.11 e 2.12.

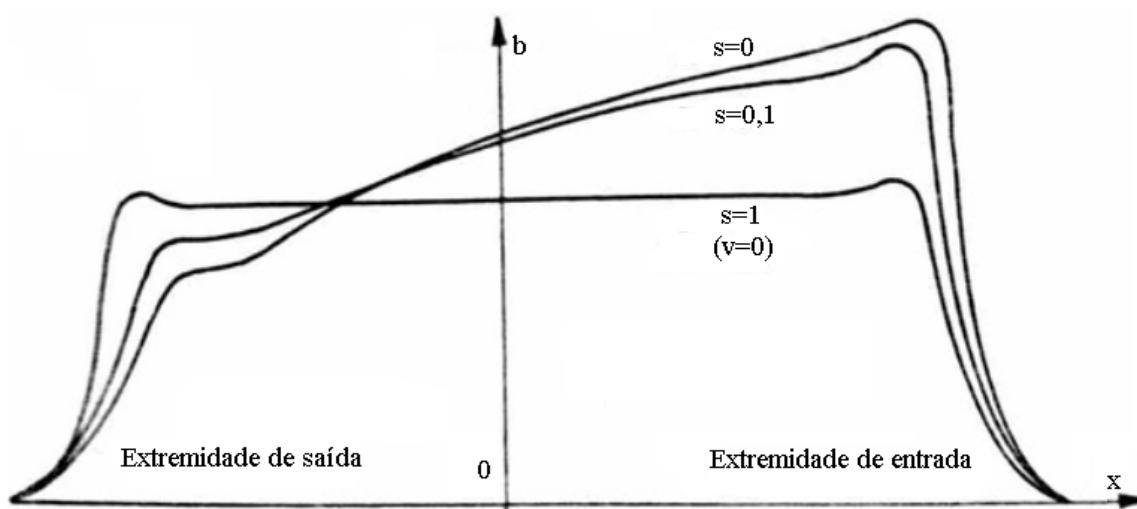


Fig 2.11 Intensidade do campo magnético no entreferro para diferentes escorregamentos. [1]

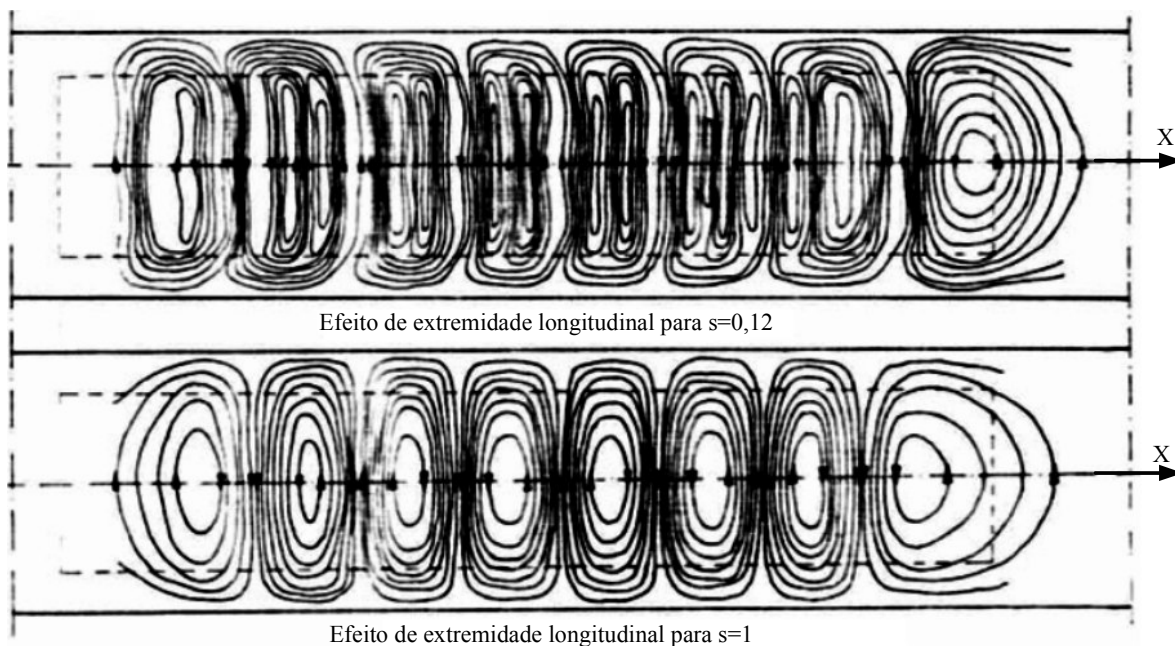


Fig 2.12: Efeito de extremidade Longitudinal vista superior de um linor. [1]

Para a redução desta descontinuidade do circuito magnético, recomenda-se a extensão além do primeiro e último dente do circuito magnético a utilização de outros tipos de bobinamento e a diminuição do entreferro.[1;8]

A Figura 2.13 mostra um gráfico da força de um MIL, para um escorregamento de 20%, com e sem os efeitos de extremidade (Transversal e Longitudinal).

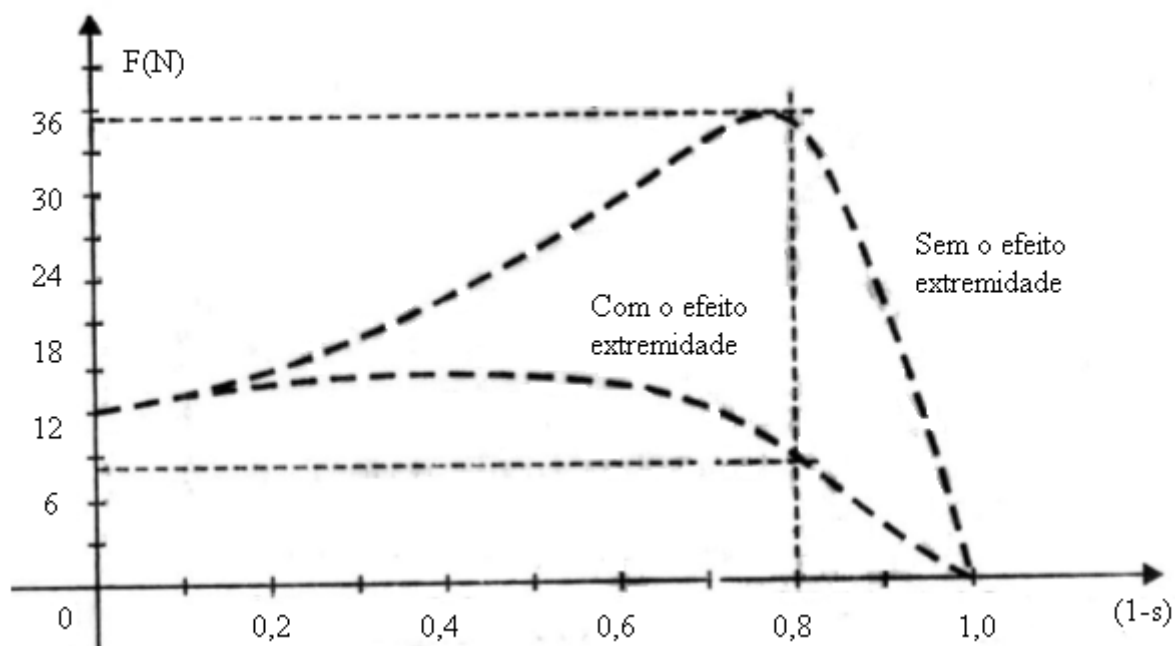


Fig 2.13 Comportamento da Força propulsora de um MIL. [9]

2.10 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MIL A PARTIR DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Usando o circuito elétrico é possível simular o comportamento de uma máquina rotativa tradicional, e a partir deste desenvolver um circuito elétrico equivalente para uma máquina linear, no qual se admitem os efeitos de extremidades.

Segundo [1] para simular a operação de um MIL, pode utilizar o circuito elétrico equivalente mostrado na Figura 2.14. Onde a impedância Z_e , representa o efeito de extremidade longitudinal. Esta se posiciona em paralelo com o ramo que representa as perdas por Histerese e *Foucault* do MIL.

O efeito de extremidade longitudinal é mais relevante em relação ao outro efeito mencionado, por este motivo as perdas por *Focault*, histerese e o efeito transversal são omitidos [8].

De acordo com [1], a impedância adicional do circuito elétrico (Z_e) deve representar os efeitos de extremidades. Esta deve ser variável ao escorregamento, pois como visto no item 2.9 o efeito de extremidade longitudinal é variável com a velocidade.

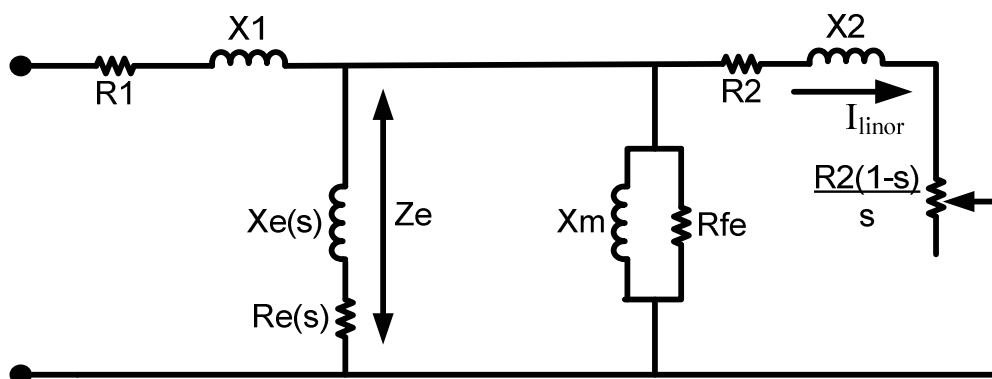


Fig. 2.14 Circuito elétrico equivalente, considerando o efeito de extremidade.

O circuito apresentado na Figura 2.14 mostra que a introdução do efeito de extremidade foi levada em consideração, pois o ramo colocado em paralelo, faz com que haja uma redução na tensão aplicada, diminuindo a corrente que circula pelo linor (I_{linor}), conseqüentemente diminuindo a força propulsora do motor.

A impedância Z_e , devida ao efeito de extremidade longitudinal, deve tender a valores infinitos (circuito aberto) quando para $s=1$ ou altos escorregamento, pois como foi dito no item 2.9 a baixas velocidades o efeito de extremidade é desprezível.

2.11 PROJETO DO MOTOR DE INDUCAO LINEAR BILATERAL

O projeto de um motor de indução linear é similar a um projeto de um motor rotativo tradicional, com as diferenças inerentes ao motor linear devido aos efeitos de extremidades.

Para início do projeto foi determinado que o motor fosse experimental e teria um tamanho reduzido devido às condições de altura do pé direito do laboratório (GPAR) a ser instalado e alocado no local. Com as condições delimitadas, foi discutida qual topologia de motor deveria ser usada para o projeto.

Por simplicidade de construção foi escolhido o motor de indução trifásico linear com Bilateral como pode ser visto na Figura 2.6.

2.11.1 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

O motor a ser construído deve possuir uma baixa velocidade devido ao percurso de 3m, assim a velocidade limitada foi de 1,2m/s para uma frequência de 20 hz e uma força de 200N, para uma tensão de alimentação de 220 volts.

A partir destes dados o motor foi dimensionado segundo a literatura [1], [8] e [9], utilizando como núcleo do indutor, chapas de aço silício de grãos orientados (doadas pela CEMEC) para uma maior permeabilidade magnética. Como também ele deveria possuir 12 pólos magnéticos, para se utilizar toda a extensão da chapa de dimensões 450x10mm, devido às restrições de construções mecânicas, acomodação do fio na ranhura e passo polar limitado devido à baixa velocidade.

2.11.2 CÁLCULO DO NÚMERO DE RANHURAS

De acordo com [1], para pequenos motores trifásicos o número de ranhuras por pólo por fase é igual a 1. A expressão 2.10 diz o número de ranhuras que o MIL deve possuir:

$$z = p \cdot m_p \cdot q. \quad (2.10)$$

Sendo;

z=Número de ranhuras por pólo.

q=Número de ranhuras por pólo por fases.

m_p =Número de fases.

Ou seja, o MIL a ser projetado terá 36 ranhuras ao longo de seu comprimento, mas devido à técnica utilizada para o embobinamento o indutor foi projetado com 39 ranhuras.

2.11.3 COMPRIMENTO DO PASSO POLAR

Para o cálculo do passo polar utiliza-se a equação 2.5. De posse dos dados desejados o passo polar foi determinado:

$$\tau = 3cm.$$

Para a construção de um MIL onde o passo polar possui 3 cm e 39 ranhuras, as ranhuras deveriam possuir um comprimento de 8,2mm. Para facilitar mecanicamente a construção desse motor foi adotado um diâmetro padrão de ferramenta de corte da máquina de fresa. Assim a ranhura final construída possui 5 mm.

2.11.4 COMPRIMENTO DO MIL

Para o cálculo do comprimento do MIL (L) temos:

$$L = 2 \cdot p \cdot \tau + wc + c1, \quad (2.11)$$

$$L = 36,5cm.$$

Sendo;

wc=Passo da bobina.

c1=Largura do dente da ranhura.

2.11.5 LARGURA DO MIL

Para o cálculo da largura do MIL pode-se utilizar a seguinte fórmula:

$$c = \frac{A}{L}, \quad (2.12)$$

$$c = 6,9cm.$$

Sendo;

A=Área do indutor.

2.11.6 NÚMERO DE ESPIRAS

Para o cálculo do número de espiras por fase do MIL (Ni) segue-se a seguinte equação:

$$N_i = \frac{(A_{my} \cdot \tau \cdot p)}{3\sqrt{2} \cdot I}, \quad (2.13)$$

$$N_i = 1180 \text{ espiras.}$$

Sendo;

A_{my} = Densidade de corrente.

I = Corrente de fase.

Já determinado o número de espiras por fase e o número de pólos, calcula-se o número de espiras por ranhura no indutor (N_{si}):

$$N_{si} = \frac{N_i}{p \cdot q}, \quad (2.14)$$

$$N_{si} = 196 \text{ espiras por ranhura.}$$

2.11.7 ALTURA DA CULATRA

Para o cálculo da altura ideal da culatra do motor, onde por ela passará o fluxo concatenado, utilizou-se a equação 2.15, [8]

$$A_c = (0,3...0,5) \cdot B_m \cdot \tau, \quad (2.15)$$

$$A_c = 1,8 \text{ cm.}$$

O valor ideal para a altura da culatra será de aproximadamente 2 cm.

O resultado final do dimensionamento para o indutor pode ser visto no Anexo 2. Algumas medidas foram alteradas como já dito, devido ao uso das ferramentas padrões e mantendo dimensões originais da chapa de aço-silício para simplificar a construção do indutor.

2.12 DIMENSIONAMENTO DO LINOR

Para o dimensionamento do linor, como descrito no item 2.8 e segundo [10] a chapa de alumínio deve possuir uma largura tal que amenize o efeito de extremidade transversal.

Assim de acordo com a equação 2.16:

$$d = \frac{\tau}{\pi}. \quad (2.16)$$

$$d = 0,955\text{cm}.$$

Desta forma a largura total do linor pode ser determinada pela expressão 2.17 a partir da Figura 2.8, onde “c” corresponde à largura do indutor:

$$c' = c + 2d. \quad (2.17)$$

$$c' \approx 10\text{cm}.$$

2.13 ENROLAMENTO DO INDUTOR

O enrolamento de cada pacote foi projetado para possuir uma configuração trifásica de 12 pólos para uma maior força, tendo uma distribuição de dupla camada nas trinta e três ranhuras centrais e mono camada nas seis ranhuras de extremidades segundo [11], sendo três na extremidade de entrada e três na extremidade de saída, como pode ser visto na figura 2.15.

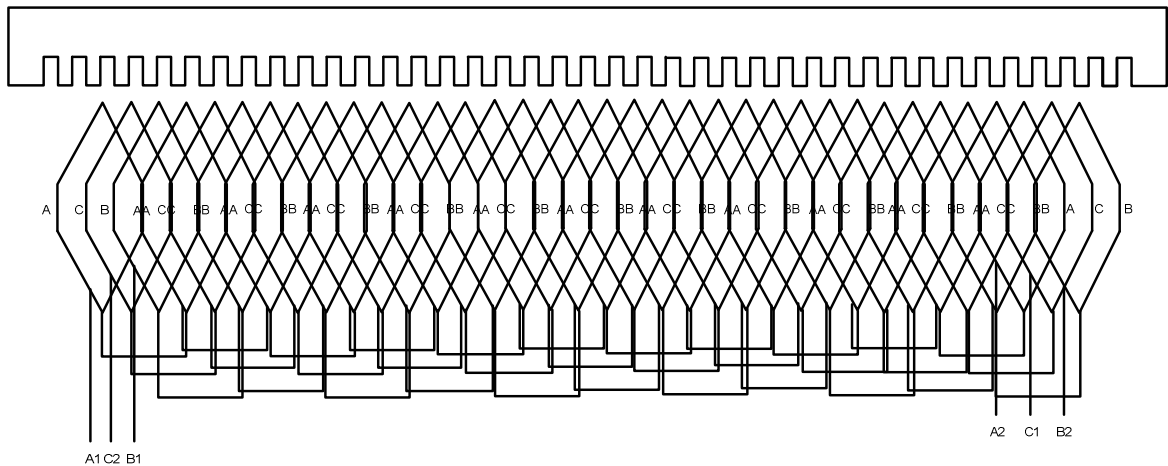


Fig. 2.15 Enrolamento trifásico do MIL.

Esta configuração de enrolamento associada ao alongamento dos dentes externos, busca suavizar os efeitos de extremidade.

O enrolamento do indutor possui 196 espiras em cada ranhura do fio nº 22AWG ($0,33\text{mm}^2$) segundo a equação 2.8.

O resultado final do enrolamento e do indutor do motor linear projetado pode ser visto na figura 2.16 e 2.17. O protótipo foi projetado com uma estrutura de ranhura aberta no qual se pode realizar pequenos ajustes.



Fig. 2.16 Enrolamento trifásico do MIL (vista lateral).

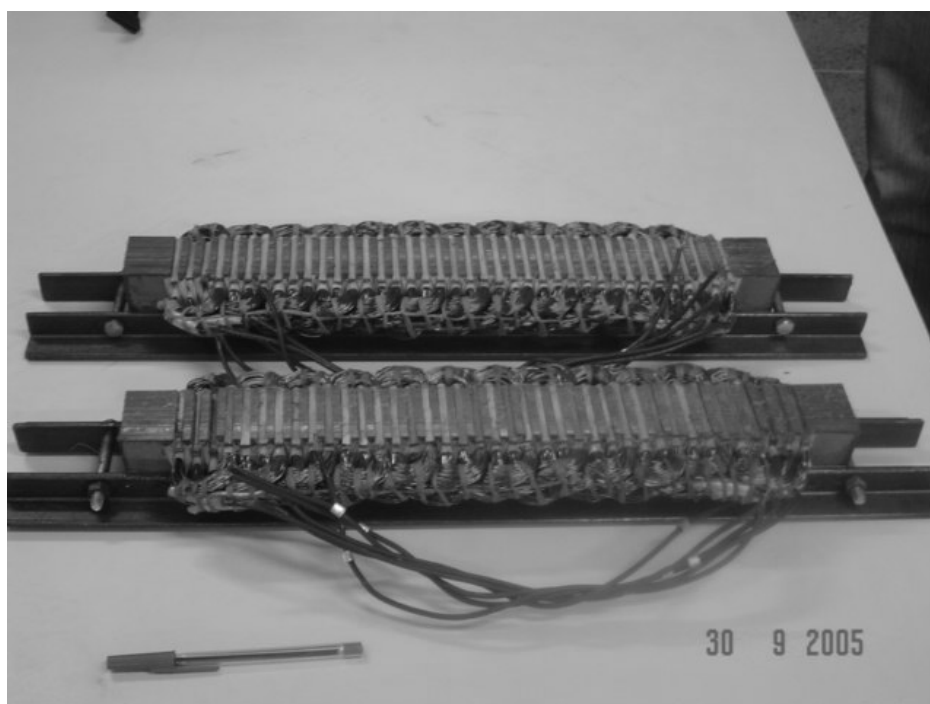


Fig. 2.17 Indutor do motor linear projetado (vista superior).

2.14 ESTRUTURA MECÂNICA

Neste protótipo o linor é composto de uma chapa de alumínio de 3000x5,6x12mm segundo [1], devido a boa condutibilidade de corrente e a má condutibilidade magnética, o alumínio faz o mesmo papel de uma gaiola de esquilo em um motor convencional.

Esta configuração pode ser mais bem entendida, observando a figura 2.18 que mostra a distribuição do fluxo magnético em um MIL bi-lateral.

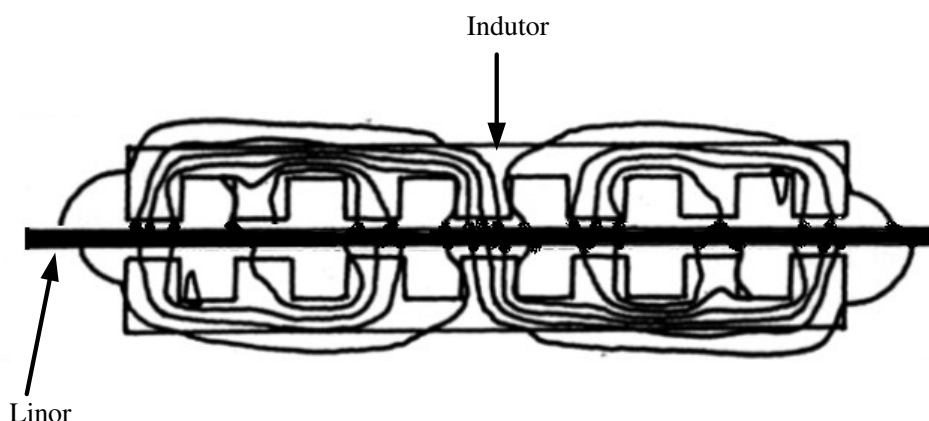


Fig. 2.18 Distribuição do fluxo magnético em um MIL bi-lateral. [1]

Para o desenvolvimento da estrutura mecânica, o motor linear foi pensado como um contrapeso devido a sua característica de massa. Desta forma imaginou-se uma estrutura de elevador de tração com contrapeso, sendo o contrapeso o próprio motor de tração.

Na figura 2.19 pode-se observar a estrutura de suporte do indutor que possui regulagem de entreferro em ambos indutores, desta maneira consegue-se um ajuste fino do entreferro entre os indutores. Para o deslocamento da estrutura, utilizou-se uma caixa de rolamentos em formato de “rabo de andorinha” para se obter um menor atrito entre as cantoneiras guias do elevador.

Já figura 2.20 observa-se a estrutura de fixação do linor onde também há uma regulagem, devido ao linor ser obtido de uma chapa de alumínio e assim não ser totalmente apumado.

Na figura 2.21 temos a estrutura final construída. Toda estrutura é composta de cantoneiras “T” em aço 1020 de ¼ pol e barras “chatas” e “metalon” também em aço 1020. O protótipo foi projetado com uma estrutura aberta no qual pode-se realizar ajustes internos.

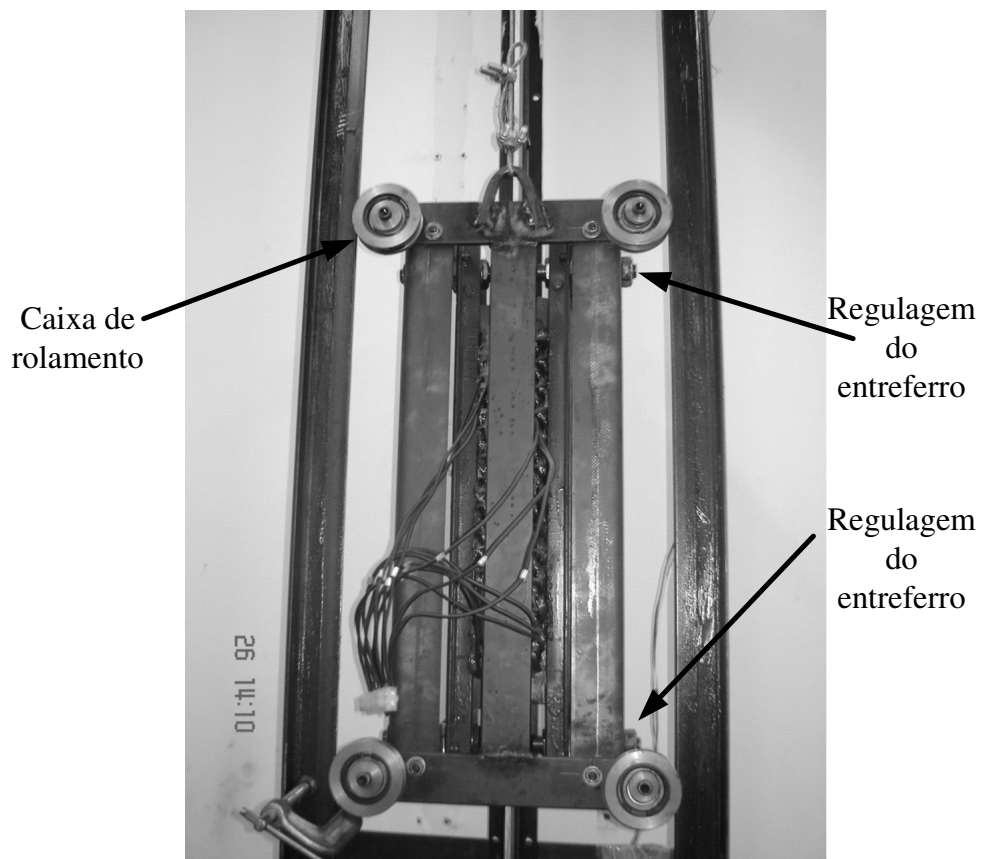


Fig. 2.19 Estrutura de suporte do indutor.

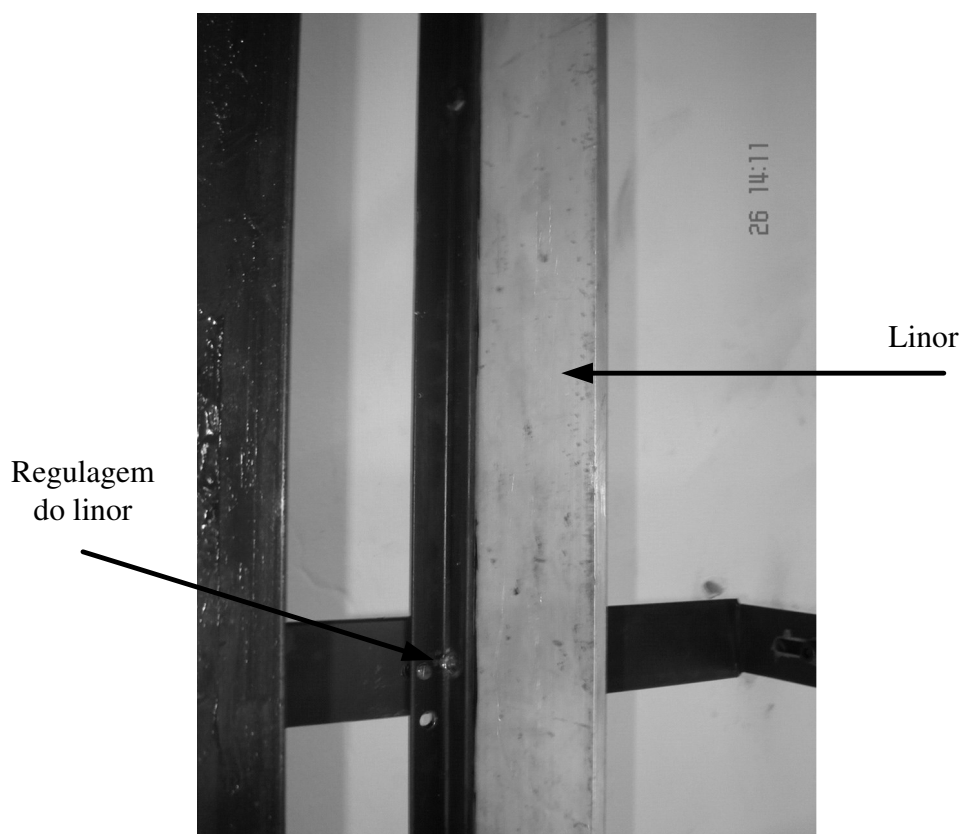


Fig. 2.20 Estrutura de Suporte do linor.



Fig. 2.21 Estrutura do elevador finalizada.

2.15 FREIO ELETROMAGNÉTICO E SISTEMA DE PARADA

Para o freio eletromagnético, utiliza-se um motor freio comercial para motores rotativos como visto na figura 2.22.

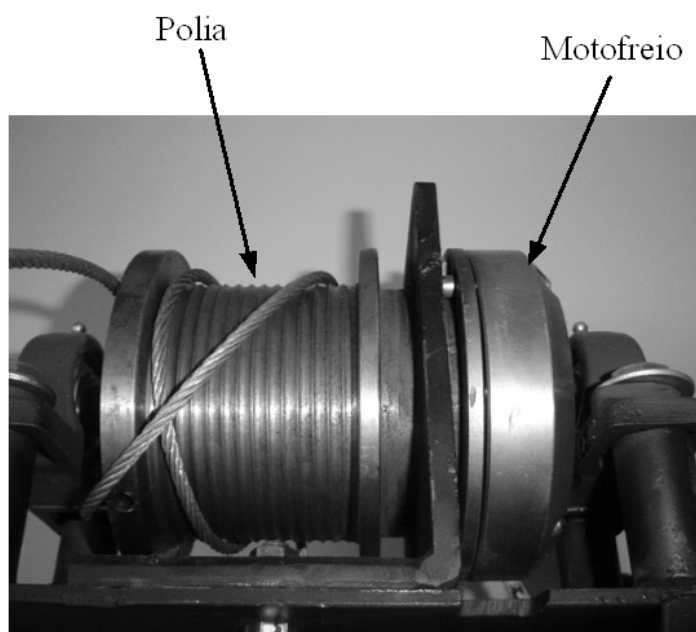


Fig. 2.22 Freio eletromagnético e polia.

O freio eletromagnético é composto de uma bobina CC de 12V/1A. Ele foi instalado entre uma lona de freio e uma polia projetada com várias ranhuras, onde o cabo de aço fica enrolado, para que quando o freio for acionado o atrito do cabo com a polia trave o movimento do elevador. Assim quando ocorre passagem de corrente pela bobina CC o freio é liberado e quando a corrente cessa o freio atua por meio de molas que fazem uma pressão na polia. Com isso temos uma maior segurança no operador, já que com uma eventual falta de corrente na bobina do freio, o elevador não despencará.

O sistema de parada é feito com sensores *reed switch*, posicionados de maneira que o elevador possua duas paradas durante o percurso. O sensoriamento é feito com microcontrolador PIC16F877, que fica varrendo os dois sensores. Com a ativação de um desses sensores, indica que a cabina se encontra na parada desejada. Assim a corrente elétrica do freio eletromagnética é cortada fazendo a parada da cabina.

Este controlador também indica ao inversor trifásico de tensão, quando se acionar o MIL para subir ou descer.

A foto do sistema pode ser visto na figura 2.23 como também a foto do protótipo na figura 2.24.

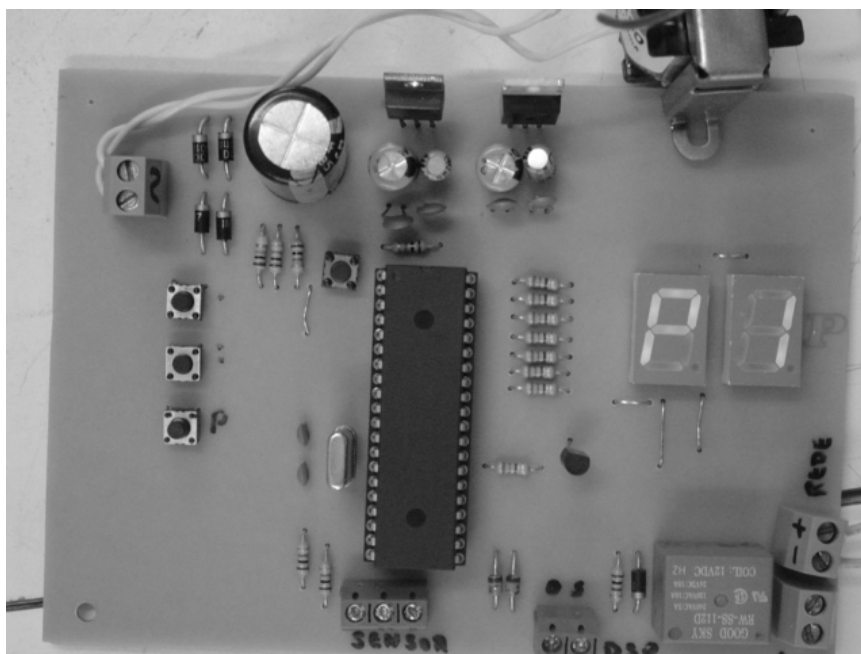


Fig. 2.23 Protótipo do circuito de atuação e controle do posicionamento do elevador.

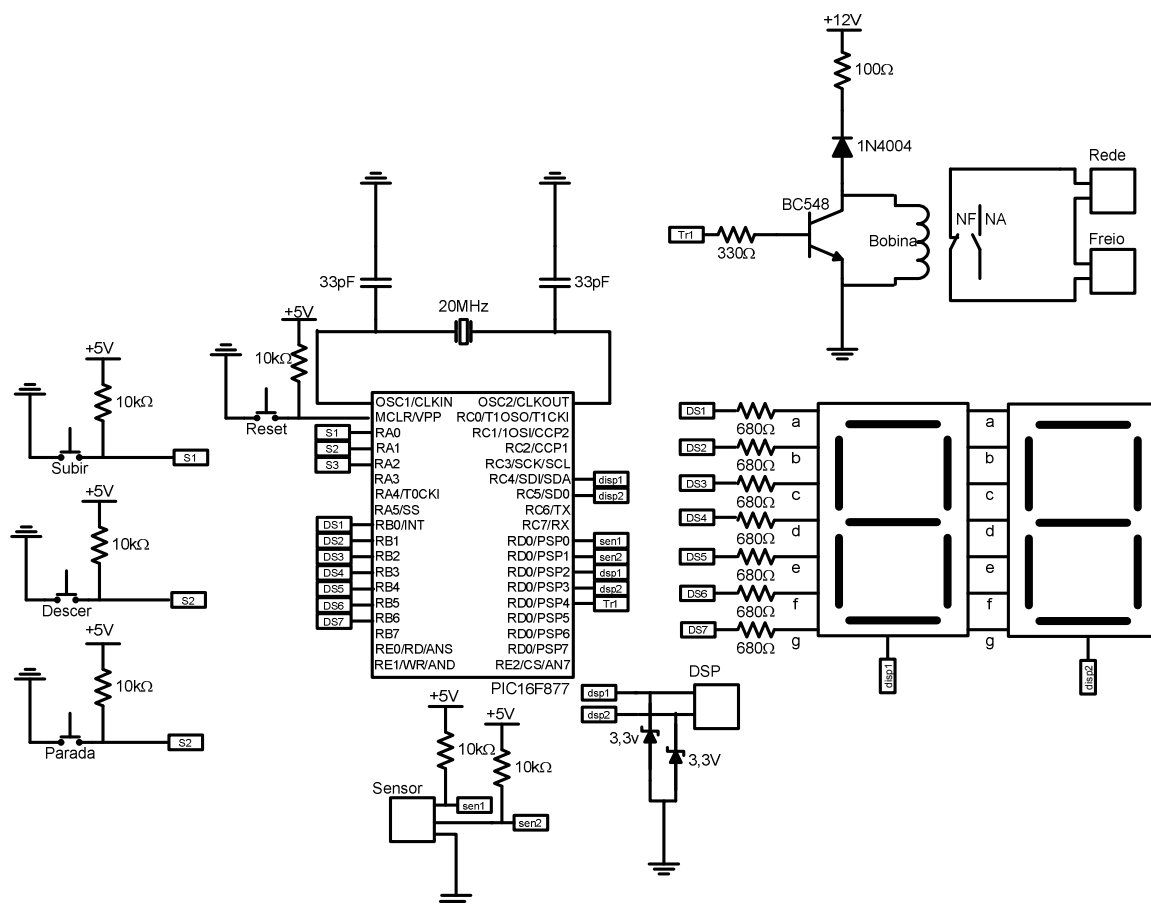


Fig. 2.24 Esquemático do circuito de atuação e controle do posicionamento do elevador.

2.16 DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS DO MIL

A determinação dos parâmetros do MIL, está baseada nos ensaios com bobina de sonda, enrolamentos em série, em vazio e com linor bloqueado segundo [12].

2.16.1 RESISTÊNCIA POR FASE

As resistências das fases do enrolamento primário são obtidas através de medição direta. O valor da resistência R_1 é obtido, utilizando por multímetro digital do fabricante MINIPA, modelo MDM-8146, cuja função como ohmímetro possui escalas com varreduras de 0 a 20,0000 M Ω e precisão de $\pm(0,2\% + 5D)$, com os enrolamentos já aquecidos á uma temperatura de 35° centígrados. Com vista a aumentar a confiabilidade das medições, as mesmas foram repetidas para se obter um valor médio. Os resultados são apresentados nas tabelas 2.1 e 2.2.

Tabela 2.1: Resistência de enrolamento primário do pacote A por fase a 35°C.

PACOTE A	
Fase	Resistência em Ω
A	18,74±0,001
B	18,83±0,001
C	18,63±0,001

Tabela 2.2: Resistência de enrolamento primário do pacote B por fase a 35°C.

PACOTE B	
Fase	Resistência em Ω
A	18,51±0,001
B	18,36±0,001
C	18,52±0,001

2.16.2 REATÂNCIA DE DISPERSÃO POR FASE

As reatâncias de dispersão de cada pacote são determinadas por fase. O ensaio para a obtenção das referidas reatâncias consiste em alimentar um enrolamento de uma fase de um dos pacotes com uma fonte de tensão senoidal, permanecendo os demais enrolamentos abertos e medir a tensão induzida no mesmo. Neste ensaio o linor é retirado, entretanto deve ser mantido o entreferro original. Com o auxílio de uma bobina de sonda, especialmente construída para este ensaio, neste trabalho a bobina apresenta 50 espiras, com passo idêntico ao da bobina do estator; sendo colocada no entreferro na posição axial em relação à bobina da fase alimentada.

Este ensaio deve ser repetido para cada uma das três fases dos dois indutores.

Deve se medir a tensão, a corrente aplicada na fase e o fator de potência, assim como a tensão induzida na bobina de sonda.

A figura 2.25 mostra o circuito equivalente por fase para o primário de um MIL sem linor, da forma como será ensaiado com a bobina de sonda.

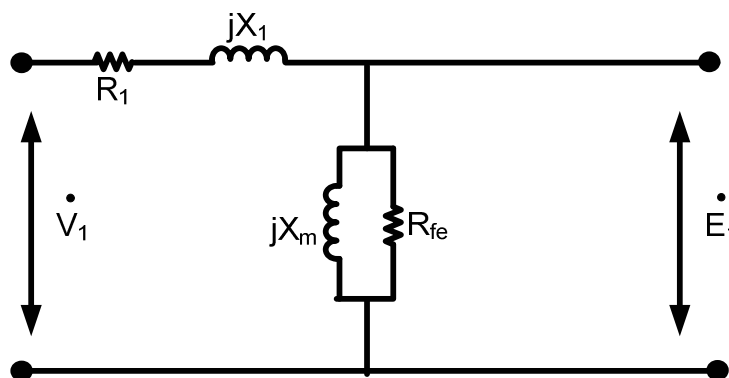


Fig. 2.25 Circuito equivalente por fase para o primário sem linor.

A tensão induzida na bobina de sonda, referida ao enrolamento energizado, é proporcional a força eletromotriz induzida neste enrolamento.

A resistência do enrolamento R_i da fase energizada já é conhecida por medição direta.

$$\dot{E}_i = V_{\text{sonda}} \cdot \frac{N_i}{N_{\text{sonda}}}. \quad (2.18)$$

Sendo;

V_{sonda} =Tensão na bobina de sonda.

N_{sonda} =Número de espiras na bobina de sonda.

N_i =Número de espira da fase i , com $i=a,b,c$ do pacote A e B.

\dot{E}_i =Tensão induzida na fase i .

Portanto, são conhecidas, a tensão de linha aplicada \dot{V}_i , força eletromotriz induzida \dot{E}_i , corrente de alimentação \dot{I}_i e a resistência do enrolamento de fase. Assim sendo, tendo como base o circuito por fase da figura. 2.25, o qual corresponde a situação de ensaio tipo vazio sem linor, através do equacionamento abaixo se pode determinar a reatância de dispersão X_1 da fase energizada. Como já mencionado, procedimento semelhante deve ser executado para todas as outras fases.

Inicialmente calcula-se a potência ativa de entrada expressa em 2.19.

$$Pat_i = V_i \cdot I_i \cdot \cos(\Phi_i). \quad (2.19)$$

Calcula-se então, a potência perdida no ferro para a fase em ensaio.

$$Pfe_i = V_i \cdot I_i \cdot \cos(\Phi_i) - R_i \cdot I_i^2 = \frac{|\dot{E}_i|^2}{Rfe_i}. \quad (2.20)$$

As correntes através da resistência de perdas de ferro e no ramo de magnetização são dadas por 2.21 e 2.22.

$$Ife_i = \frac{|\dot{E}_i|}{Rfe_i}. \quad (2.21)$$

$$I_{m_i} = \sqrt{I_i^2 - I_{fe_i}^2}. \quad (2.22)$$

Sendo a reatância de magnetização dada por 2.23.

$$X_{m_i} = \left| \frac{\dot{E}_i}{I_{m_i}} \right|. \quad (2.23)$$

$$Q_i = V_i \cdot I_i \cdot \text{sen}(\Phi_i) = X_{eq_i} \cdot I_i^2. \quad (2.24)$$

Do paralelo jX_{m_i} com R_{fe_i} obtém-se \dot{Z}_{o_i} . Como mostrado na figura 2.26.

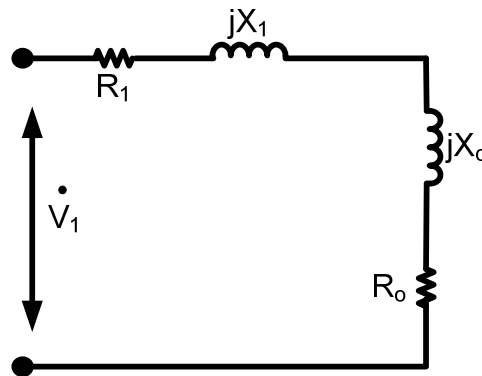


Fig. 2.26 Circuito equivalente por fase do MIL sem linor

$$\dot{Z}_{o_i} = R_o + jX_o. \quad (2.25)$$

Sendo X_{o_i} e dado por 2.26.

$$X_{o_i} = \frac{R_{fe_i}^2 \cdot X_{m_i}}{R_{fe_i}^2 + X_{m_i}^2}. \quad (2.26)$$

$$X_{eq_i} = \frac{V_i \cdot \text{sen}(\Phi_i)}{I_i}. \quad (2.27)$$

$$X_{eq_i} = X_{d_i} - X_{o_i}. \quad (2.28)$$

Com isso, a reatância de dispersão por fase em ensaio pode ser calculada como em 2.29.

$$X_{d_i} = \frac{V_i \cdot \sin(\Phi_i)}{I_i} - \frac{R_{fe_i}^2 \cdot X_{m_i}}{R_{fe_i}^2 + X_{m_i}^2}. \quad (2.29)$$

Para o MIL em ensaio, obtiveram-se os seguintes resultados por pacote e por fase apresentados nas tabelas 2.3 e 2.4.

Tabela 2.3: Tensões e correntes do ensaio da reatância de dispersão. Pacote A.

PACOTE A				
Fase	$\dot{V}_{\text{fase}}(\text{V})$	$\dot{I}(\text{a})$	$\dot{E}(\text{V})$	R(Ω)
A	99,870	1,4468	44,19	18,74±0,001
B	99,874	1,4716	43,11	18,83±0,001
C	99,878	1,4962	40,68	18,63±0,001

Tabela 2.4: Tensões e correntes do ensaio da reatância de dispersão. Pacote B.

PACOTE B				
Fase	$\dot{V}_{\text{fase}}(\text{V})$	$\dot{I}(\text{a})$	$\dot{E}(\text{V})$	R(Ω)
A	99,868	1,4536	38,09	18,51±0,001
B	98,866	1,4766	39,87	18,36±0,001
C	99,872	1,510	41,37	18,52±0,001

Do paralelo das resistências de cada pacote, tem-se:

$$\begin{aligned} R_a &= 9,31\Omega \\ R_b &= 9,29\Omega \\ R_c &= 9,28\Omega \end{aligned} \quad (2.30)$$

Com bases nos resultados acima das tabelas 2.3 e 2.4, usando o circuito da figura 2.25 e o espaçamento acima descrito, obteve-se para o MIL as seguintes reatâncias de dispersão em ohms e já se considerando a associação em paralelo de dois pacotes.

$$\begin{aligned} X_{d_a} &= 17,91\Omega \\ X_{d_b} &= 18,55\Omega \\ X_{d_c} &= 17,94\Omega \end{aligned} \quad (2.31)$$

2.16.3 REATÂNCIA PRÓPRIA DO PRIMÁRIO

Com base no circuito da figura 2.25, conhecendo resistência e reatância de dispersão por fase, ensaia-se novamente o MIL sem linor, energizando uma fase por vez, medindo a tensão e corrente no enrolamento ensaiado. Com os valores medidos calcula-se $|\dot{E}_i|$.

$$X_{eq_i} = X_{d_i} - X_{o_i}. \quad (2.32)$$

$$|\dot{E}_i| = \sqrt{(\dot{V}_i - R_i \dot{I}_i \cos(\Phi_i))^2 + (R_i \dot{I}_i \sin(\Phi_i) - X_i \dot{I}_i \cos(\Phi_i))^2}. \quad (2.33)$$

Com o valor calculado de \dot{E}_i e utilizando das equações 2.19 a 2.23, obtém-se a reatância própria, dada por:

$$X_{ii} = \frac{|\dot{E}_i|}{\text{Im}_i}. \quad (2.34)$$

No caso o MIL em análise tem-se:

$$\begin{aligned} X_{aa} &= 49,74\Omega \\ X_{bb} &= 50,17\Omega \\ X_{cc} &= 49,01\Omega \end{aligned} \quad (2.35)$$

2.16.4 REATÂNCIA MÚTUA ENTRE FASES DO PRIMÁRIO

Para a determinação das reatâncias mútuas entre as fases do primário, uma solução é conectar os enrolamentos em série dois a dois, energizando apenas a ligação série e procedendo as medições como descritas no item anterior. Lembrando que para este ensaio continua a montagem sem o linor. Para duas fases genéricas i e j têm-se como na figura 2.27.

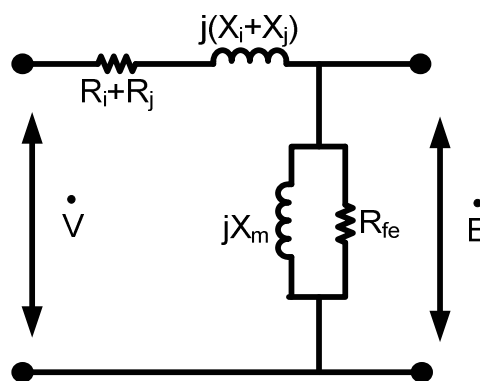


Fig. 2.27 Circuito equivalente para a determinação das reatâncias mútuas.

Pode-se calcular a força eletromotriz \dot{E} induzida como:

$$|\dot{E}| = \sqrt{\left(\begin{aligned} &\dot{V} - (R_i + R_j) \cdot \dot{I} \cdot \cos(\Phi) - (X_i + X_j) \cdot \dot{I} \cdot \sin(\Phi)^2 \\ &+ (R_i + R_j) \cdot \dot{I} \cdot \sin(\Phi) - (X_i + X_j) \cdot \dot{I} \cdot \cos(\Phi) \end{aligned} \right)^2} \quad (2.36)$$

Seguindo o mesmo procedimento das equações 2.19 a 2.23, encontra-se X_m dado por:

$$X_m = X_{ii} + X_{jj} + 2 \cdot X_{ij} \quad (2.37)$$

Do ensaio anterior são conhecidos X_{ii} e X_{jj} , logo pode-se determinar X_{ij} . Para o MIL em ensaio e lembrando que a fase “a” é a fase do meio, tem-se:

$$\begin{aligned} X_{ab} &= -6,45\Omega \\ X_{bc} &= -3,63\Omega \\ X_{ac} &= -6,29\Omega \end{aligned} \quad (2.38)$$

2.16.5 ENSAIO EM VAZIO

Vale ressaltar que o ensaio em vazio trifásico nos MIL devido a sua característica de alto escorregamento mesmo em carga mecânica nula, torna este ensaio um pouco diferente do executado do motor rotativo. O ensaio é realizado sem a presença do linor, porém mantido o mesmo entreferro e com tensão nominal trifásica aplicado ao estator.

O ensaio em vazio (sem linor) foi realizado tomando-se a fase “a” como referência, com o objetivo de determinar o ramo de magnetização por fase. Estando os resultados do ensaio, em seus valores RMS, apresentados na tabela 2.5.

Tabela 2.5: Resultados do ensaio em vazio.

Ensaio a Vazio			
Fases	V_{fase} (V)	I_{fase} (A)	θ (graus)
A	127	3,814	67,7
B	125	3,926	69,26
C	127	3,43	64,08

Seguindo o Equacionamento 2.19 a 2.23, tem-se:

$$\begin{aligned} X_{o_a} &= 12,19\Omega \\ X_{o_b} &= 15,35\Omega \\ X_{o_c} &= 11,86\Omega \end{aligned} \quad (2.39)$$

2.16.6 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO LINOR

A determinação dos parâmetros do linor é feita a partir do ensaio do linor bloqueado, o qual é executado com a fixação mecânica do linor e aplicação de tensão nominal trifásica. Conhecendo os resultados do ensaio em vazio, ou seja, o ramo de magnetização $Z_o = R_o + jX_o$, tem-se o circuito da figura 2.28.

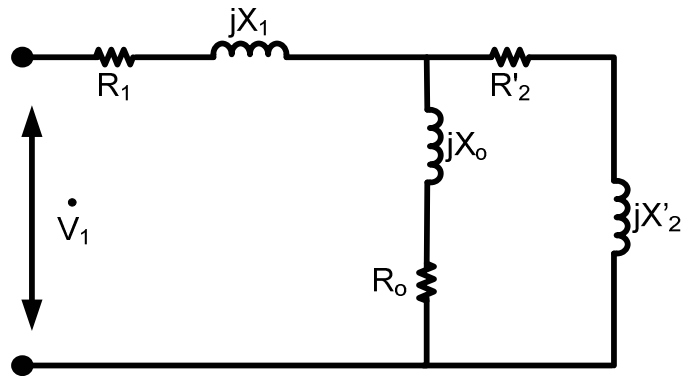


Fig. 2.28 Circuito equivalente dos parâmetros do linor.

A impedância obtida do ensaio de linor bloqueado Z_{bloq} representa o paralelo de Z'_2 com Z_o , onde:

Z'_2 é a impedância do linor referida ao indutor.

A figura 2.29 mostra a impedância de linor bloqueado.

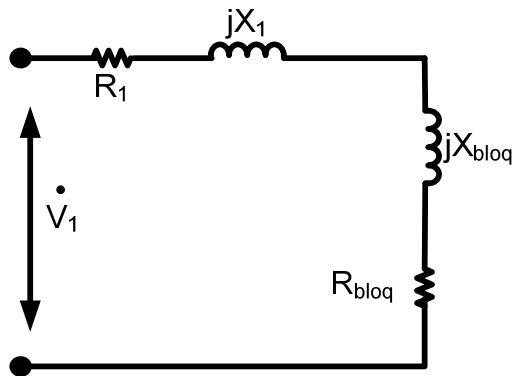


Fig. 2.29 Linor bloqueado.

Desta forma calcula-se,

$$Z'_2 = \frac{Z_o + Z_{\text{bloq}}}{Z_o - Z_{\text{bloq}}}. \quad (2.40)$$

Logo os valores dos parâmetros do linor são obtidos por:

$$R'_2 = \text{real}(Z'_2). \quad (2.41)$$

$$X'_2 = \text{imag}(Z'_2). \quad (2.42)$$

Desta forma tem-se:

$$Z'_{2A} = 4,03 + j9,42\Omega \quad (2.43)$$

$$Z'_{2B} = 5,76 + j13,75\Omega$$

$$Z'_{2C} = 4,153 + j10,28\Omega$$

2.17 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o MIL, sua história, as diferentes topologias existentes e vantagens, o seu funcionamento baseado no campo transladante e os efeitos de extremidades deste motor, diferente de sua contrapartida rotativa.

Dado os parâmetros do elevador e características desejadas, um protótipo de um MIL bilateral, foi especialmente projetado e construído para esta dissertação, bem como a estrutura mecânica do elevador, o freio eletromagnético e o sistema de parada. O que possibilitou uma conjunto de ensaios, elétricos e mecânicos, muitos deles não contemplados nesta dissertação, respaldando bastante os resultados experimentais deste trabalho.

CAPÍTULO 3

O CONTROLADOR DSP (*DIGITAL SIGNAL PROCESSOR*) TMS320F2812

3.1 INTRODUÇÃO

Para realizar o controle do conversor *double-bridge* a ser aplicado e utilizado para o controle de velocidade do motor linear, o processador digital de sinais deve atender a diversos requisitos. Com base nas peculiaridades exigidas optou-se por utilizar o kit DSP TMS320F2812 da *Texas Instruments* [13] e [14] obtido através do programa universitário da *Texas Instruments*.

A família TMS320x28x é composta por processadores digitais em ponto fixo de 16bits, projetados para controlar sistemas em tempo real. Para exercer tal função com desempenho necessário eles operam a diversas frequências. A frequência de “*clock*” da CPU do F2812 é de 150MHz, mas a frequência pode variar de 100MHz a 60MHz em outros processadores. Os DSP’s integram uma alta performance de um processador digital à funcionalidade dos periféricos de um microcontrolador. Se unido a isto um amplo conjunto de instruções, podem-se realizar tarefas complexas com relativa facilidade.

Estes processadores, em princípio, foram projetados vislumbrando atender ao mercado de controle de sistemas de acionamento, em especial motores de baixo custo, visto que a proposta do controle digital possibilitaria maior flexibilidade e conseqüentemente, menor custo com redução de componentes. Devido a esta preocupação, estes processadores reúnem periféricos com funções apropriadas para geração de pulsos de comando de um inversor (controle de modulação). Como o bom desempenho de uma fonte chaveada está relacionado ao seu circuito de comando, e estes DSP’s são capazes de gerar pulsos de diversas formas, contemplando até o tempo morto, os profissionais de Eletrônica de Potencia passaram a voltar a atenção para estes dispositivos.

De forma geral, todos estes processadores apresentam algumas características básicas que os tornam muito atrativos para o controle de conversores estáticos. Primeiramente, deve-

se ressaltar a separação das estruturas de barramento de memória de programa e de dados como é visto na figura 3.1 da arquitetura básica do DSP da família TMS320, para uma maior velocidade de processamento. Isto possibilita ler simultaneamente dados e instruções e juntamente com o processamento tipo “*pipeline*” que permite algumas instruções sejam realizadas em apenas um ciclo de máquina. Em aplicações que exigem alta frequência de comutação, vários controladores digitais e uma referência variável, como a dessa dissertação, não se pode fazer o uso de um simples microcontrolador.

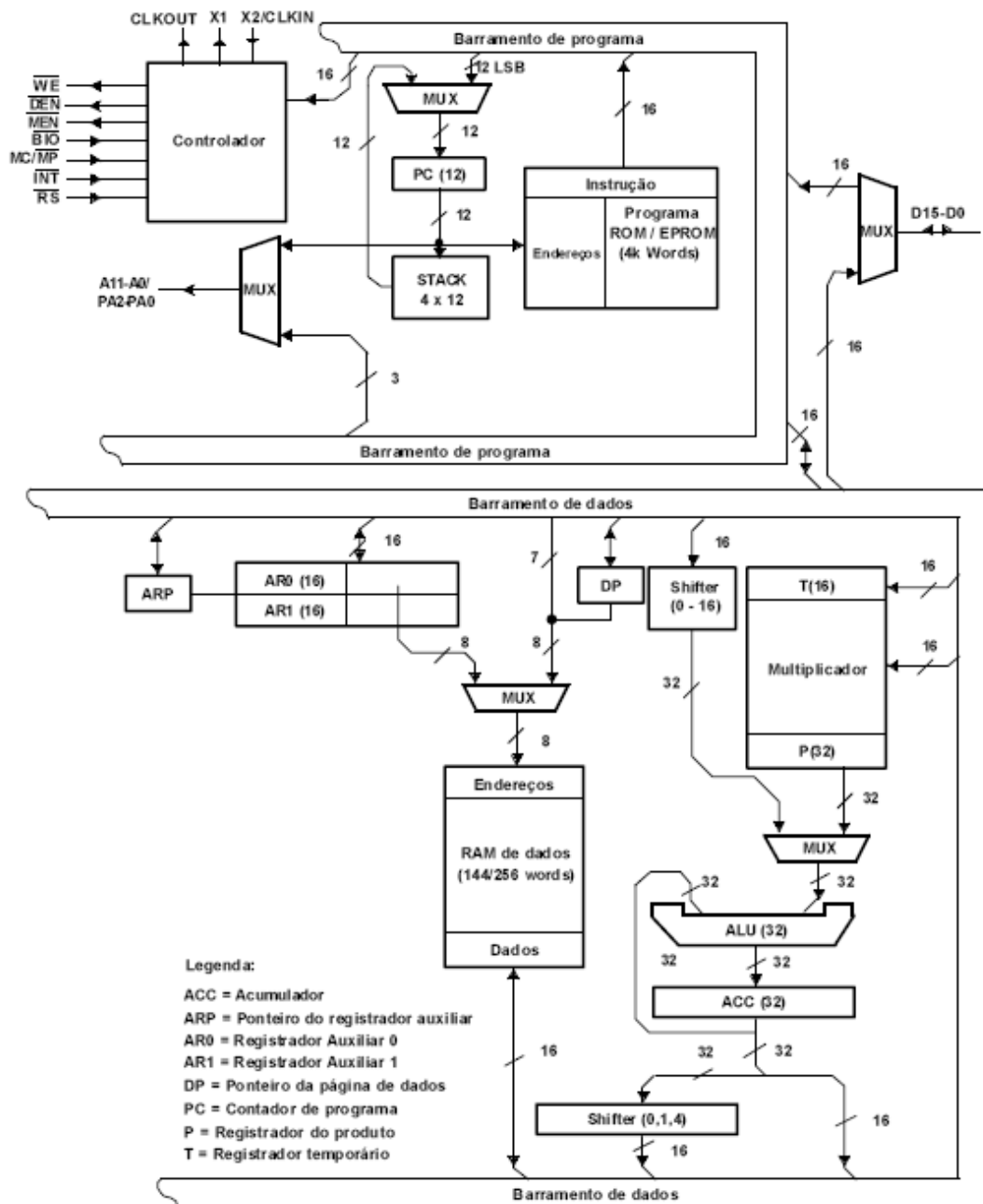


Fig. 3.1 Arquitetura do núcleo DSP da família TMS320. [13]

3.2 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS

Entre as principais características do DSP TMS320F2812 para implementação neste projeto pode-se destacar:

- Frequência de “*clock*” =150MHz.
- 16 portas de entrada analógica multiplexadas com tempo de conversão de aproximadamente 80ns.
- 2 gerenciadores independentes de eventos.
- Portas I/O digitais.
- Memória de programa “*on-chip*” (SARAM, DARAM e Flash EPROM).
- Comunicação serial.
- Registrador de soma e produto de 32 bits.
- Instruções apropriadas a implementação de compensadores.
- Estrutura de processamento tipo “*pipeline*”.

A interface com o computador, nesta fase de desenvolvimento é realizada através de do kit de DSP da Spectrum Digital. [15]

3.3 UNIDADES DE MEMÓRIA

O DSP TMS320F2812 utiliza uma arquitetura *Harvard* [13] aprimorada com dispositivos com múltiplos espaços de memória acessíveis em três barramentos paralelos e independentes: PAB (“*Program Address Bus*”), DRAB (“*Data-Read Address Bus*”) e SWAB (“*Data-Write Address Bus*”). Isto permite o acesso simultâneo aos espaços de dados e programa, ou seja a CALU (“*Central Arithmetic Logic Unit*”) pode executar 1 ciclo 3 operações de memória.

O F2812 é dotado de memória RAM, ROM e FLASH e seu mapa de endereços de é organizado da seguinte forma:

- 64K “*words*”: Memória de programa.
- 64K “*words*”: Memória de dados.
- 64K “*word*”: Memória I/O.

Memória de programa: Além de armazenar o código do programa, também armazena operadores imediatos e dados de tabela.

Memória de dados: Armazena valores a serem utilizados pelo código do programa e configurações dos registradores relacionados ao conjunto de periféricos. Pode ser acessada de duas formas, endereçamentos direto ou indireto. No caso de utilizar endereçamento direto deve-se declarar qual das 512 páginas se quer acessar. Cada página ocupa um espaço de 128 “words”. O endereçamento indireto acessa a memória de dados através de registradores auxiliares que são carregados com o valor do endereço.

Memória I/O: É acessada para definir parâmetros de controle da memória Flash e de comunicação da CPU, seus periféricos e a memória externa.

A figura 3.2 apresenta os blocos de memória do F2812 e suas divisões.

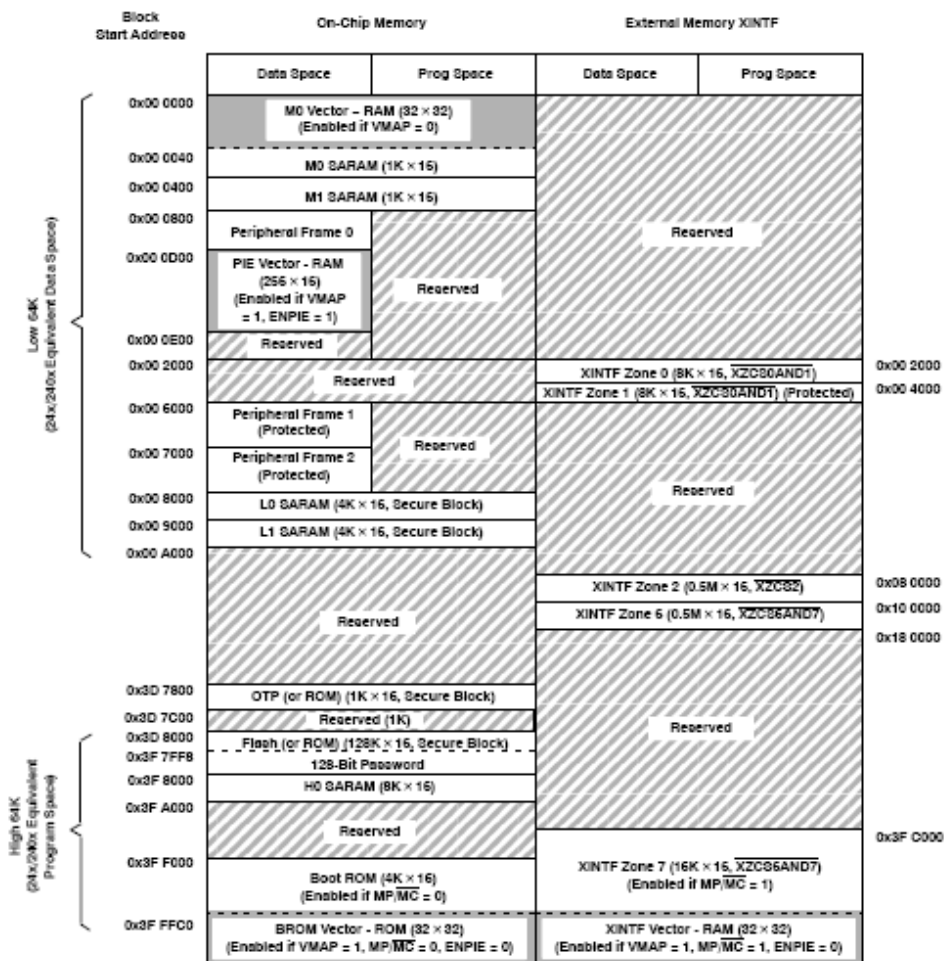


Fig. 3.2 Mapa de memória do DSP TMS320F2812. [13]

Memória RAM:

DARAM (“*Dual-access On-chip RAM*”): Pode ser acessada 2 vezes por ciclo de máquina. É dividida em três blocos: B0, B1 e B2. Em geral é usada como memória de dados, mas o bloco B0 pode ser usado como memória de programa dependendo do bit CNF do registrador de status1.

SARAM (“*Single-access On-chip RAM*”): Pode ser acessada apenas 1 vez por ciclo de máquina. Pode ser utilizada tanto como memória de dados como de programa e ainda é configurável por “*software*” como memória interna ou externa.

Memória ROM:

É mapeada na memória de programa e é habilitada na falta de uma interface com a memória externa. A ROM vem programada de fábrica.

Memória FLASH: É utilizada quando se deseja um armazenamento permanente do programa, mas com possibilidade de atualizá-lo. Quanto à memória Flash, a família F28x possui interface JTAG (*Joint Test Action Group*) que pode melhorar a programação e a emulação.

3.4 NÚCLEO DE PROCESSAMENTO

A Unidade Central de Processamento (CPU) do TMS320LF2407, apresentada na Fig. 3.3, pode ser dividida nas seções a seguir apresentadas.

“*Input Scaling Shifter*”: Permite o deslocamento em 16 bits de dados conectados ao barramento de dados e das saídas de 32 bits. Uma vez que opera como parte da instrução, não necessita de ciclos de máquina extras para ser executado. Os bits menos significativos do dado de saída são preenchidos com n zeros após o deslocamento de n bits. Os mais significativos podem ser preenchidos com zeros ou bits de sinal dependendo do valor do bit SXM do registrador de status 1.

Multiplicador: Este DSP utiliza um multiplicador em “*hardware*” de 16 x 16 bits capaz de computar um produto de 32 bits, com ou sem sinal, em apenas 1 ciclo de máquina. Isto é uma grande vantagem deste processador em relação a outros ou em relação a muitos microcontroladores que precisam de rotinas específicas para esta função, prejudicando a rapidez de processamento da informação. Os registradores envolvidos são:

- TREG: Registrador de 16 bits preenchidos com um dos operadores.
- PREG: Registrador de 32 bits preenchidos com o resultado do produto.

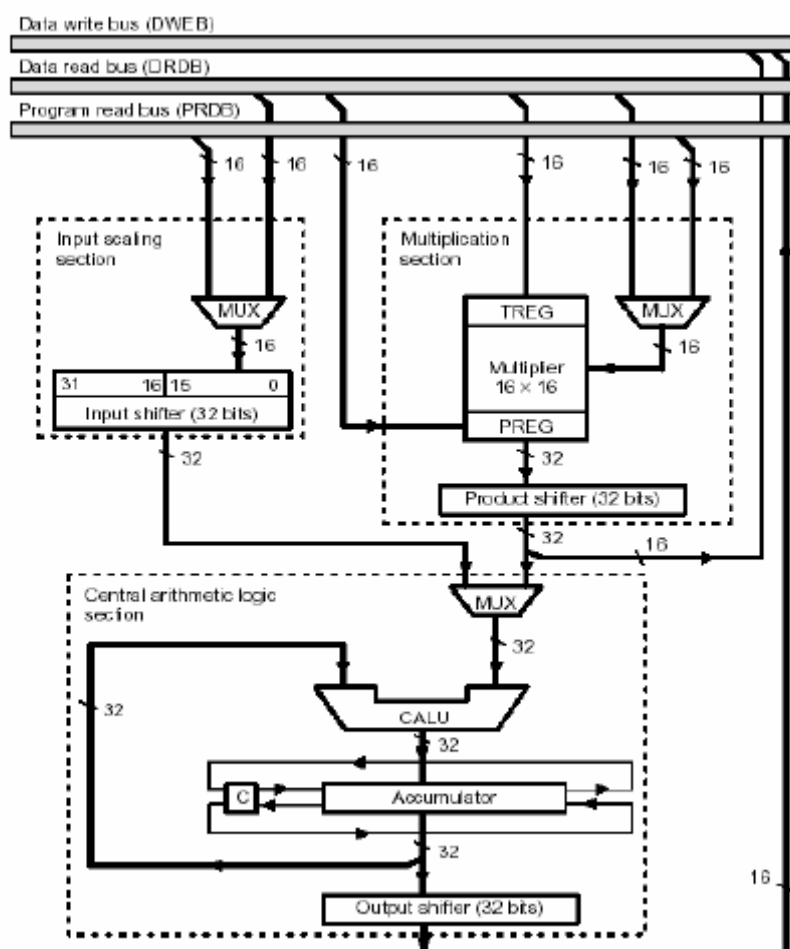


Fig. 3.3 Diagrama de blocos da CPU. [13]

O F2812 é capaz de realizar uma operação de multiplicação simples, como também está totalmente preparado para solucionar equações recursivas de diversas ordens. Com instruções dedicadas que aproveitam os recursos de “*pipeline*” pode-se executar diversas multiplicações e somas de produto já carregando um novo valor no operador TREG em apenas 1 ciclo de máquina. Desta forma, este DSP torna-se extremamente atrativo no controle de estruturas das mais variadas áreas. Diretamente relacionados com o PREG é possível, através do campo PM (“*Product Shift-Mode*”) do registrador de status 1, rotacionar os bits do dado de saída. Este recurso permite o uso de diferentes formatos de representação numérica e conseqüentemente uma melhor precisão do resultado, visto que não é possível representar qualquer número real de forma digital.

Unidade Lógica e Aritmética Central (CALU): Implementa uma série de funções lógicas e aritméticas que se dividem em 4 categorias.

- Adição em 16 bits.

- Subtração em 16 bits.
- Operações de lógica Booleana.
- Testes e deslocamento de bits.

Todas as operações de adição e subtração estão vinculadas ao acumulador, independente do dado a ser somado estar em uma posição da memória de dados, ou seja, um valor imediato. Desta forma, os campos OVM (“*Overflow Mode*”), SXM e SPM dos registradores de status 0 e 1 influenciam diretamente nesta unidade.

Além disso, devido a responsabilidade de executar testes de bits, a CALU pode controlar uma série de “*branches*” condicionais.

Acumulador: É o registrador de saída da CALU. Possui 32 bits que podem ser divididos em 2 grupos de 16 bits para comunicação com o barramento de dados. Como mencionado anteriormente, está totalmente vinculado às unidades de deslocamento (“*shift*”) e a alguns modos de operação definidos por campos dos registradores de status.

Unidade Aritmética de Registradores Auxiliares (ARAU): Realiza operações aritméticas nos 8 registradores independentemente da CALU.

A ARAU pode operar da seguinte forma:

- Incrementa ou decrementa os registradores auxiliares de 1 unidade ou de um valor indexado.
- Compara o conteúdo de AR0 com o do registrador ativo (ARP = 1-7) e coloca o resultado no bit de teste e controle (TC).

Os registradores auxiliares podem ser utilizados para as funções descritas abaixo:

- Permitir o acesso a qualquer posição de memória do barramento de dados através do endereçamento indireto utilizando o valor carregado no registrador como o endereço desejado.
- Ser utilizado em rotinas de comparação devido ao uso do bit TC do registrador de status 1.
- Armazenar valores temporários.
- Servir como contador.

Operação em “*pipeline*”: Consiste de uma seqüência de operações que ocorrem durante a execução de uma instrução, e como ocorre paralelamente, forma “canais” de operações que podem tornar muito mais rápido o processamento de uma série de funções. O DSP TMSx280x possui 4 estágios independentes.

- Localização da instrução.
- Decodificação da instrução.
- Localização do operando.
- Execução da instrução.

A Fig. 3.4 mostra a operação dos 4 estágios de “*pipeline*” para instruções do tipo “*single-word*” e “*single-cycle*” desprezando a presença de “*wait-states*”.

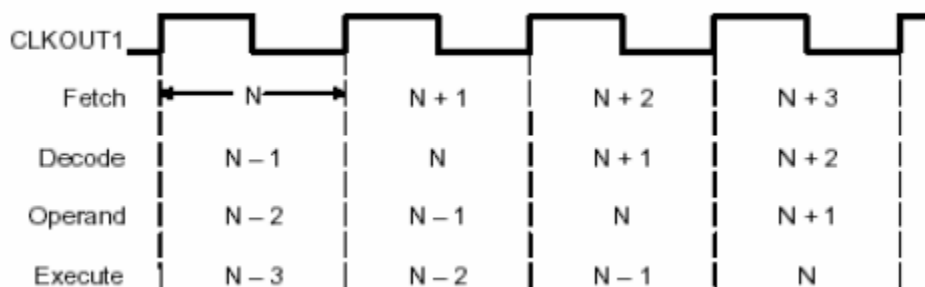


Fig. 3.4 Seqüência de instruções utilizando o recurso “*pipeline*”.

3.5 CONJUNTO DE PERIFÉRICOS

Em muitas áreas da engenharia, inclusive a de Eletrônica de Potência, microcontroladores são utilizados para fins de monitoração, alarme e comunicação. Mas quando se deseja, além disso, o controle de variáveis de uma estrutura, o desempenho do conjunto de periféricos, os recursos simples de CPU e do conjunto de instruções destes microcontroladores podem não ser suficientes para tal função.

Como os conversores apresentam frequência de comutação, malhas de corrente e de tensão, cada vez mais alta é necessário um conjunto de periféricos capaz de obter um dado a ser controlado, processá-lo e atuar sobre os mecanismos de acionamento em períodos extremamente pequenos para atender os requisitos de desempenho tais como, de rejeição de perturbação, “*ripple*” de saída, entre outros. Desta forma, a utilização de microcontroladores não se mostra eficaz.

O processador digital de sinais TMS320F2812 possui um poderoso conjunto de periféricos e um amplo conjunto de instruções capaz de aproveitar os diversos recursos de CPU disponíveis.

O conjunto de periféricos do LF2812 é dividido nas seguintes unidades:

- Gerenciadores de eventos (EVA e EVB).
- Conversor Analógico-Digital (ADC).
- Portas I/O e pinos de dupla função.
- Interface de comunicação serial (SCI).
- Interface serial com periféricos (SPI).
- Controlador de rede (CAN).
- “*PLL-based clock*”.
- Temporizador “*Watchdog*” (WD).

Os módulos principais empregados neste projeto são apresentados a seguir.

3.5.1 GERENCIADORES DE EVENTOS

Juntamente com o módulo de conversão A/D, os gerenciadores de eventos são, nas aplicações em Eletrônica de Potência, os periféricos mais importantes do processador.

Esta é a unidade responsável pela geração dos pulsos de comando do conversor.

A Figura 3.5 apresenta o diagrama de blocos do gerenciador de eventos A.

Este módulo (A e B) foi importantíssimo no desenvolvimento deste projeto, pois possibilitou definir os pulsos de comando dos 6 braços do inversor utilizando apenas unidades de comparação do tipo “*full-compare*” que estão diretamente relacionadas com registradores de tempo-morto, o que dispensa a programação de uma rotina específica e não tão precisa para esta função.

Como se pode ver, cada gerenciador de eventos tem vinculado a si temporizadores (“*timers*”) de propósito geral, unidades de comparação e saídas PWM, unidades de captura e circuitos “*quadrature-enconder pulse*” (QEP).

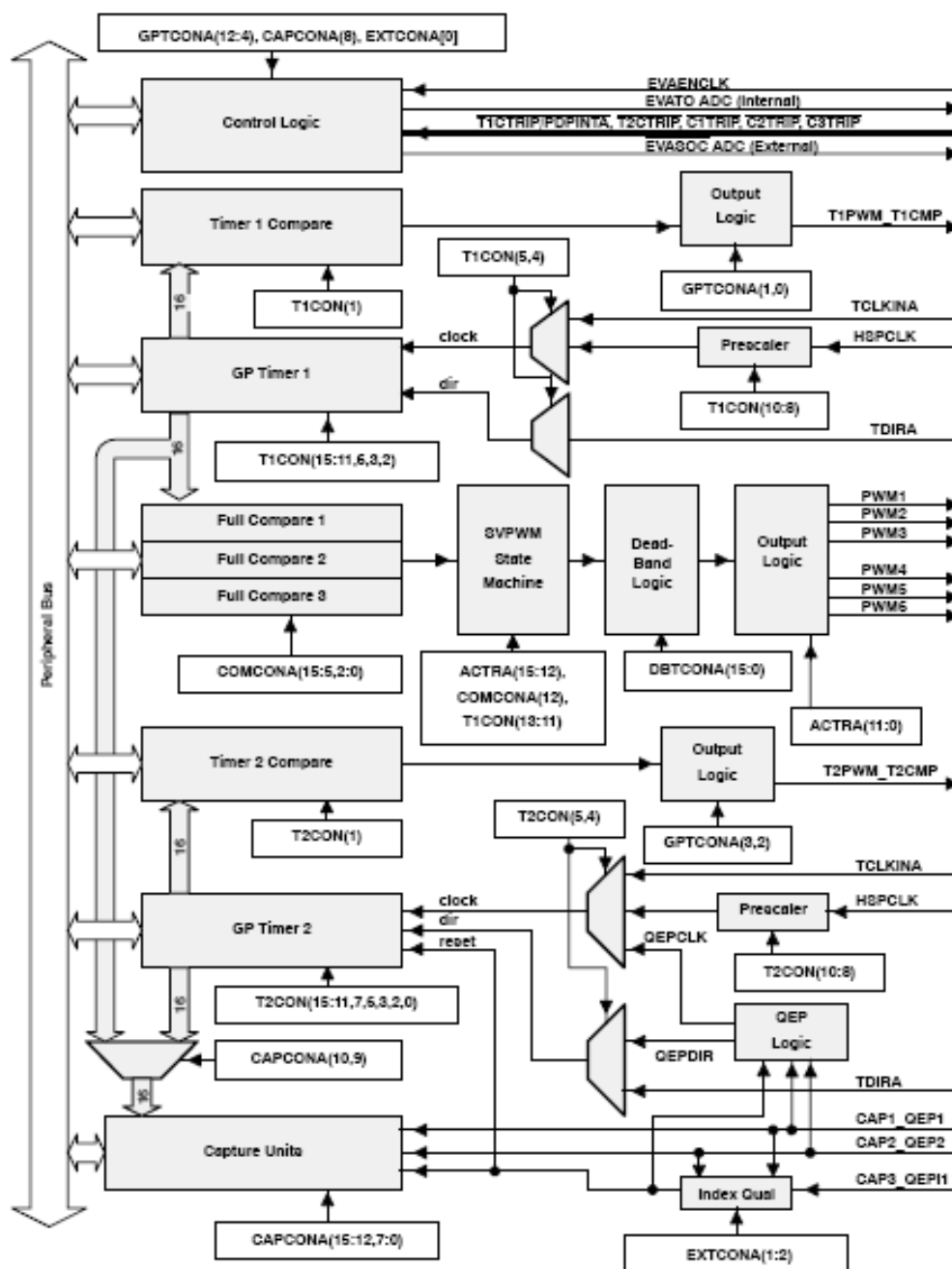


Fig. 3.5 Diagrama de blocos do EVA. [14]

A Tabela 3.1 apresenta a composição dos dois gerenciadores de eventos e destaca em **negrito** as unidades utilizadas neste projeto.

Tabela 3.1: Módulo e sinais dos gerenciadores de eventos.

Modulo do EVM	EVA		EVB	
	Módulo	Sinal	Módulo	Sinal
Temporizadores	Timer 1	T1PWM/T1CMP	Timer 3	T3PWM/T3CMP
	Timer 2	T2PWM/T1CMP	Timer 4	T4PWM/T4CMP

Tabela 3.1: Módulo e sinais dos gerenciadores de eventos. (continuação)

Unidades de comparação	Compare 1	PWM1/PWM2	Compare 4	PWM7/PWM8
	Compare 2	PWM3/PWM4	Compare 5	PWM9/PWM10
	Compare 3	PWM5/PWM6	Compare 6	PWM11/PWM12
Unidades de captura	Capture 1	CAP1	Capture 4	CAP4
	Capture 2	CAP2	Capture 5	CAP5
	Capture 3	CAP3	Capture 6	CAP6
QEP	QEP 1	QEP 1	QEP 3	QEP 3
	QEP 2	QEP 2	QEP 4	QEP 4
Entradas Externas	Direction	TDIRA	Direction	TDIRB
	Ext. Clock	TCLKINA	Ext. Clock	TCLKINB

Temporizadores: Há dois temporizadores para cada módulo gerenciador que podem ser programados para operar em frequências múltiplas do “*clock*” de CPU ou de uma referência externa. Eles podem ser utilizados como diferentes bases de tempo em diversas aplicações, tais como: definição do período de amostragem, chamadas de interrupção, base de tempo das unidades de comparação, entre outras. Os temporizadores podem também ser sincronizados entre si. Os temporizadores do F2812 possuem 4 modos de operação:

1) “*Stop/Hold*”: Neste modo a contagem é interrompida e mantém seu estado atual até o momento em que o programador desejar.

2) Contagem crescente contínua: O período da contagem é definido pelo valor carregado no registrador TxPR acrescentado de uma unidade e multiplicado pelo período de “*clock*” da CPU.

3) Contagem crescente-decrescente contínua: É a versão digital da forma de onda triangular, como pode ser visto na figura 3.5. A contagem é crescente até o valor definido por TxPR e depois passa a ser decrescente até atingir o “*underflow*”. Dessa forma o período de contagem é duas vezes o valor de TxPR multiplicado pelo período de “*clock*” da CPU.

4) Contagem direcional: Este modo pode realizar a função de qualquer modo de contagem contínua de forma crescente ou decrescente de acordo com o registrador TDIRA/B. É importante por permitir alta flexibilidade ao processador, mas de pouca utilidade para controle de conversores.

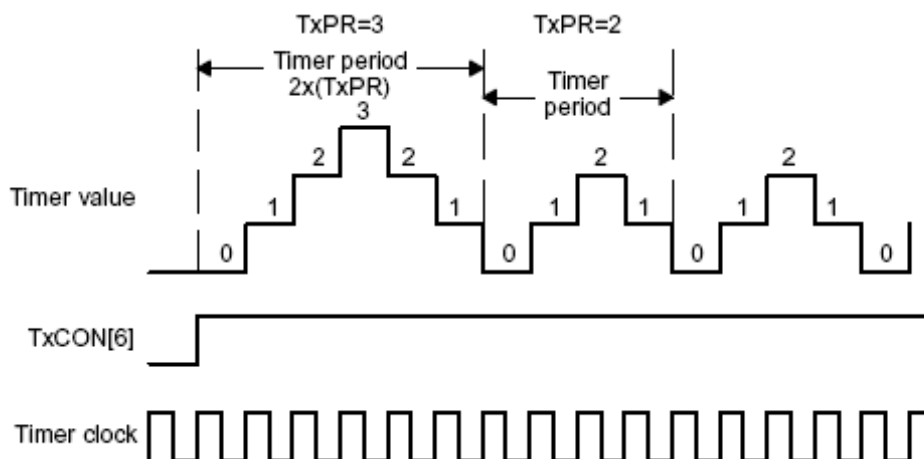


Fig. 3.5 Contagem crescente-decrescente continua.

Dos registradores relacionados aos temporizadores, aqueles que foram utilizados no projeto são detalhados a seguir com os valores empregados.

- “*Timer x Control Register*” - T1CON / T2CON/ T3CON (7404h / 7408h/ 7504h)

15	14	13	12	11	10	9	8
Free	Soft	Reserved	TMODE1	TMODE0	TPS2	TPS1	TPS0
RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0
7	6	5	4	3	2	1	0
T2SWT1/ T4SWT3†	TENABLE	TCLKS1	TCLKS0	TCLD1	TCLD0	TECMPR	SELT1PR/ SELT3PR†
RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0	RW-0

Bits 15-14: Bits de controle da emulação. Configurado para interromper a contagem na suspensão da emulação.

Bits 12-11: Seleção dos modos de contagem. Modo “*Continuous-Up-/Down Count*” para o Timer 1 e 2, “*Continuous-Up Count*” para o Timer 3.

Bits 10-8: Fator de multiplicação do “*clock*”. $CLKTIMER = CLKCPU$ para o Timer 1 e 2, e $CLKTIMER = CLKCPU/128$ para o Timer 3.

Bit 7: Bit de sincronização dos temporizadores. Cada temporizador usa seu próprio bit de inicialização.

Bit 6: Bit que habilita o temporizador.

Bits 5-4: Seleção da fonte de “*clock*”. “Clock” interno selecionado.

Bits 3-2: Condição de recarga do registrador de comparação dos temporizadores. Configurado para recarregar quando o contador atingir 0.

Bit1: Habilita o timer compare.

Bit 0: T2CON/T4CON usam os próprios períodos ou o período de T1CON/T3CON. Reservado em T1CON/T3CON.

- “Overall GP Timer Control Register” A/B - GPTCONA / GPTCONB (7400h /7500h)

15	14	13	12	11	10	9	8
Reserved	T2STAT	T1STAT	T2CTRIPE	T1CTRIPE	T2TOADC		T1TOADC
R-0	R-0	R-0	R/W-1	R/W-1	R/W-0		R/W-0
7	6	5	4	3	2	1	0
T1TOADC	TCMPOE	T2CMPOE	T1CMPOE	T2PIN		T1PIN	
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0		R/W-0	

Bit 14: Status do GP Timer2/4. Somente leitura.

Bit 13: Status do GP Timer1/3. Deve-se ler 1 devido à contagem progressiva destes temporizadores.

Bits 10-9: Controla o início da conversão com um evento do Timer2/4. Nenhum evento inicia o ADC.

Bits 8-7: Controla o início da conversão com um evento do Timer1/3. Uma interrupção de “underflow” e “period compare” alternados durante a rotina inicia o ADC.

Bit 6: Habilita as saídas comparadoras.

Bits 3-2: Polaridade da saída comparadora do GP Timer2/4. Ativo-baixo.

Bits 1-0: Polaridade da saída comparadora do GP Timer1/3. Ativo-baixo.

- T1PR / T2PR / T3PR (7403h / 7407h / 7503h): Os registradores de período TR1 e TR3 são carregados com 5000 (decimal) como valor nominal para 7500 Hz, ou seja, a frequência de comutação do inversor. Mas o registrador T2PR é carregado com 29296 (decimal) como valor nominal para 10 Hz, para ser utilizado para geração da rampa de aceleração e desaceleração.

Unidades de comparação: Cada módulo gerenciador possui três unidades tipo “full-compare” que são responsáveis por seis das oito saídas PWM de cada um deles. Neste projeto não serão utilizadas saídas relacionadas aos registradores TxCMPR. As unidades do tipo “full-compare” são um dos mais poderosos recursos dos periféricos deste DSP. É capaz

de gerar pulsos de comando com tempo morto definido e saídas complementares tendo sua razão cíclica determinada por comparações com os temporizadores.

Como mencionado anteriormente, o F2812 por possuir dois gerenciadores de eventos independentes simplificou bastante a tarefa de gerar os pulsos para o inversor *Double-Bridge*. Desta forma pode-se fazer uso de seis unidades “*full-compare*”, cada uma, relacionada a um timer diferente (1 e 3). Um exemplo do funcionamento das unidades de comparação para PWM pode ser visto na figura 3.6.

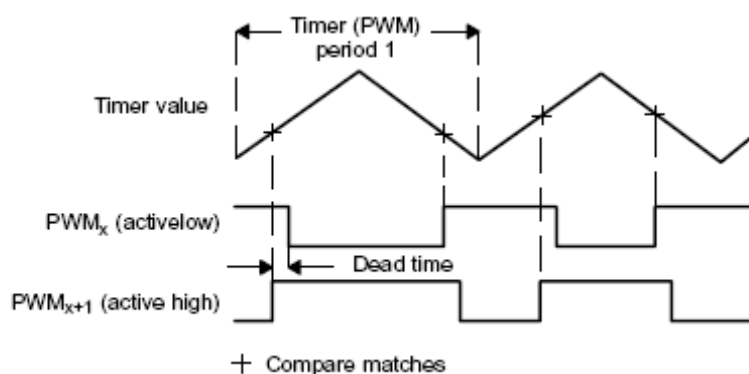


Fig. 3.6 Exemplo do funcionamento das unidades de comparação com a triangular simétrica.

- “*Compare Control Register*” A/B - COMCONA / COMCONB (7411h / 7511h)

15	14	13	12	11	10	9	8
CENABLE	CLD1	CLD0	SVENABLE	ACTRLD1	ACTRLD0	FCMPOE	PDPINT
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-0
7	6	5	4	3	2	1	0
FCMP3OE	FCMP2OE	FCMP1OE	Reserved		C3TRIBE	C2TRIBE	C1TRIBE
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-0		R/W-1	R/W-1	R/W-1

Bit 15: Habilita a operação de comparação.

Bits 14-13: Condição de recarga do registrador de comparação CMPRx. Recarrega o registrador na ocorrência de um “*underflow*” em T1CNT/T3CNT.

Bit 12: Habilita o modo “*space-vector*” PWM. Desabilitado.

Bits 11-10: Condição de recarga do ACTR. Recarrega o registrador na ocorrência de um “*underflow*” ou em “*period match*” em T1CNT/T3CNT.

Bit 9: Habilita as saídas comparadoras.

- “Compare Action Control Register” A/B - ACTRA / ACTRB (7413h / 7513h)

15	14	13	12	11	10	9	8
SVRDIR	D2	D1	D0	CMP6ACT1 CMP12ACT1	CMP6ACT0 CMP12ACT0	CMP5ACT1 CMP11ACT1	CMP5ACT0 CMP11ACT0
7	6	5	4	3	2	1	0
CMP4ACT1 CMP10ACT1	CMP4ACT0 CMP10ACT0	CMP3ACT1 CMP9ACT1	CMP3ACT0 CMP9ACT0	CMP2ACT1 CMP8ACT1	CMP2ACT0 CMP8ACT0	CMP1ACT1 CMP7ACT1	CMP1ACT0 CMP7ACT0

Bit 15: Utilizado somente para o controle vetorial (*space-vector*) PWM.

Bits 14-13: Utilizado somente para o controle vetorial (*space-vector*) PWM.

Bits 11-0: Polaridade dos pinos de saídas comparadoras CMP12 – CMP1. Os pinos PWM1, PWM2, PWM3, PWM4, PWM5, PWM6, PWM7, PWM8, PWM9, PWM10, PWM11, PWM12 devem ser complementares.

01 → Ativo-baixo.

10 → Ativo-alto.

- “Dead-Band Timer Control Registers” A/B - DBTCONA / DBTCONB (7415h/ 7515h)

15	12	11	10	9	8		
Reserved		DBT3	DBT2	DBT1	DBT0		
R-0		R/W-0					
7	6	5	4	3	2	1	0
EDBT3	EDBT2	EDBT1	DBTPS2	DBTPS1	DBTS0	Reserved	
R/W-0						R-0	

Bits 11-8: Definem o valor do período dos 3 “*dead-band timers*” de 4 bits de cada gerenciador. Combinado com o “*prescaler*” define o tempo morto.

Bits 7-5: Habilitam os 3 “*dead-band timers*” relacionadas aos blocos de comparação CMP6-1 e CMP12-CMP7.

Bits 4-2: “*Dead-band timer prescaler*”.

A configuração do tempo-morto não foi programada devido à utilização de “*drivers*” externos que já realizavam o tempo morto para comando dos interruptores.

- CMPR1 / CMPR2 / CMPR3 / CMPR4 / CMPR5 / CMPR6 (7417h / 7418h / 7419h / 7517h / 7518h / 7519h): são configurados a cada interrupção, com o novo valor obtido do resultado do controlador de tensão, para cada inversor.

Registadores de interrupções: são configurados de acordo com a interrupção que se deseja na ocorrência de um evento do gerenciador. São divididos em registradores do tipo máscara (“mask”) e do tipo “flag”.

Os registradores do tipo máscara definem quais interrupções estão habilitadas.

Neste projeto foi necessário habilitar a interrupção de comparação do “GP timer 1”. Ela controla o início da conversão A/D e a chamada da interrupção que tratará os dados adquiridos.

Os registradores do tipo “flag” atuam como sinalização da ocorrência de um evento, cuja interrupção havia sido habilitada. Os bits que são “setados” devem ser levados à zero novamente para que a interrupção possa ser identificada pelo processador.

Os registradores de interrupções são apresentados na tabela 3.2:

Tabela 3.2: Registradores de interrupção.

Registradores “Flag”		Registradores “Mask”		Módulo EV
EVAIFRA	742Fh	EVAIMRA	742Ch	EVA
EVAIFRB	7430h	EVAIMRB	742Dh	EVA
EVAIFRC	7431h	EVAIMRC	742Eh	EVA
EVBIFRA	752Fh	EVBIMRA	752Ch	EVB
EVBIFRB	7530h	EVBIMRB	752Dh	EVB
EVBIFRC	7531h	EVBIMRC	752Eh	EVB

3.5.2 CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL (ADC)

Outro módulo importante do conjunto de periféricos, o ADC do F2812 apresenta as seguintes características:

- Tempo de conversão 85 ns.
- Conversão A/D em 12 bits.
- 16 canais de entrada multiplexados.
- Capacidade de programar uma seqüência de canais a serem adquiridos e modos de conversão.

Uma das vantagens da família F2812 em relação a F24x é o tempo de conversão reduzido.

O F2812 possui 2 seqüenciadores independentes de 8 conversões (SEQ 1 e SEQ 2) que podem ser cascadeados para 16 conversões. Quando há ruídos de comutação nos sinais a serem controlados é interessante implementar um filtro digital através da média de 2 a 4 aquisições para minimizar este efeito no controle, já que, diferentemente do sistema analógico, no sistema digital a variável amostrada se mantém como uma referência constante para todas as ações de controle durante todo o período de amostragem. Caso seja necessário controlar mais de uma variável, o número de conversões pode passar de 8. Neste projeto são monitorados os sinais de tensão fazendo uma média de 4 aquisições para cada variável, que nos testes de bancada apresentou melhores resultados.

A Figura. 3.7 apresenta o diagrama de blocos do módulo ADC.

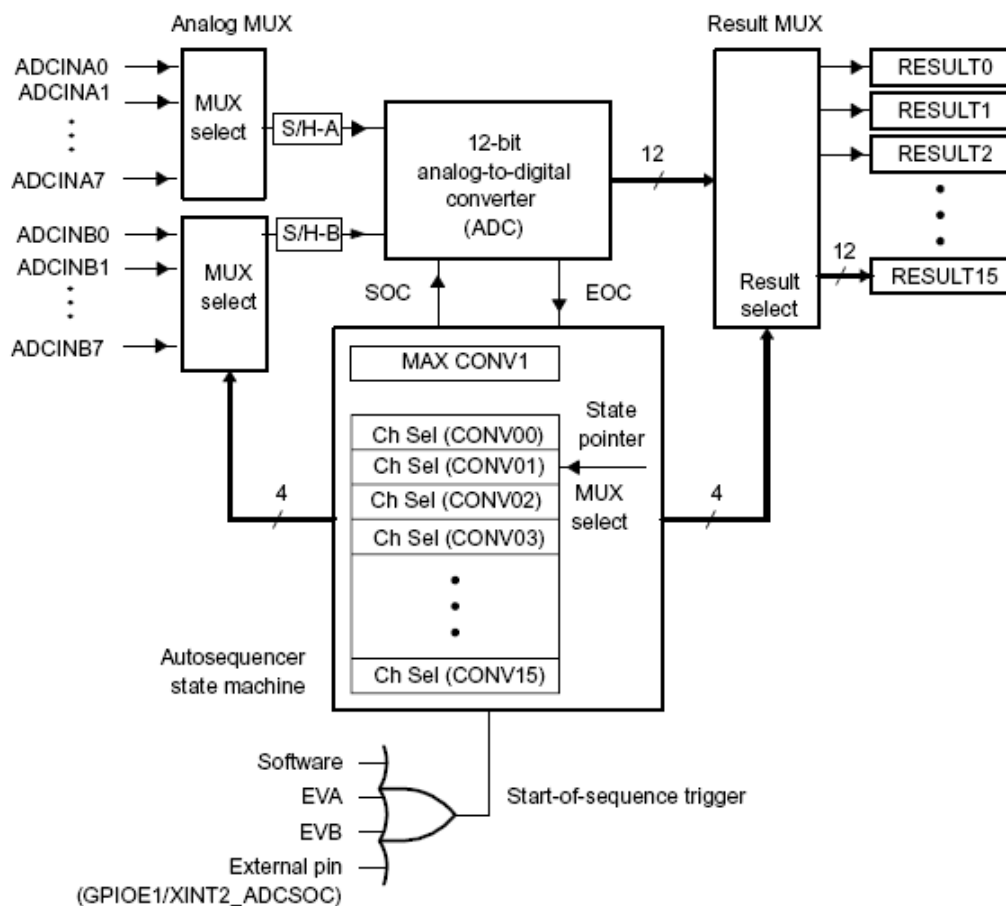


Fig. 3.7 Diagrama de blocos do conversor A/D [14].

O LF2812 possui dois modos de aquisição:

1) Modo ininterrupto: Realiza a conversão dos “n” canais desejados continuamente. Ao final da seqüência o seqüenciador é “resetado” ao CONV00 para uma nova série. Esta foi à opção deste projeto.

2) Modo descontínuo (“*start/stop*”): Neste caso a seqüência não é “resetada” automaticamente. O registrador MAXCONV determina quantas aquisições da seqüência serão realizadas. O “*trigger*” para cada conjunto de conversões pode ser dado por “software”, por uma interrupção do EVA ou EVB ou pelo pino ADC SOC.

A descrição dos registradores utilizados é apresentada a seguir.

- ADC “*Control Register*” 1 - ADC TRL 1 (*Address Offset 00h*)

15	14	13	12	11	10	9	8
Reserved	RESET	SUSMOD1	SUSMOD0	ACQ PS3	ACQ PS2	ACQ PS1	ACQ PS0
R-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
7	6	5	4	3	0		
CPS	CONT RUN	Reserved	SEQ CASC	Reserved			
R/W-0	R/W-0	R-0	R/W-0	R-0			

Bit 14: “Reseta” todo o módulo ADC e deve ser “setado” antes de iniciar a configuração deste.

Bit 13-12: Define como se comporta o conversor A/D quando ocorre a suspensão de uma emulação. Da forma utilizada, completa a conversão antes da suspensão.

Bits 11-8: “*Aquisition time window*”. Definem o fator de multiplicação do “*clock*” do ADC. Fator utilizado = 1.

Bit 7: Define a frequência base do “*clock*” do ADC. $f_{CLK} = f_{CPU}$.

Bit 6: Define o modo de operação do seqüenciador. Configurado para operar no modo contínuo.

Bit 5: Baixa prioridade para a requisição de interrupção do ADC.

Bit 4: Define o seqüenciador para operar em dois módulos de 8 estados (SEQ1 e SEQ2). Fator utilizado = 1.

Bit 3: Habilita o modo calibração. Desabilitado.

Bit 2: Fornece uma tensão de referência para ser utilizada no modo calibração.

Bit 1: Define a tensão de referência para os modos de calibração ou “*self-test*”. Não tem efeito se estas opções estiverem desabilitadas.

Bit 0: Habilita a função “*self-test*”. Desabilitada.

- ADC “Control Register” 2 - ADC TRL 2 (Address Offset 01h)

15	14	13	12	11	10	9	8
EVB SOC SEQ	RST SEQ1	SOC SEQ1	Reserved	INTENA SEQ1	INT MOD SEQ1	Reserved	EVA SOC SEQ1
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-0	R/W-0	R/W-0	R-0	R/W-0
7	6	5	4	3	2	1	0
EXT SOC SEQ1	RST SEQ2	SOC SEQ2	Reserved	INTENA SEQ2	INT MOD SEQ2	Reserved	EVB SOC SEQ2
R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-0	R/W-0	R/W-0	R-0	R/W-0

Bit 15: Ativo apenas no modo cascadeado.

Bit 14: Caso o modo de calibração esteja desabilitado “reseta” o seqüenciador 1 ao estado CONV00. Caso esteja habilitado inicia o processo de calibração.

Bit 13: Configura o “trigger” do seqüenciador 1 (SEQ1) a ser fornecido por “software”.

Bit 12: Este bit é “setado” se uma conversão estiver em progresso. Somente leitura.

Bits 11-10: Da forma que está configurada requisita uma interrupção imediatamente quando INT FLAG SEQ1 é “setado”.

Bit 9: Indica se ocorreu uma interrupção do ADC para o SEQ1. Deve ser levado à zero após uma conversão.

Bit 8: Habilita SEQ1 ou SEQ a ser iniciado por um evento do EVA. Fator utilizado= 1.

Bit 7: Desabilita SEQ1 a ser iniciado por um sinal do pino ADCSOC.

Bit 6: “Reseta” o seqüenciador 2 (SEQ2) ao estado CONV08.

Bit 5: Configura o “trigger” do SEQ2 a ser fornecido por “software”.

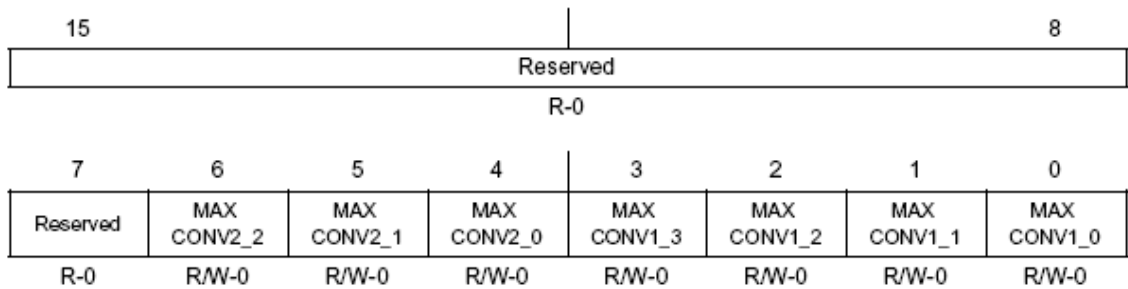
Bit 4: Este bit é “setado” se uma conversão estiver em progresso. Somente leitura.

Bits 3-2: Da forma que está configurado desabilita uma requisição de interrupção.

Bit 1: Indica se ocorreu uma interrupção do ADC para o SEQ2. Deve ser levado à zero após uma conversão.

Bit 0: Desabilita SEQ2 a ser iniciado por um evento do EVB.

- “Maximum Conversion Channels Register” - MAX CONV (Address Offset A2h)



Bits 6-4: Definem o número de conversões para SEQ2.

Bit 3: É utilizado junto com os bits 2-0 se o modo cascadeado estiver habilitado.

Bits 2-0: Definem o número de conversões para SEQ1.

O número máximo de conversões é igual ao valor carregado nos bits do registrador mais 1.

- ADC “Input Channel Select Sequencing Control Registers” – CHSELSEQn (Address Offset 03h / Address Offset 04h / Address Offset 05h / Address Offset 06h)

	15-12	11-8	7-4	3-0
CHSELSEQ1	CONV03	CONV02	CONV01	CONV00
CHSELSEQ2	CONV07	CONV06	CONV05	CONV04
CHSELSEQ3	CONV11	CONV10	CONV09	CONV08
CHSELSEQ4	CONV15	CONV14	CONV13	CONV12

Cada um dos 16 canais pode ser selecionado preenchendo os campos CONVn com valores de 0000b a 1111b. Como foram necessárias 12 conversões, logo foram utilizados os CHSELSEQ0 a CHSELSEQ11.

- ADC “Conversion Result Buffer Registers” - RESULT15-RESULT0: Estes registradores contêm o valor de cada conversão realizada. O resultado fica registrado nos 12 bits mais significativos.

3.5.3 PORTAS I/O E PINOS DE DUPLA FUNÇÃO

As portas I/O são indispensáveis quando se deseja monitoração e sinalização de um equipamento. Isto não está sendo realizado neste projeto, mas os registradores relacionados a este periférico devem ser configurados, pois eles definem quais funções as portas I/O vão realizar e de que forma.

Os registradores podem ser divididos em dois blocos são apresentados na Tabela. 3.3:

Tabela 3.3: Registradores de controle das portas I/O.

Endereço	Registrador	Descrição
GPAMUX	0x0000 70C0	<i>GPIO A MUX Control Register</i>
GPADIR	0x0000 70C1	<i>GPIO A Direction Control Register</i>
GPBMUX	0x0000 70C4	<i>GPIO B MUX Control Register</i>
GPBDIR	0x0000 70C5	<i>GPIO B Direction Control Register</i>
GPDMUX	0x0000 70CC	<i>GPIO D MUX Control Register</i>
GPDDIR	0x0000 70CD	<i>GPIO D Direction Control Register</i>
GPEMUX	0x0000 70D0	<i>GPIO E MUX Control Register</i>
GPEDIR	0x0000 70D1	<i>GPIO E Direction Control Register</i>
GPFMUX	0x0000 70D4	<i>GPIO F MUX Control Register</i>
GPFDIR	0x0000 70D5	<i>GPIO F Direction Control Register</i>
GPGMUX	0x0000 70D8	<i>GPIO G MUX Control Register</i>
GPGDIR	0x0000 70D9	<i>GPIO G Direction Control Register</i>

- GPxMUX : Controlam a seleção entre a função primária de um pino ou a função I/O de propósitos gerais.
- GPxDIR: Controlam os estados dos pinos I/O.

As funções primárias selecionadas neste projeto foram:

- PWM1, PWM2, PWM3, PWM4, PWM5, PWM6, PWM7, PWM8, PWM9, PWM10, PWM11, PWM12, GPIOA9 e GPIOA10.

Foram utilizados, os registradores de controle de estado dos pinos I/O, definindo GPIOA9 e GPIOA10 como entradas. Que são utilizadas para o controle do acionamento do inversor (subir ou descer).

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O processador DSP TMS320F2812, como apresentado neste capítulo, mostra-se extremamente bem adaptado para aplicação no controle do conversor *double-bridge*. Alta velocidade de processamento e de conversão de dados e uma vasta opção de recursos de “*software*” dedicados para utilização no controle de conversores estáticos formam a base para sua escolha. Além disso, a necessidade particular de seis pares de saída PWM para geração dos pulsos de comando dos interruptores dos braços do conversor, o controle digital da malha de tensão e o controle tensão/frequência garantem a indicação do processador.

Este capítulo, além de apresentar as principais características do processador empregado e identificar as razões da sua utilização neste trabalho, tem a intenção de servir como base de fácil consulta, não só para reprodução deste projeto de controle, mas também

para elaboração de novos projetos, visto que as definições dos principais registradores relacionados ao controle de conversores estáticos são detalhadamente explanadas.

CAPÍTULO 4

SISTEMA DE ACIONAMENTO DO MIL

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por finalidade apresentar o princípio básico de operação da modulação PWM (*pulse width modulation*) senoidal a três níveis, aplicada aos inversores de tensão *double-bridge* para o acionamento do MIL apresenta-se equacionamento necessário para dimensionar os componentes que compõem o inversor e o projeto das malhas de tensão.

4.2 O INVERSOR TRIFÁSICO *DOUBLE-BRIDGE*

Neste tópico se faz a análise do princípio de operação do inversor trifásico *double-bridge*, mostrado na figura 4.1, durante sua operação em regime permanente.

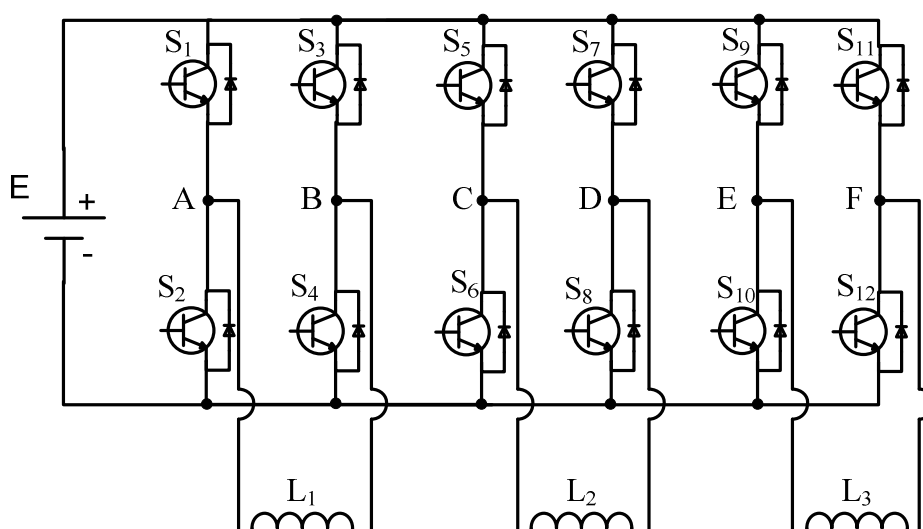


Fig. 4.1 Estrutura do inversor trifásico *double-bridge*.

Nota-se que este tipo de inversor é essencialmente três inversores monofásicos em ponte completa, deste modo a análise das etapas de funcionamento podem ser comparadas ao funcionamento de um inversor em ponte completa, nos quais as chaves (S_1 e S_2 , S_5 e S_6 , S_9 e S_{10}) compõem os primeiros braços do inversor, enquanto (S_3 e S_4 , S_7 e S_8 , S_{11} e S_{12}) compõem o segundo braço.

A modulação PWM comumente utilizada em inversores do tipo ponte completa é a modulação de três níveis. Chama-se modulação a três níveis pelo fato da tensão vista nos terminais de saída do inversor possuir somente três patamares, $+V_{cc}$, zero e $-V_{cc}$ como observado na figura 4.2. A tensão vista em cada chave corresponde à tensão da fonte de alimentação do inversor, ou seja, V_{cc} .

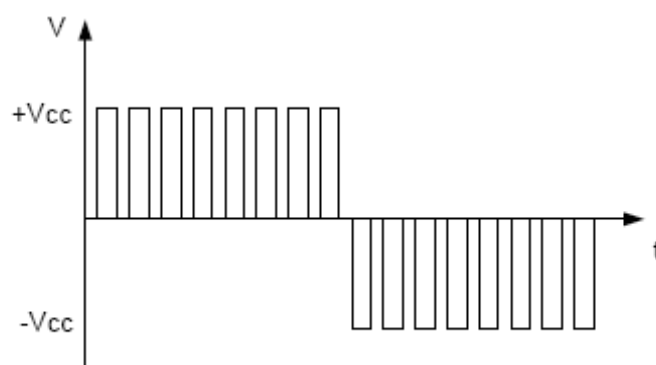


Fig. 4.2 Forma de onda de saída na modulação três níveis.

A figura 4.3 mostra a forma de onda para o gatilho das chaves, bem como a forma de onda da tensão de saída entre um dos terminais A e B do inversor.

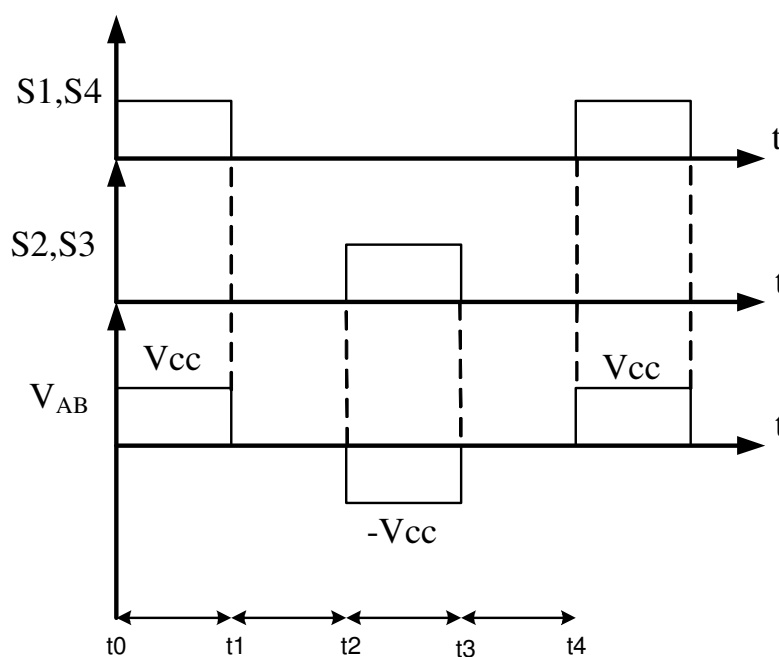


Fig. 4.3 Forma de onda nos gatilhos das chaves e tensão de saída na modulação três níveis.

4.2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR

A operação de cada braço do inversor apresenta quatro etapas distintas de funcionamento.

Como dito anteriormente para análise das etapas de funcionamento, o inversor trifásico *double-bridge* será representado por um inversor em ponte completa para uma melhor visualização.

- Primeira etapa (t_0, t_1)

Na primeira etapa de condução do inversor a três níveis, a fonte DC conectada ao inversor fornecerá uma corrente “I” para a carga passando pelas chaves S1 e S4, como pode ser visto na Fig. 4.4.

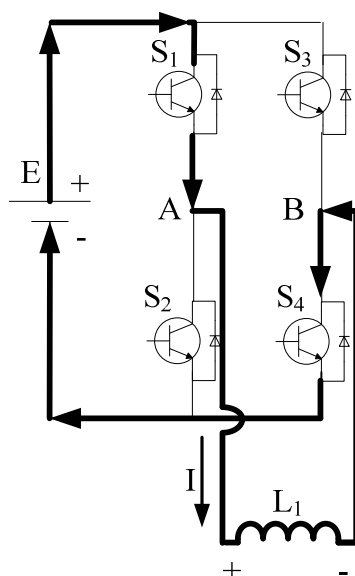


Fig. 4.4 Primeira etapa de funcionamento do inversor três níveis.

Como pode ser observado, a polaridade da tensão em cima da carga depende do sentido da corrente, que flui do positivo da fonte de alimentação, passa pela chave S1, entra na carga, passa por S4 e então retorna para a fonte, como pode ser visto pela indicação das setas.

- Segunda etapa e quarta (t_1, t_2 e t_3, t_4)

A segunda etapa de funcionamento pode ser implementada de duas maneiras diferentes considerando-se a inexistência de diferença de potencial entre os terminais da carga.

Uma das formas de se obter tensão nula entre os terminais da carga é fechando as chaves S1 e S3 e mantendo S2 e S4 abertas, ou ainda, fechando as chaves S2 e S4 e mantendo abertas as chaves S1 e S3. A Fig. 4.5 mostra as duas formas de se obter a tensão nula entre os terminais da carga.

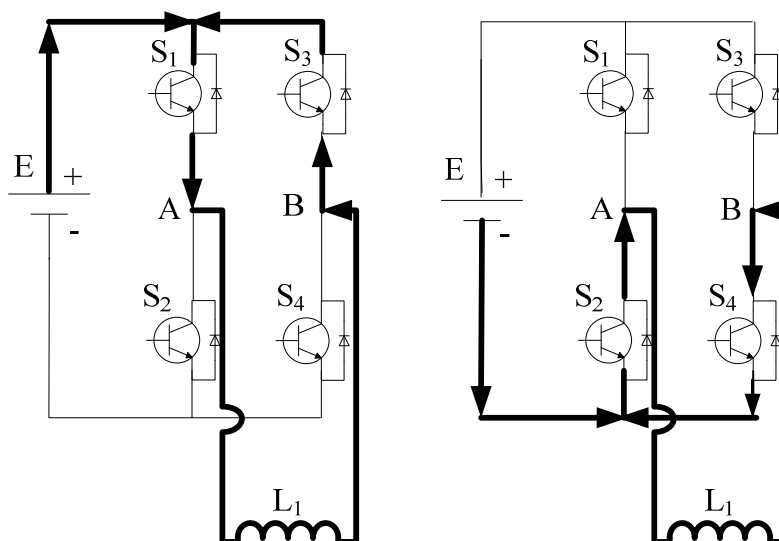


Fig. 4.5 Segunda e quarta etapa de funcionamento do inversor três níveis.

Nota-se que não existe circulação de corrente na carga haja vista que não há diferença de potencial entre os terminais da carga.

- Terceira etapa (t2, t3)

Na terceira etapa de funcionamento do inversor, a polaridade sobre a carga é invertida em relação à primeira etapa, uma vez que as chaves S2 e S3 encontram-se fechadas e S1 e S4 ficam abertas, como mostrado a seguir.

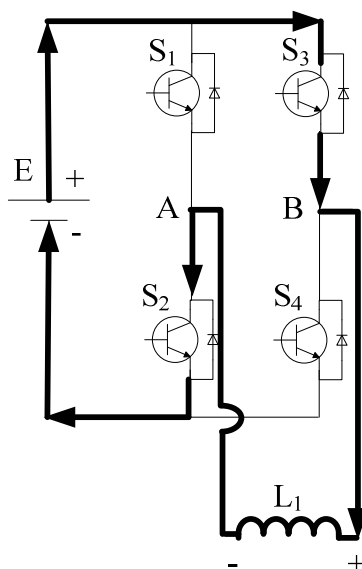


Fig. 4.6 Terceira etapa de funcionamento do inversor três níveis.

4.3 TÉCNICA DE MODULAÇÃO DO INVERSOR

A modulação PWM senoidal consiste na comparação entre uma forma de onda senoidal e uma onda triangular.

Este tipo de modulação é composto basicamente por dois parâmetros específicos, o índice de modulação e a razão entre as frequências.

O parâmetro índice de modulação corresponde ao quociente entre a amplitude da onda moduladora V_{pm} (sinal senoidal) e a amplitude da onda portadora V_{pt} (sinal triangular). Conforme em 4.1:

$$m_a = \frac{V_{pm}}{V_{pt}}. \quad (4.1)$$

A razão entre as frequências corresponde ao quociente entre a frequência da onda portadora f_p e a frequência da onda moduladora f_m .

$$mf = \frac{f_p}{f_m}. \quad (4.2)$$

O sinal de comando para as chaves vem da comparação da onda portadora (senoidal) com a triangular, para que se tenha a geração dos pulsos PWMs.

A variação da amplitude da senóide propicia a variação na largura dos pulsos PWM que aciona as chaves, e a mesma se reflete na variação da tensão aplicada sobre a carga.

Existem vários métodos de modulação PWM senoidal. Porém o método escolhido para o projeto consiste na modulação PWM senoidal com senóide retificada.

Na modulação com o sinal senoidal retificado, tem-se o aumento na frequência da onda moduladora em duas vezes. Cada braço do inversor é modulado somente em um semi-ciclo da senóide. Essa modulação foi escolhida para ser implementada de forma digital, pois não se pode ter tensão negativa em sistemas nos quais o tratamento de sinais será realizado por microcontroladores ou DSPs.

O princípio dessa modulação é a comparação da portadora triangular com o sinal senoidal retificado, na qual cada semi-ciclo da onda moduladora corresponderá a uma seqüência de comutação. Para o primeiro semi-ciclo, as chaves S1 e S4 deverão conduzir de acordo com o sinal PWM gerado na comparação descrita anteriormente, deixando as chaves

S2 e S3 abertas. Ao término do primeiro semi-ciclo, a lógica deverá ser invertida, fazendo com que as chaves S1 e S4 fiquem abertas e S2 e S3 passem a conduzir, como mostra a Fig. 4.7.

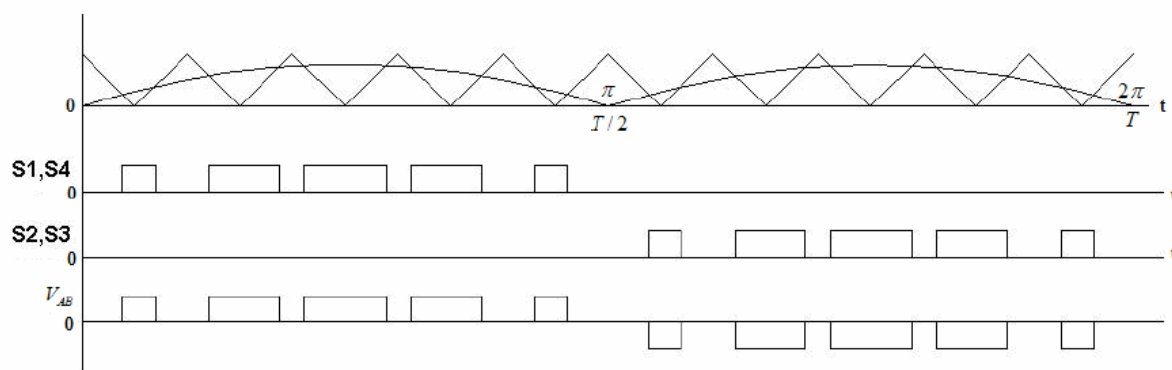


Fig. 4.7 Sinais de comparação, sinais nas chaves do inversor e sinal de saída.

4.4 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

As especificações do inversor projetado são apresentadas a seguir na tabela 4.1. Variadas condições de alimentação (desequilíbrio da tensão de alimentação e assimetria entre fases) do MIL foram consideradas.

A Fig. 4.8 apresenta o diagrama de blocos do sistema cuja metodologia de projeto será apresentada.

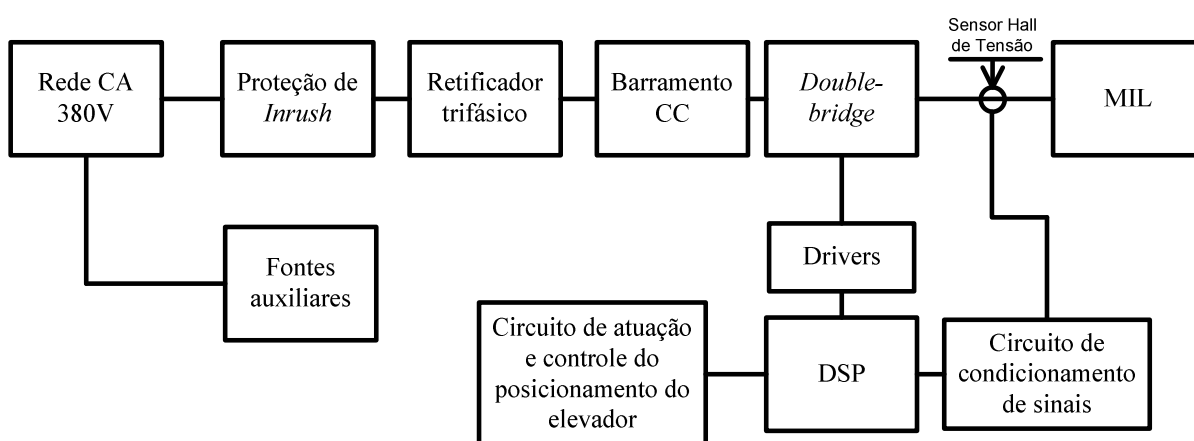


Fig. 4.8 Representação em diagrama de blocos do sistema a ser projetado.

Para o valor desejado da potência aparente do inversor, levou-se em conta a corrente de alimentação do motor obtida através de ensaios (apresentado no capítulo 5), quando alimentado pela rede elétrica, ou seja, aproximadamente 8A.

Tabela 4.1: Especificações do projeto.

Potência aparente de saída	S=5400VA
Tensão eficaz de alimentação	V _{in} =380 _{AC}
Tensão eficaz de saída	V ₀ =220 _{AC}
Frequência da rede elétrica	f _r =60Hz
Frequência de comutação	f _S =7500Hz
Frequência de saída	f _{out} =20Hz

O índice de modulação corresponde a relação entre as amplitudes da tensão de pico da senóide de saída do inversor com a tensão do barramento CC. Dessa forma pode-se calcular esse índice usando a seguinte fórmula:

$$m_a = \frac{V_{o(\text{pico})}}{V_{dc}} = \frac{V_o}{V_{in}}. \quad (4.3)$$

$$m_a = 0,578$$

A equação usada para se determinar a amplitude máxima do sinal senoidal de referência deve ser comparada com a referência triangular pode ser vista na equação (4.4).

$$V_{\text{max}_{\text{sen}}} = m_a \cdot V_{\text{tri}} = 2,89V. \quad (4.4)$$

Como o controle desenvolvido para o inversor é puramente digital, é preciso que alguns dados calculados anteriormente sejam digitalizados, a fim de se fazer o tratamento de sinal de forma correta.

Um desses dados corresponde a tensão máxima do sinal triangular, uma vez que esta será implementada digitalmente, ou seja, através do valor carregado no registro do *timer* 1 do DSP[16]. Então faz-se necessário converter o valor de 5V antes estipulado de forma analógica para a forma digital. A geração do sinal triangular simétrico que será comparado com a senóide de referência foi implementado pelo *timer1*, carregado com o valor de 5000 decimal para que a frequência de comutação seja de 7500Hz ou seja após a contagem chegar a 5000 o contador aciona *period compare*, como descrito no capítulo 3, tendo então sua contagem de zero a 5000.

Através de uma regra de três podemos determinar a máxima amplitude do sinal senoidal de referência. Como 5V corresponde a 5000 decimal, então 2,89V corresponderá a

2984 decimal, ou seja, a senóide digital gerada para referência terá seu valor máximo em 2894.

4.5 PROJETO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

Para o cálculo da ponte retificadora com filtro capacitivo, será utilizada a tensão de pico nominal de menos 15% para definir os esforços de corrente, e a tensão de pico nominal mais de 15% para definir os esforços de tensão, por se tratar dos piores casos de corrente e tensão respectivamente durante o funcionamento do inversor. Com isso a potência a ser considerada para o dimensionamento do retificador é 5400VA.

4.5.1 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO CC

Para o cálculo da capacitância mínima de cada saída do conversor a partir da ondulação da tensão total de saída especificada, para um *ripple* no barramento de 25%, utiliza-se a equação 4.5. Obtem-se:

$$C = \frac{S}{6 \cdot f_r \cdot \eta \cdot \left[\left(\sqrt{2} V_{in} \right)^2 - V_{cmin}^2 \right]} = \frac{5400}{6 \cdot 60 \cdot \left[\left(\sqrt{2} \cdot 380 \cdot 0,85 \right)^2 - \left(\sqrt{2} \cdot 0,85 \cdot 380 \cdot 0,75 \right)^2 \right]}, \quad (4.5)$$

$$C \cong 164\mu\text{F}.$$

Com auxílio da simulação numérica, o valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor durante o funcionamento, foi obtido por meio de simulação para o pior caso de variação da tensão de entrada, como sendo:

$$I_{C_{(ef)}} = 7,88\text{A}.$$

Cada capacitor de saída é formado por uma associação de seis capacitores, sendo estes três em paralelo e três em série. A especificação dos capacitores é mostrada na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Especificações dos capacitores de saída CC.

Tipo de capacitor	Eletrolítico
Valor da capacitância de cada capacitor	C=680uF/400V
Corrente eficaz	$I_{C_{(ef)}}=8,7\text{A} @ 40^\circ\text{C}$
Resistência série equivalente	$R_{SE}=190\text{m}\Omega$
Referência do capacitor adotado (<i>Epcos</i>)	B435*1A4687M000

Para a determinação das perdas nos capacitores do barramento CC é utiliza-se a equação dada por 4.6.

$$P_c = R_{SE} \cdot IC_{o(ef)}^2 \quad (4.6)$$

Substituindo os valores em (4.6), obtém-se:

$$P_c = 190 \cdot 10^{-3} \cdot 7,88^2 \cong 11,8W.$$

Estes valores de capacitores foram suficientes para compor o barramento CC já que os requisitos iniciais impostos foram atendidos.

4.5.2 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DO RETIFICADOR TRIFÁSICO

Os diodos utilizados para a formação da ponte trifásica, são dimensionados a partir do valor médio e eficaz da corrente. Portando através de simulação os valores obtidos são respectivamente:

$$I_{d(\text{med})} = 4,14A.$$

$$I_{d(\text{ef})} = 7,17A.$$

A tensão reversa máxima a qual o diodo auxiliar é submetido é determinada por (4.7).

$$V_{d(\text{rm})} > \sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot 1,15 = V_{d(\text{rm})} > 618V. \quad (4.7)$$

Desta maneira utilizou-se um módulo da *Semikron* de ponte retificadora trifásica, especificado na tabela 4.3.

Tabela 4.3: Especificações para ponte retificadora trifásica.

Corrente média máxima	$I_{d(\text{med})}=80A$
Tensão reversa máxima	$V_{d(\text{rm})}=1200V$
Referência da ponte (<i>Semikron</i>)	SEMITORP 3 - SK 80D 12 F
Queda de tensão limiar da condução	$V_{FO}=1.2V$
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{thjcd}=0,9^{\circ}C/W$
Resistência de condução	$R_{Td}=22m\Omega$

Para a determinação das perdas aproximadas nos diodos é utilizado (4.8).

$$P_d = 2 \cdot (I_{d(\text{med})} \cdot V_{FO} + I_{d(\text{ef})}^2 \cdot R_{Td}). \quad (4.8)$$

Substituindo os valores em (4.8), obtém-se:

$$P_d = 16,48W.$$

Com a perda total da ponte retificadora trifásica, foi dimensionado um dissipador adequado. Os cálculos para o dimensionamento do dissipador estão contido no Apêndice C.

O esquemático do circuito do retificador trifásico dimensionado é visto na figura 4.9.

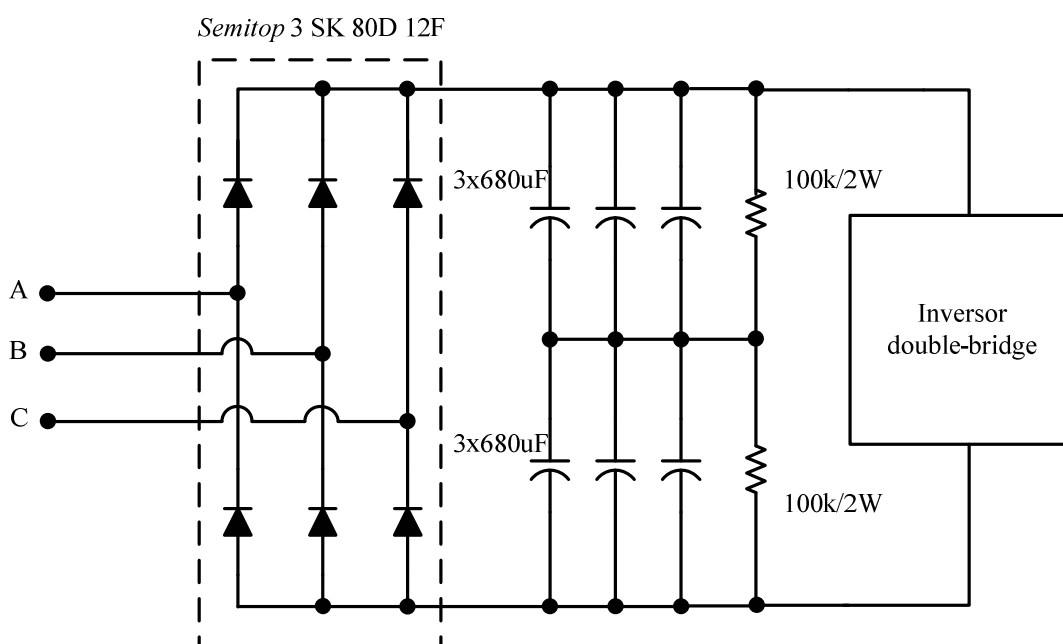


Fig. 4.9 Circuito do retificador trifásico.

4.5.3 PROJETO DO CIRCUITO DE PRÉ-CARGA DOS CAPACITORES DE SAÍDA DO BARRAMENTO CC

O circuito de pré-carga dos capacitores de saída, juntamente com o circuito lógico de acionamento do relé, é apresentado na figura 4.10.

Em função da corrente eficaz máxima de entrada e da tensão eficaz máxima de cada fase, especificaram-se 2 relés como observado na tabela 4.4.

Tabela 4.4: Especificações dos relés.

Corrente média máxima	$I_{relé}=60A$
Referência do rele (<i>Songle</i>)	SLDH-12VDC-1C

Estes relés têm por finalidade de curto-circuitar os resistores de limitação de corrente (R_{11} , e R_{12}) após um intervalo de tempo de 153ms [17]. Os resistores de limitação de corrente são especificados na tabela 4.5.

Tabela 4.5: Especificações dos resistores de limitação de corrente.

Potência máxima dissipada	20W
Resistência	10 Ω

O valor da resistência foi obtido através de simulação para limitar o pico de corrente através do capacitor, durante a partida em aproximadamente 16A.

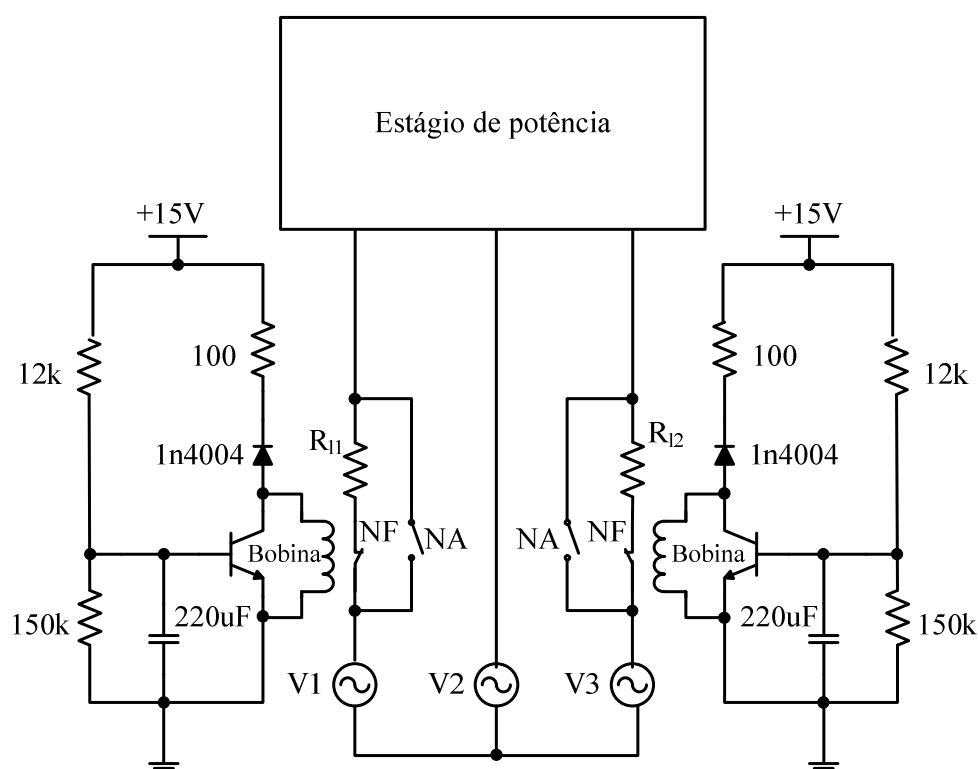


Fig. 4.10 Circuito de pré-carga dos capacitores.

4.6 PROJETO DO INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE*

Nesta seção serão realizados os projetos dos estágios de potência e controle necessários para operação dos inversores em ponte completa que integram a saída do sistema. Vale ressaltar que será efetuado somente um projeto para as 3 saídas, pois cada saída é análoga diferindo somente na referência de tensão do controle. Desta maneira a potência individual de cada inversor em ponte completa será de 1800VA, ou seja, um terço da potência total trifásica especificada.

4.6.1 DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Como parâmetros para o dimensionamento do IGBT a ser usado, é preciso determinar a corrente média nos chaves assim como a corrente média nos diodos em anti-paralelos. A fórmula que define a corrente média num período de comutação que passa pelo interruptor pode ser vista na equação (4.9).

$$I_{\text{mds}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} I_{\text{opico}} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot dt. \quad (4.9)$$

No qual $D = m_a \cdot \text{sen}(\theta)$.

$$I_{\text{mds}} = 2,094\text{A}.$$

Para o cálculo da corrente média no diodo em anti-paralelo tem-se que:

$$I_{\text{ds}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} I_{\text{opico}} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot dt. \quad (4.10)$$

$$I_{\text{ds}} = 1,677\text{A}.$$

A tensão máxima reversa no interruptor é a mesma do barramento CC, considerando o pior caso, tem-se que então:

$$V_s > 618\text{V}.$$

Com base nos valores calculados para tensão no interruptor, corrente média e corrente média nos diodos em anti-paralelo, especificou-se o IGBT mostrado na tabela 4.6.

Tabela 4.6: Especificações das chaves dos inversores.

Tipo de interruptor/ Diodo	IGBT NPT/ Ultra rápido
Referência (<i>International Rectifier</i>)	IRG4PF50WD
Corrente média máxima de coletor	$I_{\text{cn}}=28\text{A} @ 100^\circ\text{C}$
Tensão máxima coletor-emissor	$V_{\text{CE}}=900\text{V}$
Resistência térmica junção-cápsula (IGBT)	$R_{\text{thjc(si)}}=0,64 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Tensão limiar do IGBT	$V_{\text{ceo}}=1\text{V} @ 25^\circ\text{C}$
Tensão coletor-emissor em corrente nominal	$V_{\text{cen}}=2,12\text{V} @ 150^\circ\text{C}$
Tempo de subida nominal do IGBT	$t_r=52\text{ns} @ 150^\circ\text{C}$
Tempo de descida nominal do IGBT	$t_s=190\text{ns} @ 150^\circ\text{C}$
Tensão limiar do diodo	$V_{\text{FO}}=0,8\text{V} @ 125^\circ\text{C}$
Queda de tensão nominal sobre o diodo	$V_{\text{FN}}=2,1\text{V} @ 150^\circ$
Corrente máxima do diodo	$I_{\text{d(med)}}=16\text{A} @ 100^\circ\text{C}$
Carga de recuperação reversa nominal do diodo	$q_{\text{rr}}=680\text{nC} @ 125^\circ\text{C}$
Tempo de recuperação reversa nominal do diodo	$t_{\text{rr}}=164\text{ns} @ 125^\circ\text{C}$
Resistência térmica junção-cápsula (Diodo)	$R_{\text{thjc(di)}}=0,83 \text{ }^\circ\text{C/W}$

4.6.2 DETERMINAÇÃO DAS PERDAS NOS SEMICONDUTORES

Para determinação das perdas no IGBT especificado, utilizam-se os dados nominais descritos na tabela 4.6 retiradas do catálogo do fabricante do dispositivo. Outros parâmetros necessários para determinar as perdas nas chaves são a frequência de comutação (f_s) que é de 7500Hz, o índice de modulação (m_a) de 0,578 e o fator de potência do MIL ($\cos(\varphi)$) de 0,115.

Com esses dados pode-se determinar todas as perdas nos IGBTs, conforme será mostrada a seguir.

4.6.2.1 PERDAS POR CONDUÇÃO

A equação (4.11) mostra o cálculo das perdas por condução em cada IGBT. [18]

$$P_{\text{conlIGBT}} = \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \left(\frac{V_{\text{cen}} - V_{\text{ceo}}}{I_{\text{cn}}} \right) \cdot I_{0\text{pico}}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{m_a \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{\text{ceo}} \cdot I_{0\text{pico}}. \quad (4.11)$$

$$P_{\text{conlIGBT}} = 3,13\text{W}.$$

4.6.2.2 PERDAS POR COMUTAÇÃO

A perda de comutação durante a entrada em condução do IGBT ocorre pela presença simultânea da corrente de coletor e tensão coletor-emissor [18]. A seguir é mostrada a equação (4.12) que define essa perda. [18]

$$P_{\text{onlIGBT}} = \left(\frac{V_{\text{in}} \cdot t_r}{8} \right) \cdot \left(\frac{I_{0\text{pico}}^2}{I_{\text{cn}}} \right) f_s + \left(\frac{2 \cdot V_{\text{in}}}{3} \right) \cdot \left[\left(0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{0\text{pico}}}{I_{\text{cn}}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{0\text{pico}}^2}{I_{\text{cn}}} \right) \right) \cdot q_{\text{rr}} + \left(\frac{0,8}{\pi} + \frac{0,015 \cdot I_{0\text{pico}}}{I_{\text{cn}}} \right) \cdot I_{0\text{pico}} \cdot t_{\text{rr}} \right] \cdot f_s. \quad (4.12)$$

$$P_{\text{onlIGBT}} = 3,572\text{W}.$$

4.6.2.3 PERDAS NO BLOQUEIO

A equação (4.13) realiza o cálculo do valor das perdas por bloqueio. [18]

$$P_{\text{offIGBT}} = V_{\text{in}} \cdot I_{0\text{pico}} \cdot t_f \cdot f_s \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{0\text{pico}}}{I_{\text{cn}}} \right). \quad (4.13)$$

$$P_{\text{offIGBT}} = 1,838\text{W}.$$

A perda de potência média total no inversor em ponte completa (4 IGBTs) é descrita como sendo a soma das perdas por condução, com as perdas por comutação e bloqueio, como mostra a equação (4.14).

$$P_{\text{totIGBT}} = 4 \cdot (P_{\text{onIGBT}} + P_{\text{offIGBT}} + P_{\text{conIGBT}}). \quad (4.14)$$

$$P_{\text{totIGBT}} = 34,16\text{W}.$$

4.6.2.4 PERDAS DE CONDUÇÃO NO DIODO DO IGBT

Os diodos inseridos nos IGBTs, também apresentam perda tanto por condução como por comutação. As perdas por condução podem ser calculadas pela equação (4.15) [18].

$$P_{\text{conD}} = \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \left(\frac{V_{\text{FN}} - V_{\text{FO}}}{I_{\text{cn}}} \right) \cdot I_{0\text{pico}}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{m_a \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot V_{\text{FO}} \cdot I_{0\text{pico}}. \quad (4.15)$$

$$P_{\text{conD}} = 1,738\text{W}.$$

4.6.2.5 PERDAS DE COMUTAÇÃO NO DIODO DO IGBT

A perda por comutação ocorre durante o bloqueio devido a recuperação reversa, e pode ser calculado por (4.16). [18].

$$P_{\text{comD}} = \left(\frac{V_{\text{in}}}{3} \right) \cdot \left[\left(0,28 + \frac{0,38 \cdot I_{0\text{pico}}}{\pi \cdot I_{\text{FN}}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{0\text{pico}}}{I_{\text{FN}}} \right)^2 \right) \cdot q_{\text{rr}} \right. \\ \left. + \left(\frac{0,8}{\pi} + \frac{0,015 \cdot I_{0\text{pico}}}{I_{\text{FN}}} \right) \cdot I_{0\text{pico}} \cdot t_{\text{rr}} \right] \cdot f_s. \quad (4.16)$$

$$P_{\text{comD}} = 1,812\text{W}.$$

A perda de potência média total nos diodos dos IGBTs do inversor em ponte completa é a soma da perda por condução com a perda por comutação.

$$P_{\text{totD}} = 4 \cdot (P_{\text{conD}} + P_{\text{comD}}). \quad (4.16)$$

$$P_{\text{totIGBT}} = 14,2\text{W}.$$

Com as perdas totais de cada inversor, foi dimensionado um dissipador adequado para cada inversor. Os cálculos para o dimensionamento dos dissipadores estão contidos no Apêndice C.

4.6.3 DIMENSIONAMENTO DO *SNUBBER*

A função dos circuitos de *snubbers* é reduzir os esforços elétricos nas chaves durante a comutação. Estes circuitos limitam a sobretensão e a derivada de tensão sobre as chaves, durante o transiente do desligamento como também a corrente e a derivada de corrente durante o transiente do ligamento [19].

O circuito *snubber* usado para o projeto foi o grampeador RCD de desacoplamento. Neste circuito, o capacitor não necessita ser descarregado completamente e o resistor evita oscilações. Sua característica é de pouca dissipação, sendo recomendado para inversores e conversores [18]. A figura 4.11 mostra a estrutura do *snubber* escolhido.

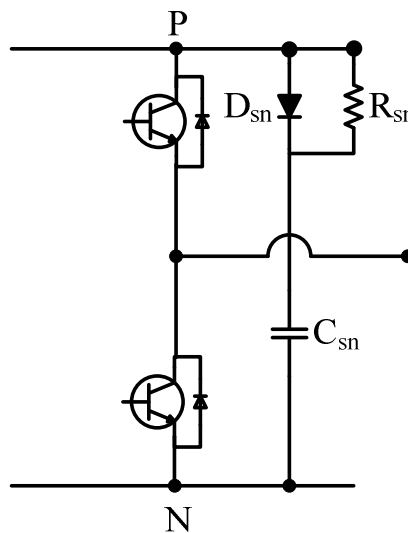


Fig. 4.11 Estrutura do circuito *snubber* grampeador RCD.

Para o dimensionamento deste circuito, foi adotada uma indutância de trilha ($L_s=1\mu\text{H}$).

Sabendo que $I_{0\text{pico}} = 11,84\text{A}$, adotando uma tensão máxima no barramento CC (V_{pk}) de 650V, como a tensão de entrada do inversor (V_{cc}) para o pior caso é de aproximadamente 618V, segundo [20], calcula-se o valor do capacitor do *snubber* pela equação (4.17).

$$C_{sn} = \frac{L_s \cdot I_{0\text{pico}}^2}{(V_{pk}^2 - V_{cc}^2)}. \quad (4.17)$$

$$C_{sn} \cong 4\text{nF}.$$

Porém o capacitor com valor comercial utilizado para o projeto foi de 47nF/630V, de polipropileno, devido a sua baixa resistência série equivalente.

Para o valor do resistor (R_{sn}) utiliza-se a equação 4.18. [20].

$$R_{sn} \leq \frac{1}{6 \cdot C_{sn} \cdot f_s}. \quad (4.18)$$

$$R_{sn} \leq 472\Omega.$$

Assim de acordo com o resultado da equação, o valor comercial usado para esse resistor foi de 270Ω/4W.

O diodo usado para o projeto foi o MUR460, por ser um diodo rápido, de fácil aquisição e suportar a corrente que circulará pelo circuito (obtido por simulação).

Desta maneira o circuito esquemático do inversor em ponte completa dimensionado pode ser visto na figura 4.12.

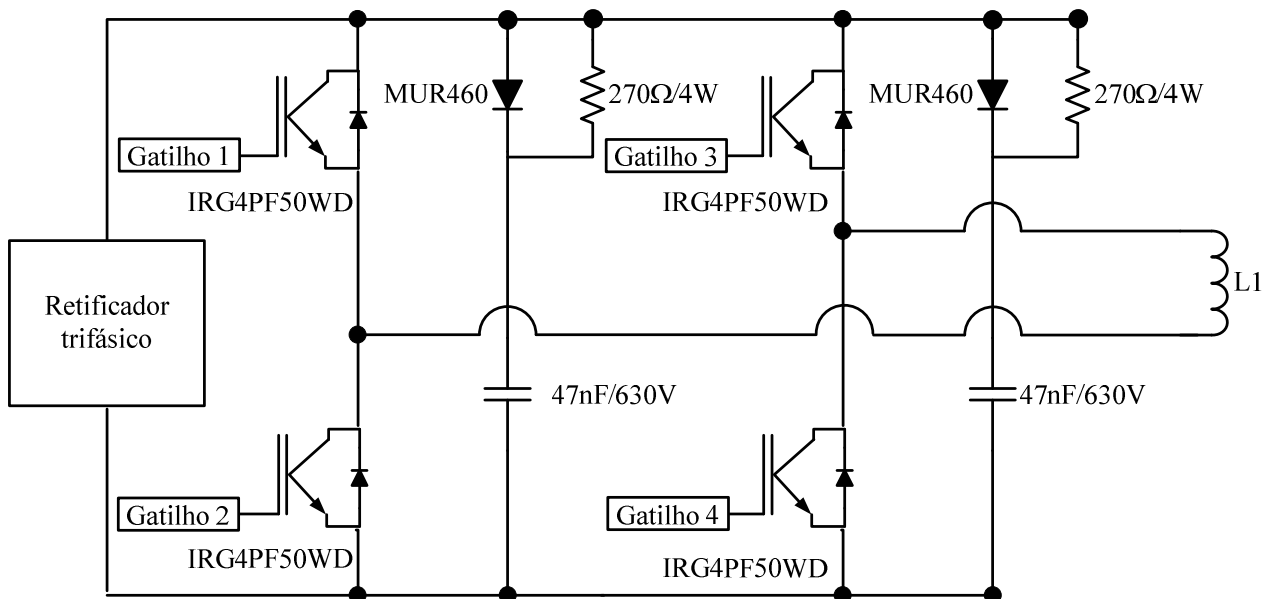


Fig. 4.12 Circuito do inversor em ponte completa.

Como descrito no item 4.7 o inversor *double-bridge* é a composição de três inversores em ponte completa como apresentado na figura 4.12.

4.6.4 DRIVER DE ACIONAMENTO

O *driver* utilizado para acionar as chaves do inversor foi o *SKHI20opa* da *SEMIKRON*.

Este *driver* possui uma série de características desejáveis, a saber:

- Isolamento por optoacoplador entre o comando e o circuito de potência.
- Proteção de sobre-corrente nas chaves através da tensão coletor-emissor.
- Geração de tempo morto configurável por resistor.
- Imposição de tensão negativa para bloqueio das chaves.
- Possibilidade de selecionar o resistor de *gate* no comando e no bloqueio da chave.
- Gatilho para duas chaves de um braço de um inversor

O tempo morto foi de 4us, ou seja, mantendo a configuração padrão de fabrica.

4.6.5 FONTE AUXILIAR PARA ALIMENTAÇÃO DOS DRIVERS

O *driver SKHI20opa* da *SEMIKRON* requer uma fonte de alimentação especial para o acionamento da chave. De acordo com [21] são necessárias duas alimentações de 24V isoladas entre si e uma alimentação de 15V, para o acionamento das chaves que compõem um braço.

Como este projeto é composto de 3 inversores monofásicos em ponte completa, foi necessário o uso de 6 *drivers*. Desta maneira teremos 9 fontes isoladas de 24V e uma alimentação de 15V comum a todos os *drivers*.

Para realizar o isolamento de cada fonte, foi construído um transformador de 220/25V_{ac} de 250W com 10 saídas isoladas. Em cada saída do secundário do transformador foi inserido um circuito de retificação em ponte completa. O esquemático final do circuito é mostrado na figura 4.13.

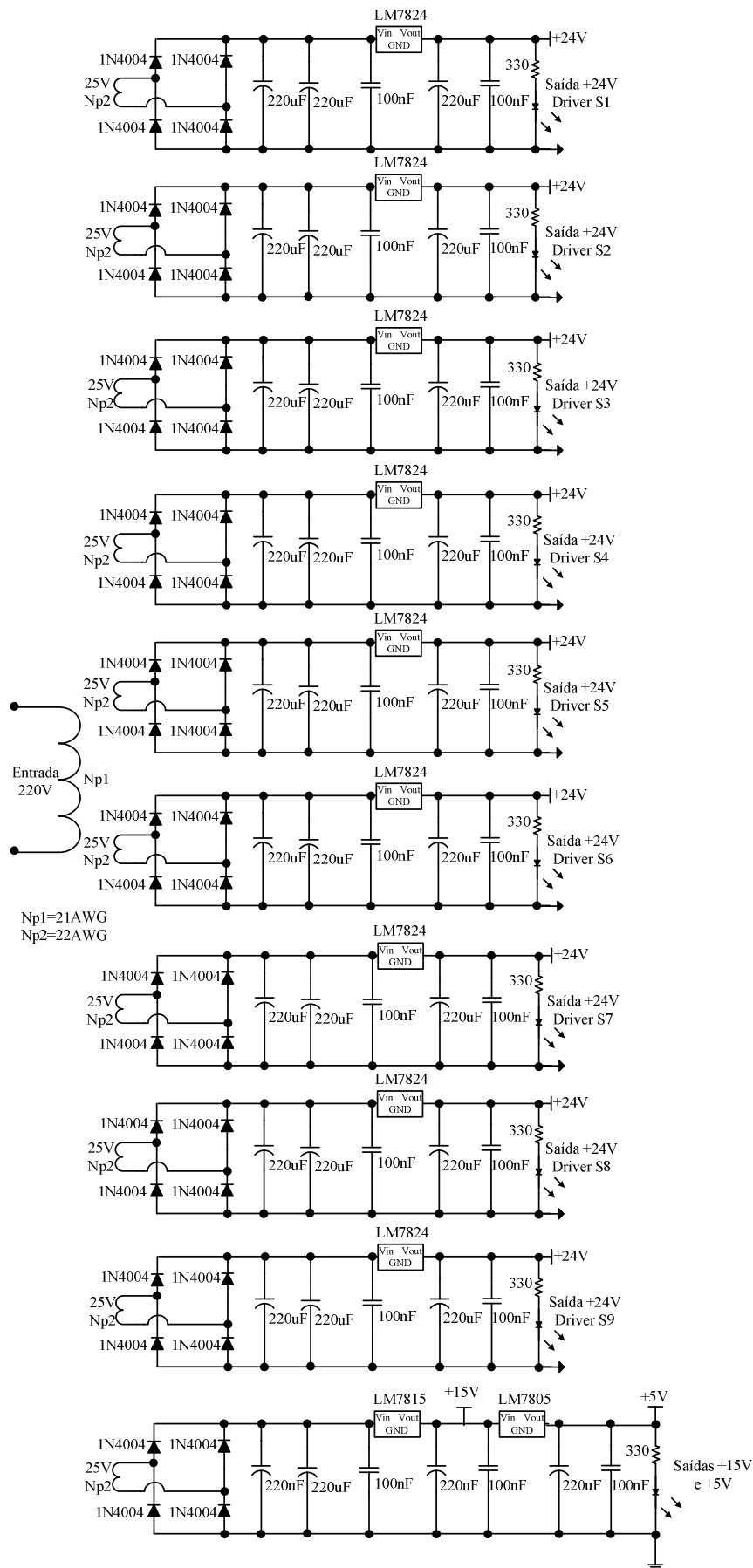


Fig. 4.13 Circuito de fonte auxiliar de alimentação dos drivers.

4.6.6 CIRCUITO DE *BUFFER* PARA GATILHO DOS IGBTs

Como a tensão de saída dos pinos de I/O do DSP é de 3,3V de baixa potência, ou seja, apenas para sinal de controle, este sinal de controle não é suficiente para gatilhar os IGBTs. Com isso, foi desenvolvido um circuito de *buffer* responsável por receber os sinais de gatilhos do DSP e elevar para uma tensão para 15V com um ganho de corrente. Esta tensão é necessária por se tratar da tensão limiar de entrada do *driver* da *SEMIKRON* para uma condição lógica positiva, que é responsável por gatilhar os IGBTs.

A figura 4.14 mostra o circuito de *buffer* desenvolvido para o projeto.

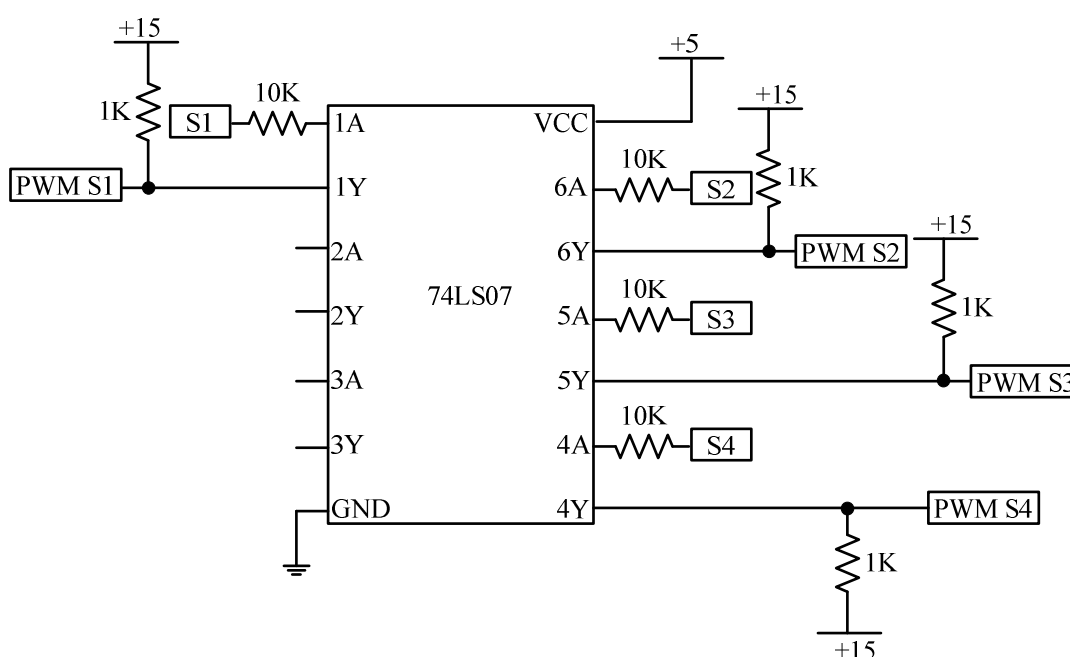


Fig. 4.14 Circuito de *buffer*.

O circuito *buffer* mostrado na figura 4.14, é composto por um integrado 74LS07 coletor aberto e alguns resistores de *pull-up*. Os sinais de comando provenientes do DSP entram nos pinos representados por S1, S2, S3 e S4 e vão para os pinos de gatilho do *driver* da *SEMIKRON* (PWM 1, 2, 3 e 4).

4.7 PROJETO DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Esta secção aborda o projeto da placa de interface entre o DSP e os circuitos de potência. Estes sinais vindos dos transdutores necessitam de tratamento analógico para que possam ser adquiridos pelos conversores A/D do DSP.

O circuito de condicionamento de sinais consiste basicamente de um sensor LEM de tensão, o qual isola a placa de potência da placa de sinais. Este transdutor de tensão necessita

de um sistema de fontes simétricas auxiliares de +15Vcc e -15Vcc como mostrado na figura 4.15.

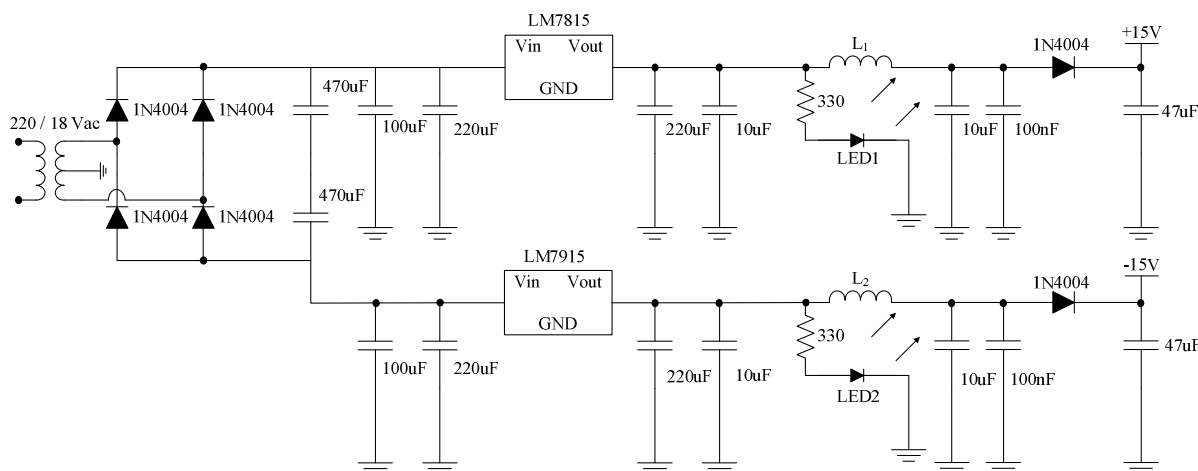


Fig. 4.15 Circuito de fonte auxiliar simétrica para placa de condicionamento de sinais.

O LEM é responsável por isolar e converter a tensão PWM senoidal de saída do inversor, com um pico para o pior caso de 618V, convertendo para um sinal de aproximadamente 4V de pico correspondente ao mesmo PWM senoidal da entrada.

Desta maneira o LEM transdutor de tensão LV 20-P foi especificado para esse projeto. Este dispositivo tem como características principais possuir uma corrente RMS máxima no terminal primário de 10mA e suportar tensões de entrada de até 500V. [22]

Como a tensão de pico para o pior caso é maior que a tensão máxima de entrada suportada pelo LEM, foi feito um divisor resistivo, para que a tensão de pico não ultrapasse 260V(V_{entrada}).

O valor da resistência de entrada do LEM (R_L) a ser usada para adquirir uma corrente de 10mA no primário do LEM é calculada pela equação (4.19). [22]

$$R_L = \frac{V_{\text{entrada}}}{10 \cdot 10^{-3}}. \quad (4.19)$$

$$R_L = 26K\Omega.$$

Entretanto, no protótipo montado foi colocada uma resistência de valor comercial de 33K Ω /5W.

Para um controle da amplitude da tensão amostrada pelo LEM utilizou-se um divisor resistivo que ajusta o sinal amostrado a ser lido pelo DSP. Deste modo, sabendo-se o índice

de modulação calculado de acordo com o item 4.5, a amplitude correspondente a tensão máxima da senóide de referência no divisor resistivo deve ser de 2,89V.

Com esta amplitude de saída determinada (índice de modulação), tem-se um problema devido ao conversor A/D do DSP permitir apenas uma tensão máxima de entrada de 3V [13]. Assim optou-se em limitar a tensão correspondente ao índice de modulação no divisor resistivo em 1V e internamente do DSP após a leitura pelo conversor, transformar esse valor lido de tensão no índice de modulação (2,89V), proporcionalmente, para um correto índice de modulação projetado. O esquemático final é visto na figura 4.16.

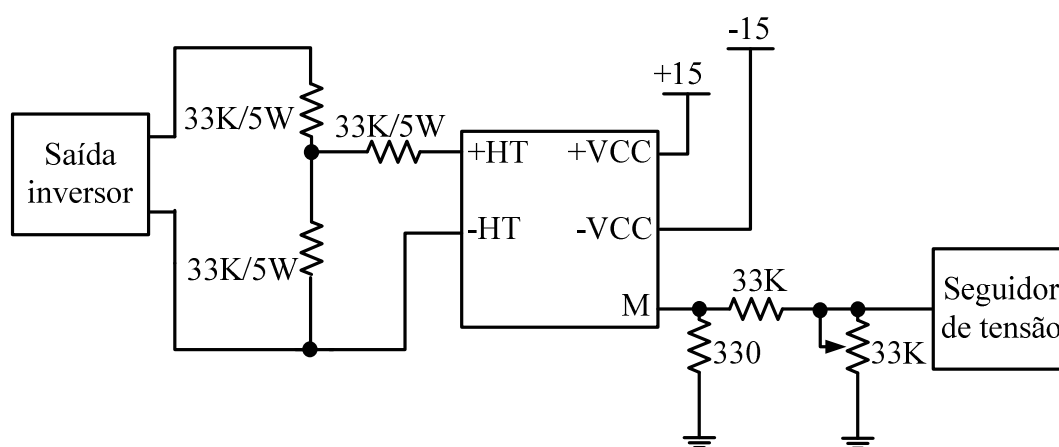


Fig. 4.16 Esquemático do sensor de tensão LEM.

Para a realização do controle digital, era necessário que a tensão de saída PWM senoidal, possuísse apenas a frequência fundamental, ou seja, o sinal a ser lido pelo A/D do DSP tivesse apenas o sinal senoidal com a frequência fundamental do PWM senoidal lido. E após o tratamento anterior, o sinal ser retificado, pois o DSP não consegue ler tensões negativas. Assim o sinal foi tratado seguindo o diagrama de blocos da figura 4.17.

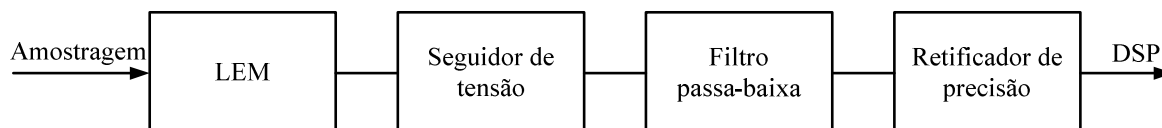


Fig. 4.17 Diagrama de blocos do circuito de condicionamento de sinais.

O sinal advindo do divisor resistivo após o transdutor de tensão LEM, passa por um seguidor de tensão para eliminação de uma parte dos ruídos e um casamento de impedância [23] (alta impedância na entrada e baixa impedância na saída) como pode ser visto na figura 4.18.

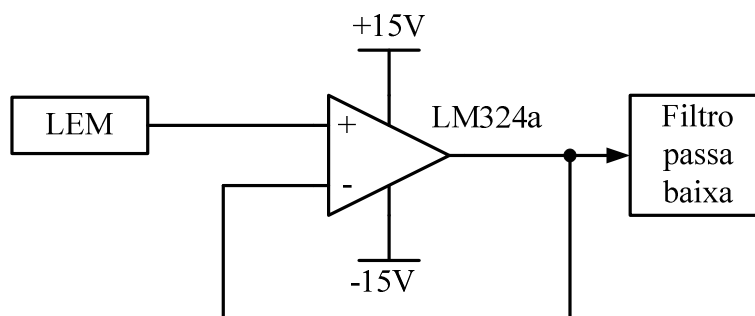


Fig. 4.18 Esquemático do seguidor de tensão.

Após o seguidor, o sinal passa por um filtro passa baixa com uma frequência de corte de 1 décimo da frequência de comutação, ou seja, 1500Hz (observa-se que a frequência corresponde a 1 décimo do dobro da frequência de comutação utilizada. Este fenômeno ocorre devido a técnica de modulação utilizada [24]. Conseqüentemente, foi projetado um filtro passa baixa de primeira ordem, utilizando amplificadores operacionais, com a frequência de corte em 1500Hz(F_c) como é observado na figura 4.19. Assim o sinal de saída será um sinal senoidal com a frequência fundamental do PWM senoidal.

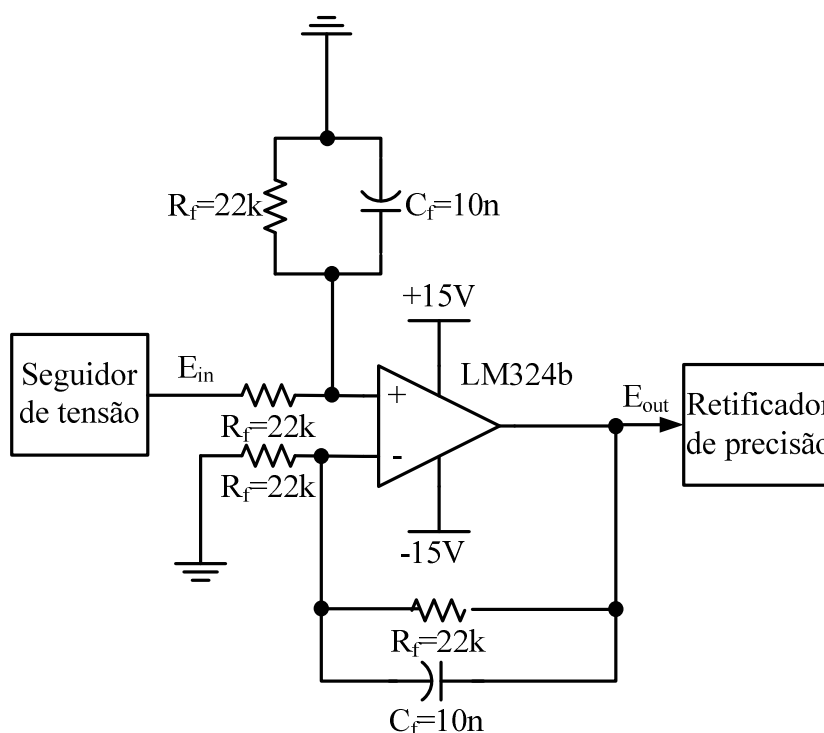


Fig. 4.19 Esquemático do filtro passa baixa.

Após o filtro passa baixa, necessário se faz transformar este sinal alternado em um sinal que pode ser lido pelo conversor A/D, segundo [13] este sinal deve possuir uma amplitude de 0V a 3V, sendo assim a maneira escolhida para realização desta leitura, foi a

retificação do sinal senoidal. Para isso utilizou-se um retificador de precisão como observado na figura 4.20.

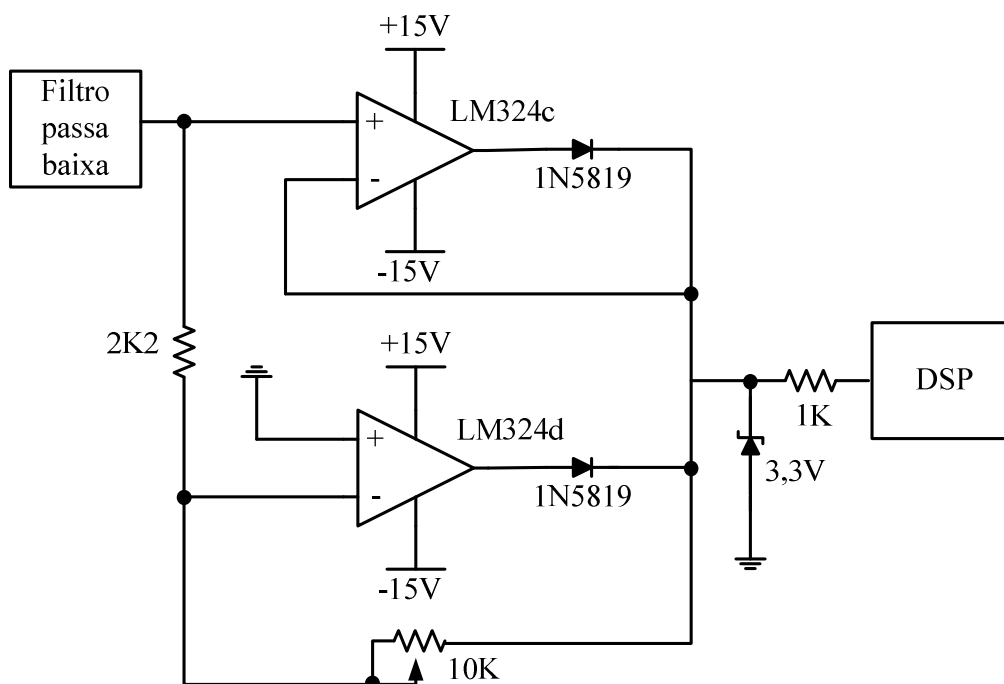


Fig. 4.20 Esquemático do retificador de precisão.

4.8 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONTROLE DO INVERSOR

Tendo-se em vista que o sinal que será amostrado pelo DSP é uma senóide retificada, a referência para o controle do inversor também deverá ser uma senóide retificada. Essa senóide será implementada de forma digital dentro do programa do DSP através de uma rotina com uma função matemática que gera como resultado números inteiros de 16 bits.

O algoritmo para o cálculo dos controladores foi desenvolvido em linguagem de programação "C". Todos os procedimentos de operações para o cálculo dos controladores foram inseridos dentro de uma interrupção do DSP correspondente a frequência de comutação, fazendo com que a atualização das respostas do controlador tenha uma periodicidade constante.

Após ser feito todo o cálculo da resposta de controle no DSP, esta por sua vez é transferida imediatamente para os registradores de comparação (*CMPR* 1, 2, 3, 4, 5 e 6) para realizar a comparação com a senóide retificada gerada de referência e assim gerar os pulso do PWMs.

4.8.1 ESTRUTURA DO PROGRAMA DO DSP

O programa desenvolvido para fazer o cálculo da resposta dos controladores possui uma estrutura simples, entretanto, deve-se ter muita atenção no momento de definir e converter os valores das variáveis inseridas no programa.

Primeiramente realiza-se a leitura do conversor A/D. Cada canal do conversor é lido 4 vezes, ou seja, é realizada a leitura de 12 amostras de tensão. Após a leitura, é feita uma média aritmética com os valores lidos. Este procedimento consiste em mais uma técnica adicionada, visando minimizar os ruídos inseridos nos sinais.

A diferença entre o valor lido pelo conversor A/D e o valor da senóide de referência gerada, gera o erro. Este por sua vez pode ser de ordem positiva ou negativa. Dessa forma, é preciso que a variável “erro” seja definida como um inteiro longo sinalizado (*signed long*). Essa conversão de unidades define o correto valor da resposta do controlador.

Logo após a geração do sinal de erro, tem início o cálculo da variável de controle que é definido pelo tipo de controlador implementado.

Em seguida é feito o controle para a técnica de comutação descrita no item 4.3. Para isso realiza-se um teste na senóide de referência para saber a polaridade do semi-ciclo naquele instante, deste modo alternar o braço a ser comutado. Após o teste, a resposta do controle é transferida para um dos registradores de comparação (*CMPR* 1, 2, 3, 4, 5 e 6). Deve-se lembrar que cada registrador comparador é responsável por um braço do inversor, ou seja, os registradores *CMPR* 1 e 2 são responsáveis por um dos inversores em ponte completa e assim em diante. Para um melhor entendimento deste procedimento, a tabela 4.7 descreve o comportamento da lógica utilizada para a técnica modulação escolhida.

Tabela 4.7: Estrutura de controle das chaves do inversor.

Semi-ciclo da referência senoidal (positivo=0, negativo=1)	PWM	Registrador	S1	S2	S3	S4	Saída do inversor
0	0	<i>CMPR1</i> =Resposta	0	1	0	1	0
0	1	<i>CMPR2</i> =0	1	0	0	1	+VCC
1	0	<i>CMPR1</i> =0	0	1	0	1	0
1	1	<i>CMPR2</i> = Resposta	0	1	1	0	-VCC

O fluxograma mostrado na figura 4.21 mostra como funciona a estrutura do programa.

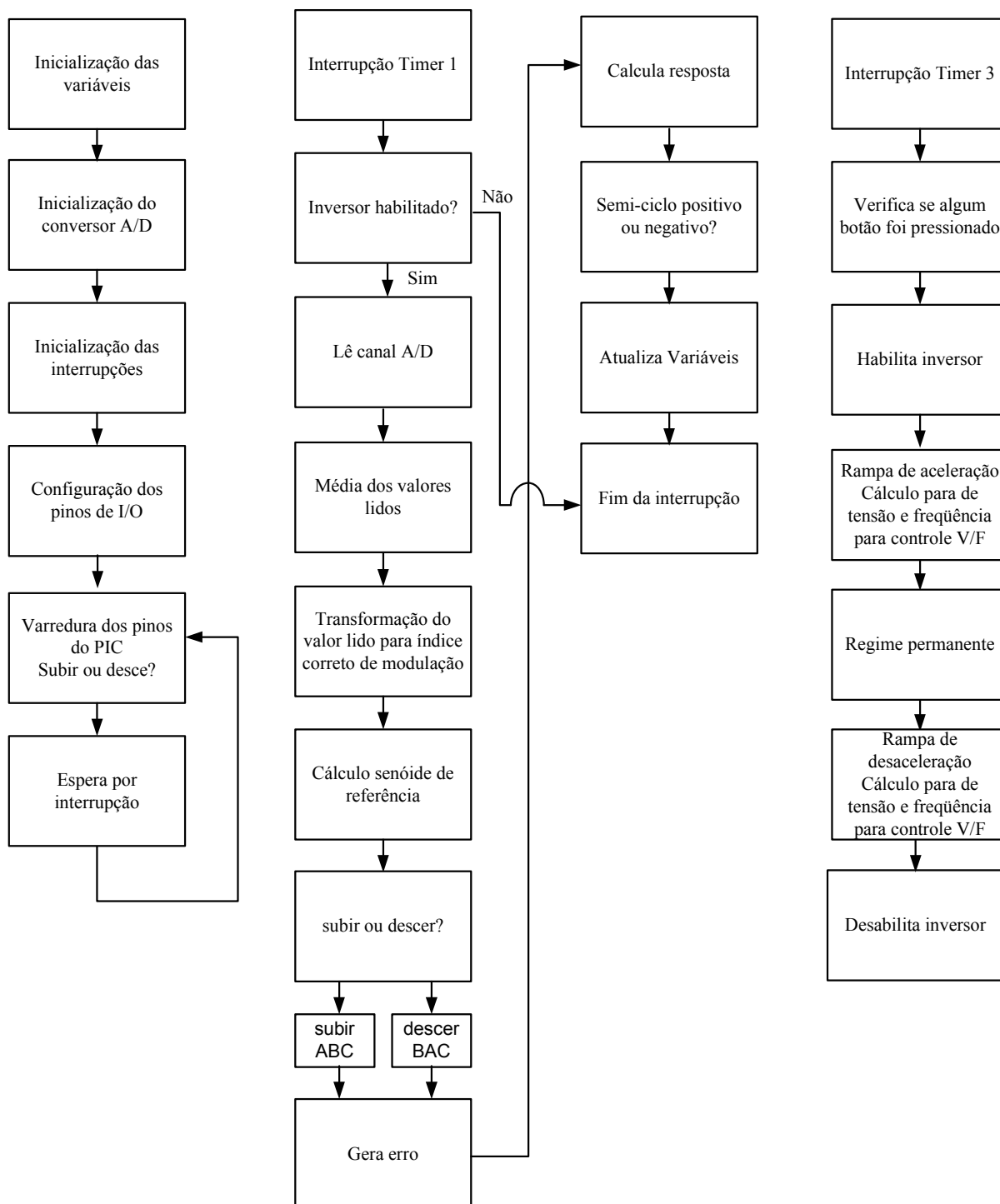


Fig. 4.21 Diagrama de blocos do programa do DSP.

Como mostra o fluxograma da figura 4.21, a inicialização do conversor A/D e da interrupção é feita somente uma vez durante o programa, enquanto o restante do programa fica em um *looping* infinito aguardando o estouro (*period match*) da interrupção. Como explanado no capítulo 3, a comparação do valor de referência com a onda triangular, é feita internamente pelo DSP, tendo o resultado dessa comparação a saída das portas PWM do DSP, realizando assim a comutação das chaves mostrado na tabela 4.7.

No fluxograma também são observados os blocos correspondentes a rotina de controle de velocidade V/F com um tempo para a aceleração do motor de 1,5s e desaceleração de 2,5s.

Para o controle do sentido (subir ou descer) o DSP, realiza uma varredura nos pinos GPIOA9 e GPIOA10 conectados com a placa de atuação e controle do posicionamento do elevador, assim ao receber desta placa um desses sinais, o DSP habilita o inversor, dando início a comutação das chaves.

4.9 CÁLCULO DA MALHA DE TENSÃO

Para que seja implementada toda a estratégia de controle do inversor monofásico, é preciso que a função de transferência da planta (G_v) seja determinada.

Como desejamos controlar a tensão de saída do inversor e como a carga é conectada em paralelo com a saída, a função da planta existente entre a saída do inversor e os sinais obtidos do sistema de condicionamento de sinais é o filtro passa baixa de primeira ordem.

Assim a função transferência do filtro passa baixa rege o comportamento da tensão de saída.

4.10 FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DA MALHA DE TENSÃO

A função de transferência $G_v(s)$ que controla a tensão de saída (V_o) do inversor é determinada analisando o circuito da figura 4.19, resultando em:

$$G_v(s) = \frac{E_{out}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{V_{LEM}}{C_f \cdot R_f + 1}. \quad (4.20)$$

Onde V_{LEM} corresponde à tensão de saída do LEM, ou seja, a tensão de saída do inversor multiplicada por um ganho ($\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \beta$).

O diagrama de blocos do sistema é mostrado na figura 4.22.

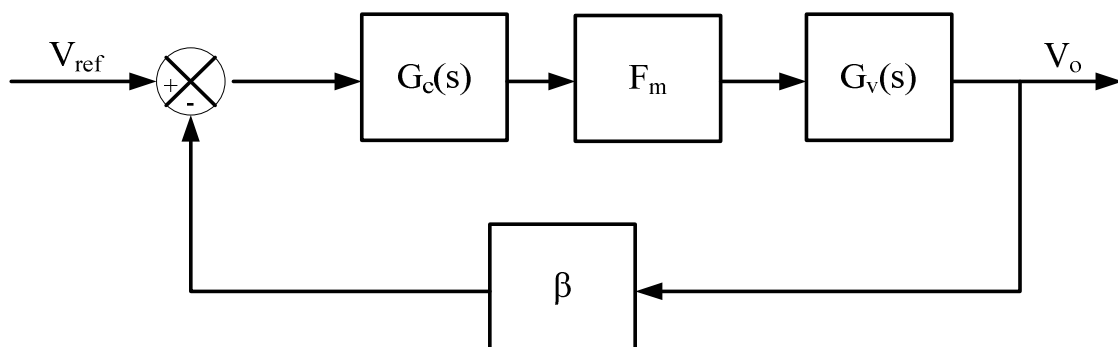


Fig. 4.22 Diagrama de blocos do sistema.

$G_c(s)$ é a função transferência do controlador que será mostrada nos tópicos seguinte, F_m é o ganho de modulação, $G_v(s)$ é a função transferência da planta e β o ganho de amostragem da tensão de saída.

O ganho do modulador (F_m) é calculado através da equação (4.21).

$$F_m = \frac{1}{V_{tri}}. \quad (4.21)$$

$$F_m = 0,2.$$

Sendo;

V_{tri} =Amplitude máxima da triangular.

O ganho de amostragem (β) é dado pela equação 4.22.

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_0 \cdot \sqrt{2}}. \quad (4.22)$$

$$\beta = 0,0093.$$

A FTLA (função de transferência em laço aberto do sistema) sem controlador é obtida observando a figura 4.22:

$$FTLA = F_m \cdot G_v(s) \cdot \beta = \frac{F_m \cdot V_{in} \cdot \sqrt{2} \cdot \beta}{C_f \cdot R_f \cdot s + 1}. \quad (4.23)$$

Substituindo os valores projetados na função transferência da equação 4.23 tem-se:

$$FTLA = \frac{0,9996}{22 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1}. \quad (4.24)$$

O diagrama de bode da função de transferência FTLA é mostrado na figura 4.23.

A função de transferência definida na equação (4.24) será a base do projeto do controlador descrito a seguir.

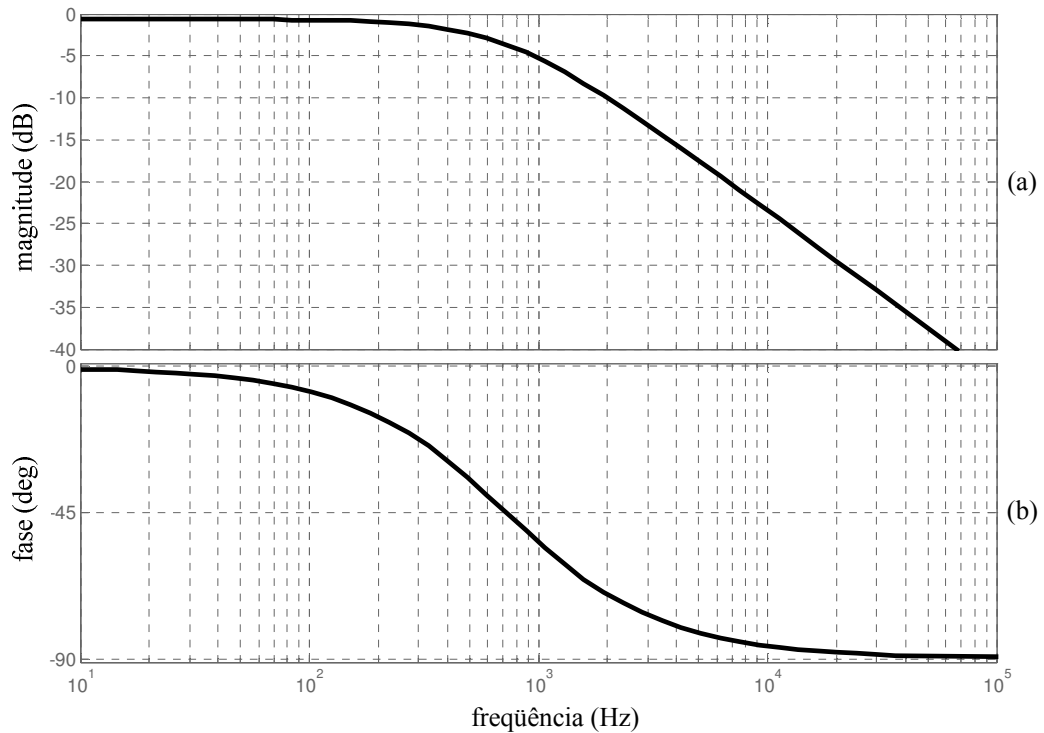


Fig. 4.23 Diagrama de bode de FTLA: (a)ganho, (b) fase.

4.11 PROJETO DO CONTROLADOR DIGITAL

O projeto de controladores digitais consiste segundo [25] em encontrar os coeficientes da equação a diferença que representa o compensador digital. A forma mais utilizada para se projetar controladores digitais é a discretizada, sendo que para isso deve-se converter a planta do plano s para o plano discreto z . [25]

Segundo [16], o projeto pelo lugar das raízes no domínio Z deve ser realizado com a planta e o controlador também em Z . Para isso o uso da ferramenta MATLAB nos permite uma grande facilidade para desenvolvimento do projeto.

Para se fazer o projeto pelo lugar das raízes pode-se seguir o seguinte procedimento descrito em [16]:

- 1- Determinar a função de transferência da planta em s .
- 2- Obter a transformada z da função de transferência do inversor.
- 3- Determinar o tipo de compensador a ser usado.

- 4- Obter a transformada z da função de transferência do compensador utilizando o comando RLTOOL do MATLAB, que permite que os pólos e zeros do compensador sejam posicionados diretamente no domínio z.
- 5- Estabelecer os critérios de posicionamento dos pólos e zeros do compensador, determinar a frequência de cruzamento e a margem de fase da função de transferência de laço aberto (FTLA).
- 6- Observar a resposta ao degrau do sistema.
- 7- Converter a função do compensador projetada no plano z para a forma de equações a diferenças.

Assim devido à ordem da função transferência da planta, ou seja, primeira ordem foi optada por um controlador também de primeira ordem, o controlador PI convencional, que é suficiente para resultar um desempenho adequado.

O primeiro passo para a obtenção desse controlador foi gerar a função de transferência da planta no MATLAB. O passo seguinte foi usar o comando RLTOOL para abrir a tela de trabalho da ferramenta, iniciando assim o desenvolvimento do projeto do controlador a partir do lugar das raízes fornecido por esse comando. A figura 4.24 mostra o lugar das raízes da planta discretizada para uma frequência de amostragem (F_{amos}) $66,66\mu\text{S}$ (tempo relativo a 2 vezes a frequência de comutação) de fornecida pela ferramenta em malha fechada.

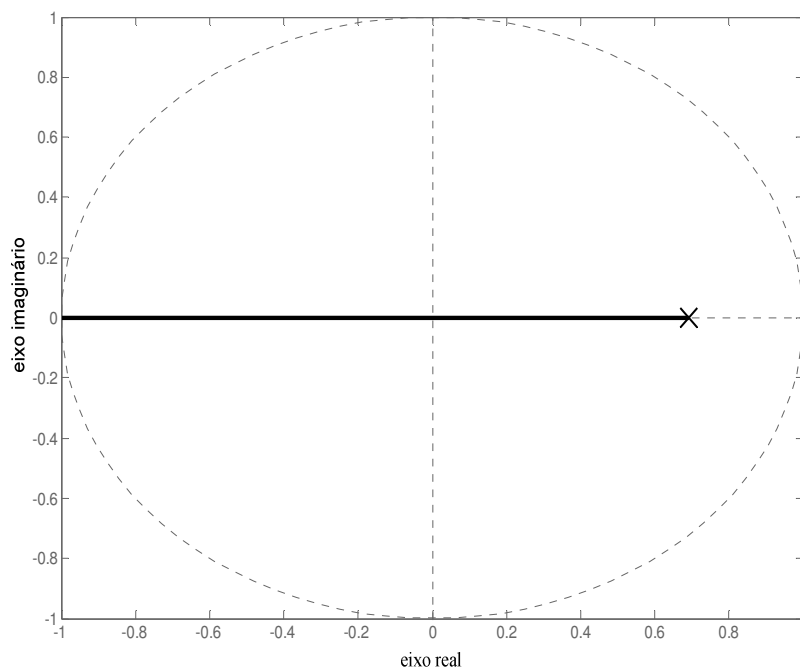


Fig.4.24 Lugar das raízes da planta.

Através do uso desta ferramenta, pode-se observar o lugar dos pólos da planta, resultando em um pólo no ponto 0,739.

Para o controlador PI, foi alocado um pólo real (P_1) na origem do sistema (ponto 1 do eixo real) e um zero (Z_1) em cima da parte real dos pólos da planta (ponto 0,739). A figura 4.25, mostra o detalhe da alocação destes pontos no sistema.

Segundo [16] para controladores digitais na prática, uma resposta mais lenta e menos oscilatória resulta num melhor desempenho do inversor.

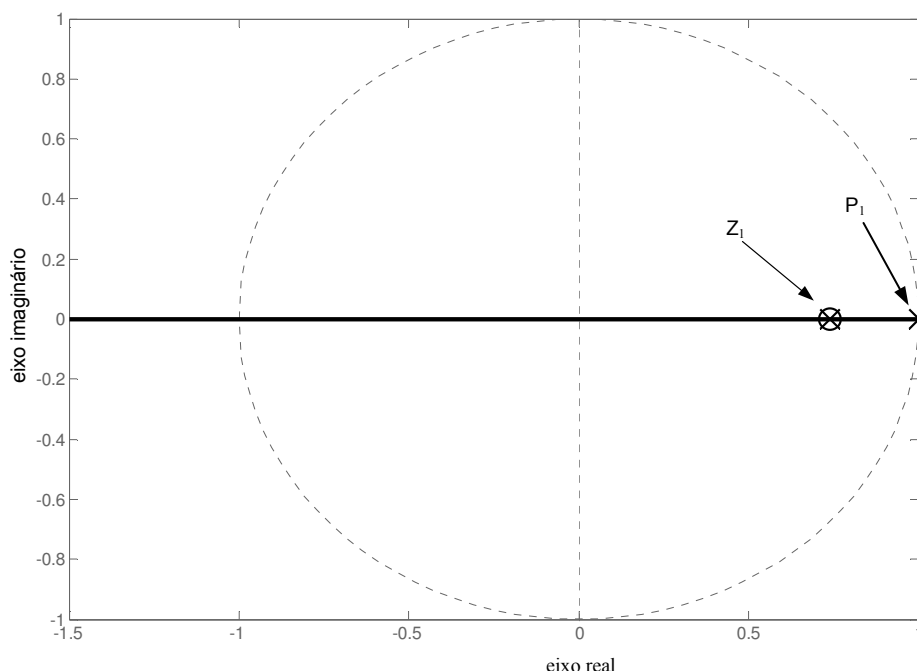


Fig.4.25 Lugar das raízes da planta com o controlador PI.

Desta forma, alterando-se o ganho do controlador para uma resposta ao degrau mais lento, chegou-se a uma função transferência do controlador PI com a seguinte resposta ao degrau unitário observado na figura 4.26.

Com a resposta ao degrau do processo, é possível ver a função de transferência do controlador PI projetada no próprio MATLAB, resultando em uma função em Z dada pela equação (4.25).

$$G_c(z) = \frac{U(z)}{e(z)} = \frac{0,73z - 0,54}{z - 1}. \quad (4.25)$$

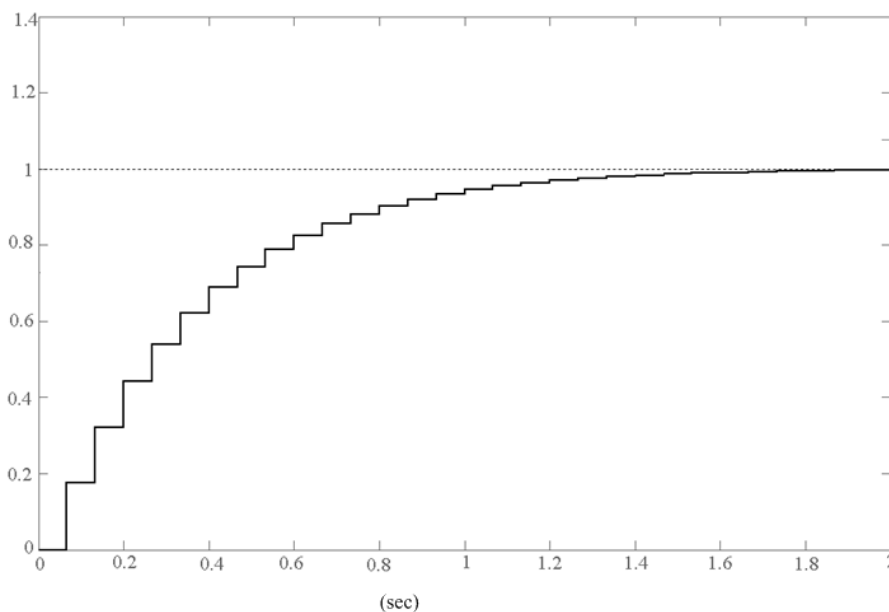


Fig.4.26 Resposta ao degrau do sistema com controlador PI.

Onde $G_c(z)$ é a função de transferência do controlador em Z, $U(z)$ é à saída do controlador em Z e $e(z)$ é o erro do sistema em Z.

Transformando a função de transferência do controlador na forma de equações de estado, chegamos à equação (4.26).

$$U(k) = U(k - 1) + 0,73 \cdot e(k) - 0,54 \cdot e(k - 1). \quad (4.26)$$

4.12 TÉCNICA DE CONTROLE DE VELOCIDADE

A escolha de uma estratégia de controle é muito importante na determinação das características gerais de desempenho de um sistema de acionamento. O controle de um sistema pode ser realizado em malha: aberta e fechada.

No atual estudo, utiliza-se o controle de velocidade em malha aberta do motor de indução linear operando a frequência ajustável, pois no protótipo sistema de transporte vertical foi desejado uma partida e uma frenagem suave (baixa aceleração).

A estratégia escolhida para a realização das rampas, foi o controle escalar, pois é mais comumente utilizada para o inversor PWM malha aberta (sem realimentação da velocidade).

O controle escalar é a técnica de controle que mantém a relação entre a tensão e a frequência constante, permanecendo constante o fluxo no estator. Desta maneira foi implementado, via programação do DSP, uma curva V/f digital mostrada na figura 4.27, que

permite a redução da tensão proporcionalmente à frequência fundamental, de modo que o fluxo no entreferro se mantenha constante.

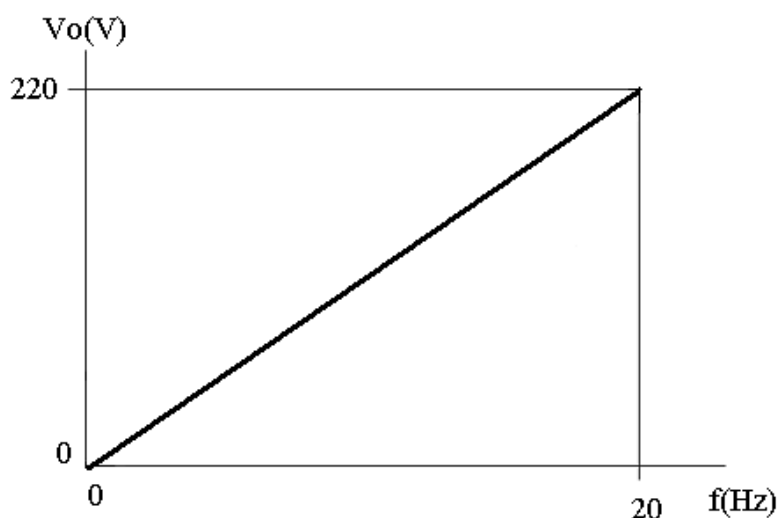


Fig.4.27 Curva V/f programada no DSP.

4.13 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi projetado e avaliado o inversor *double-bridge*. A análise qualitativa consistiu em apresentar as etapas de operação do inversor operando em regime permanente, com a descrição do modo de acionamento e modulação das chaves para o inversor e a técnica de modulação escolhida, no caso a modulação senoidal retificada devido ao uso de um DSP para realização do controle.

Durante a análise da operação do inversor de tensão *double-bridge* mostrou-se que o inversor se comporta como três inversores em pontes completa, com modelagem dinâmica e estratégia de operação iguais.

No projeto foram determinadas as expressões para o cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, *snubber*, determinação do modelo para análise dinâmica e projeto da malha de regulação de tensão das saídas.

Também neste capítulo foi realizada a metodologia de projeto do inversor de tensão *double-bridge* que compõe o sistema de acionamento do motor linear.

Esta metodologia de projeto dos estágios de potência e controle do inversor foi realizada separadamente, para facilitar melhor o entendimento do mesmo.

Como o inversor de tensão *double-bridge*, corresponde a três inversores monofásicos em ponte completa, o DSP pode atuar de maneira independente a cada um deles, ou seja,

impor níveis de tensão eficaz, um defasamento angular e uma frequência da tensão fundamental de saída, diferentes. Com isso seu uso no acionamento do motor linear, o torna uma ferramenta para impor diferentes condições de alimentação para estudos futuros.

Foram mostrados: técnica de controle digital, a estrutura da programação (cálculo da malha de tensão e controle de velocidade) e os *hardwares* necessários para a utilização do DSP, pois como o DSP trabalha com sinais de tensão em certa faixa de operação, segundo seu catálogo de dados, todos os sinais de entrada para o conversor A/D foram tratados, assim como os sinais de saída tiveram que ser amplificados para o acionamento das chaves.

CAPÍTULO 5

ENSAIOS DO CONJUNTO PROTÓTIPO COMPLETO

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo apresentar as simulações e os resultados experimentais dos ensaios do conjunto protótipo de um sistema de transporte vertical, composto dos ensaios realizados no motor linear, no inversor de tensão *double-bridge* e no conjunto em operação.

Os resultados de simulação foram obtidos para cada estágio separadamente, através do software ORCADTM. Isto foi realizado devido ao grande número de componentes no circuito simulado completo em malha fechada, tornando-se inviável a execução da simulação. O circuito simulado é baseado no esquemático completo implementado em laboratório.

Os resultados experimentais apresentam o funcionamento completo do inversor com controle digital. Durante o decorrer dos resultados experimentais serão apresentadas as formas de ondas da tensão de saída, corrente de saída, para vários tipos de cargas monofásicas (resistivas e RL) e trifásicas (resistivas e RL), rampas de aceleração, desaceleração e ensaios realizados no motor linear.

É esperado ao final do capítulo que a metodologia de projeto e análise teórica apresentada nos capítulos anteriores sejam validadas, de forma que este projeto seja futuramente utilizado para análise do comportamento do motor de indução linear.

5.2 LEVANTAMENTO DE DADOS NO MOTOR LINEAR

Os ensaios foram realizados com o MIL em funcionamento nominal com seus embobinamentos conectados em Y (estrela) e uma tensão nominal entre fases de 220V.

Para a realização deste levantamento o MIL foi conectado a um transformador trifásico variável conectado a rede elétrica. Com a utilização ponteiras com sensores de efeito hall de corrente conectado a um osciloscópio digital Tektronix serie TPD2000 foram obtidas as correntes de alimentação como observado na figura 5.1.

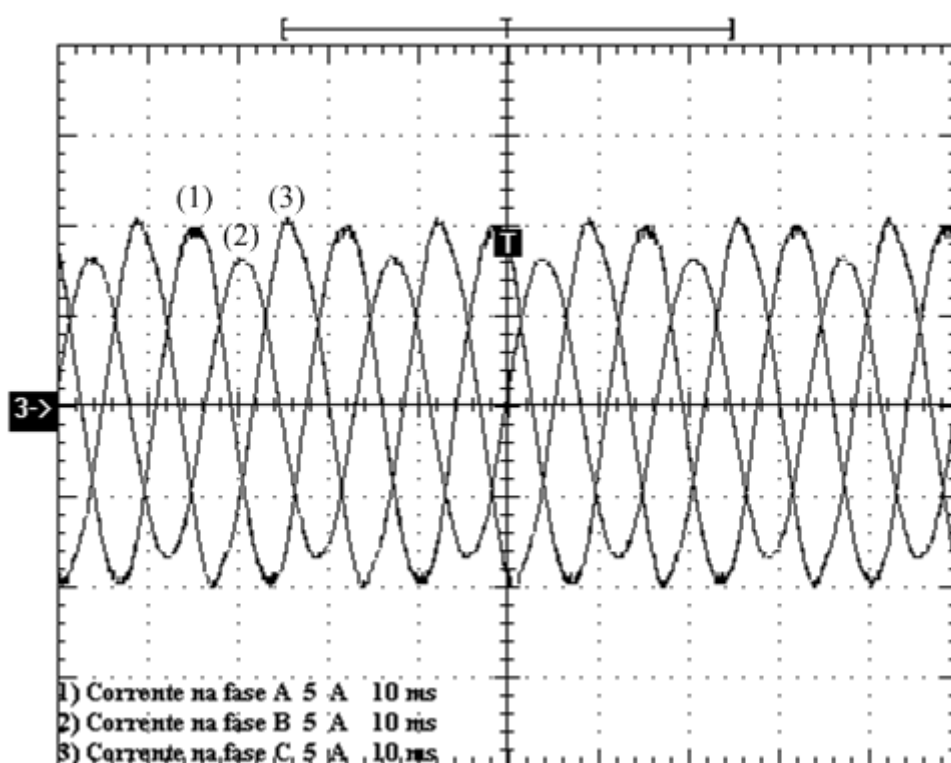


Fig.5.1 Funcionamento nominal do MIL: 1)= 2)= 3) 5A/div; 10ms/div.

Um fato importante observado é que a bobina localizada ao centro do indutor, no caso a bobina da fase B, tem um valor de corrente menor em relação às outras fases. Isto ocorre devido o seu circuito magnético de maior indutância própria e menor relutância magnética não estar nas extremidades. Ou seja, a descontinuidade física do indutor já influencia o desequilíbrio das correntes (tabela 5.1) e é ainda mais acentuado pelo efeito de extremidade longitudinal que ocorre com o indutor em movimento.

Tabela 5.1 Valores eficazes das correntes de linha medida nos terminais do motor linear.

Corrente eficaz fase A	6,69A
Corrente eficaz fase B	5,93A
Corrente eficaz fase C	7,04A

No capítulo 2 foi apresentada uma metodologia para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico linear em estudo.

O circuito equivalente por fase considerado para o motor é o mostrado na figura 2.14 e que tem como parâmetros as resistências elétricas por fase dos enrolamentos de indutor e do linor (R_1 e R_2), as reatâncias de dispersão dos enrolamentos do indutor do linor (X_1 e X_2) por fase e a reatância de magnetização (X_0).

Com esses parâmetros podem-se desenvolver, circuitos equivalentes para cada fase, com o objetivo de verificar em que condição de corrente elétrica de enrolamento o indutor opera quando representada por esse circuito elétrico equivalente quando alimentada na mesma tensão do ensaio (219,76 V) e um escorregamento de $s=1$ ou seja linor bloqueado.

A corrente elétrica de enrolamento do indutor do motor calculado é:

$$I_{1c} = 8,34A.$$

$$I_{2c} = 7,58A.$$

$$I_{3c} = 8,42A.$$

Este valor é diferente do contido na tabela 5.1, para seu funcionamento nominal. Este fato ocorre devido ao efeito de extremidade no qual é representado no circuito equivalente como uma impedância em paralelo, já discutido no tópico 2.10. Assim os parâmetros obtidos não podem ser usados no modelo matemático dinâmico do motor. Para o motor ser bem representado, os parâmetros do circuito equivalente devem ser tais que reproduzam as condições nominais do indutor.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE*

Na apresentação dos resultados de simulação e experimentais para o inversor, a conexão da carga segue o esquemático apresentado na figura 4.1.

A figura 5.2 apresenta as formas de onda das tensões e a figura 5.3 as correntes nas saídas de cada braço do inversor. Cada saída está fornecendo 100% de carga resistiva trifásica com tensão eficaz de 220V totalizando 1800W por saída e uma frequência de 20Hz.

A figura 5.4 apresenta as formas de onda das tensões e a figura 5.5 as correntes nas saídas de cada braço do inversor. Cada saída está fornecendo a uma carga RL trifásica com fator de potência de 0,115 com tensão eficaz de 220V totalizando 1800W por saída e uma frequência de 20Hz.

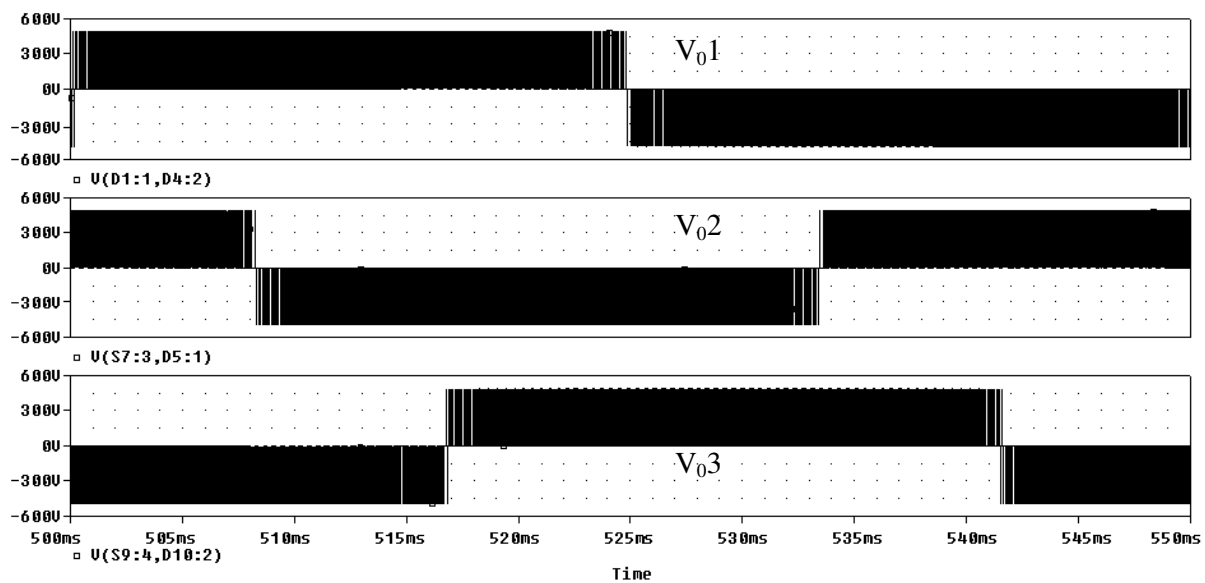


Fig. 5.2 Tensões em cada saída do inversor (carga resistiva trifásica).

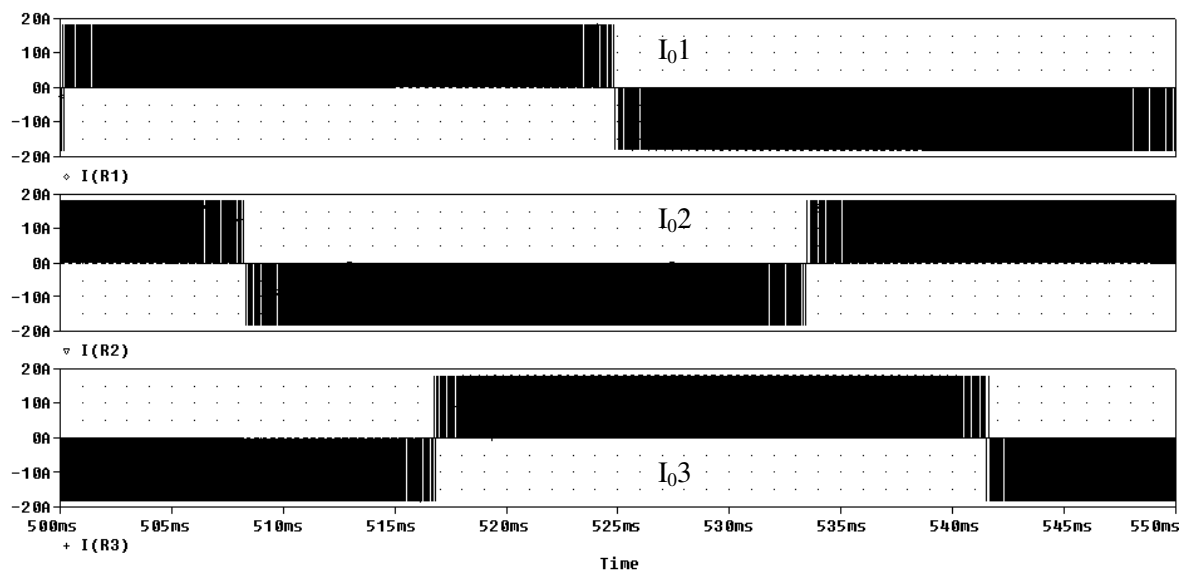


Fig. 5.3 Correntes em cada saída do inversor (carga resistiva trifásica).

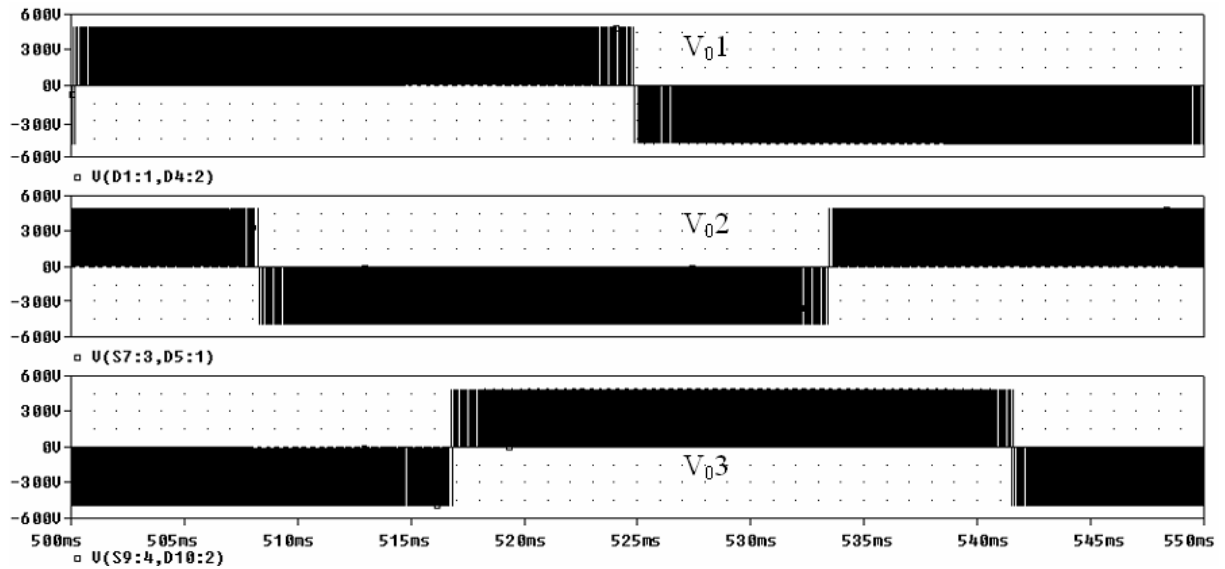


Fig. 5.4 Tensões em cada saída do inversor (carga RL trifásica).

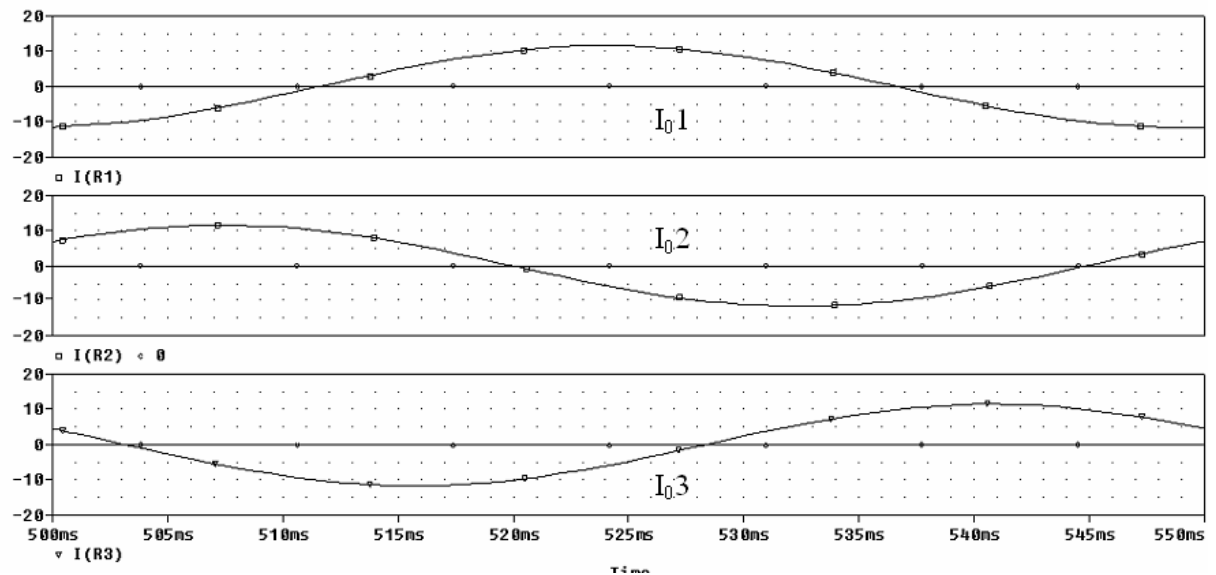


Fig. 5.5 Correntes em cada da saída do inversor (carga RL trifásica).

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE*

O protótipo de 5,4KVA montado no Grupo de Pesquisa de Automação e Robótica - GPAR do departamento de engenharia elétrica da UFC é apresentado nas figuras 5.6 e 5.7.

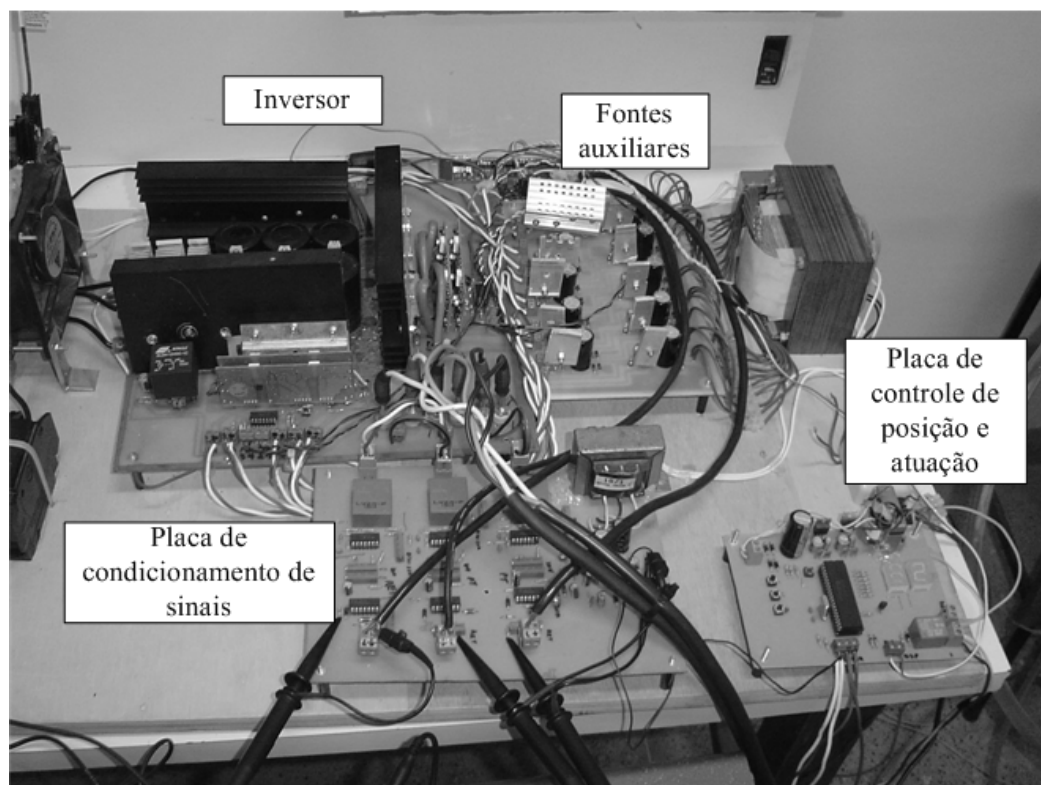


Fig. 5.6 Vista geral do protótipo montado no laboratório.

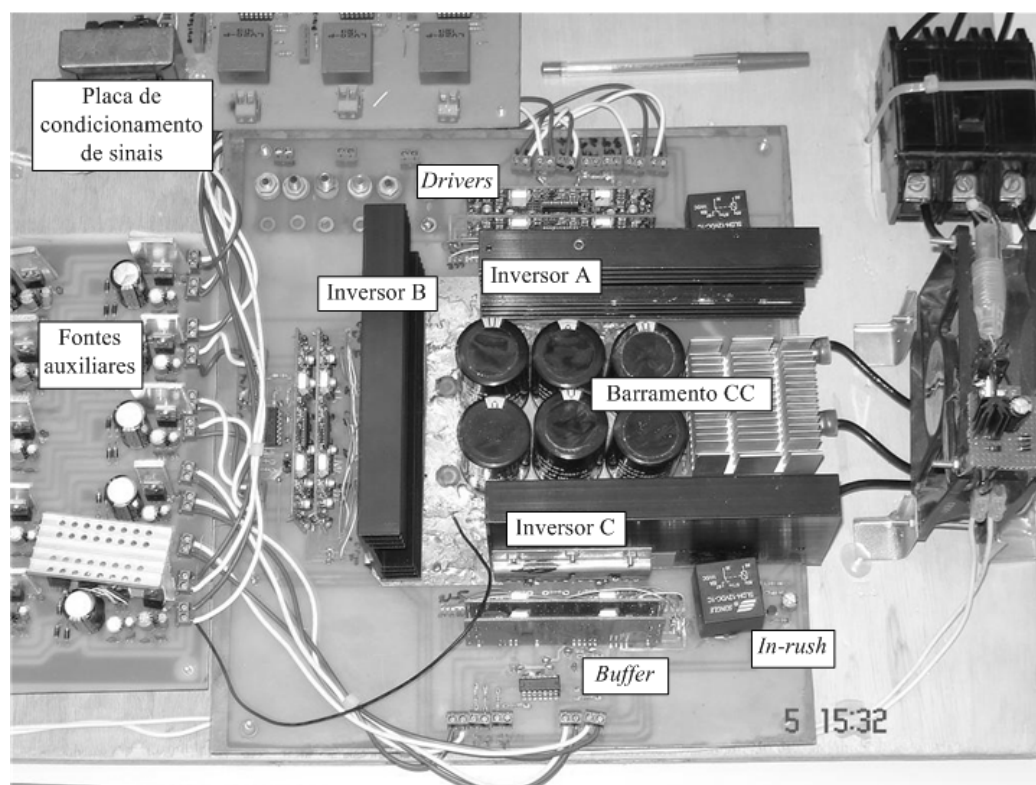


Fig. 5.7 Vista geral do protótipo montado no laboratório.

A figura 5.6 e 5.7 mostra toda a estrutura montada do protótipo desenvolvido onde estão presentes a placa de potência, controle, fonte auxiliar e *drivers*. Todos os esquemáticos dos circuitos se encontram no capítulo 4.

5.4.1 AQUISIÇÕES DOS INVERSORES MONOFÁSICOS EM PONTE COMPLETA

Os resultados experimentais para os inversores em ponte completa que compõe o inversor *double-bridge* são divididos para as situações de carga resistiva (1800VA por saída) e RL (motor de indução monofásico rotativo 1/3cv) ligadas na saída

- Carga resistiva

As fig. 5.8 (inversor A), 5.9 (inversor B), 5.10 (inversor C), apresentam as formas de onda da tensão e corrente de saída para uma carga resistiva de 1800 VA para cada um dos inversores, para uma tensão eficaz de saída de 220V e uma frequência de 60Hz.

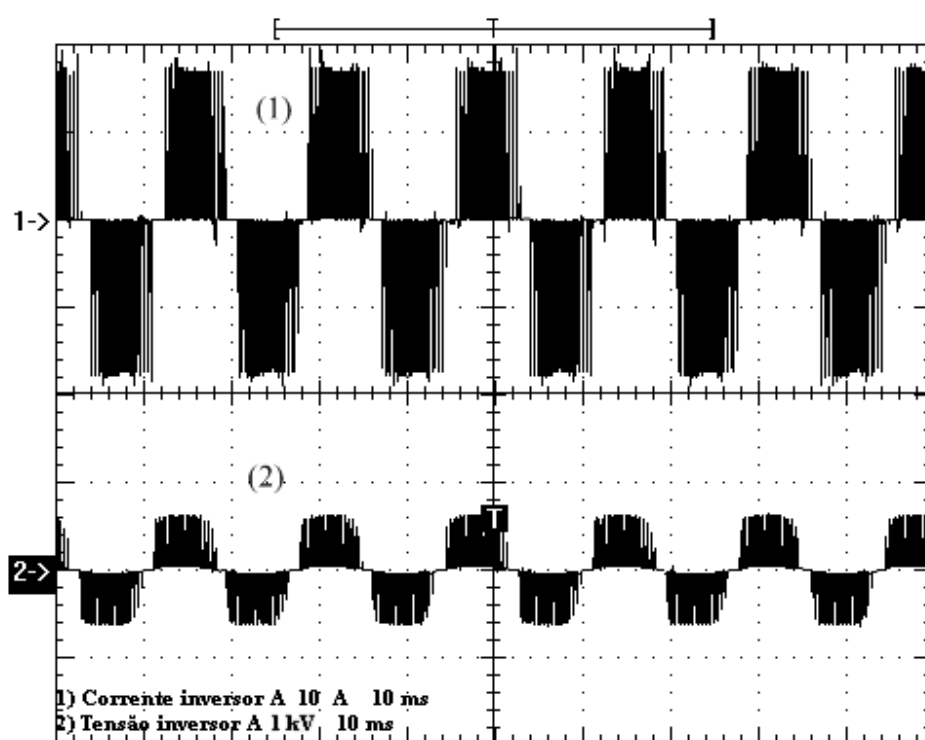


Fig. 5.8 Tensão e corrente de saída para o inversor A. 1)10A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.

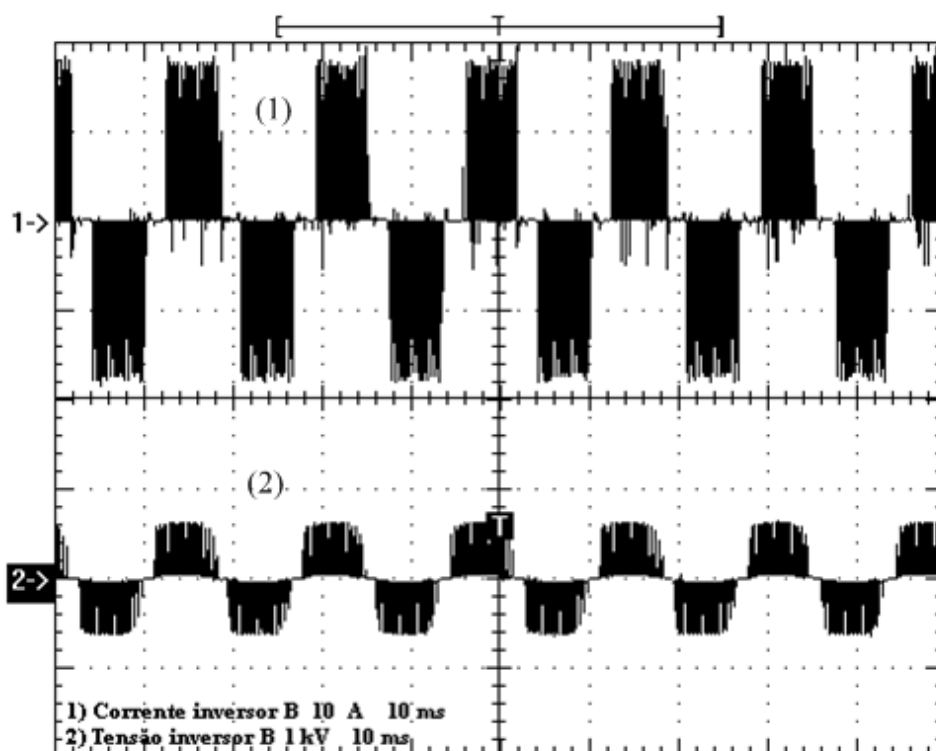


Fig. 5.9 Tensão e corrente de saída para o inversor B. 1)10A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.

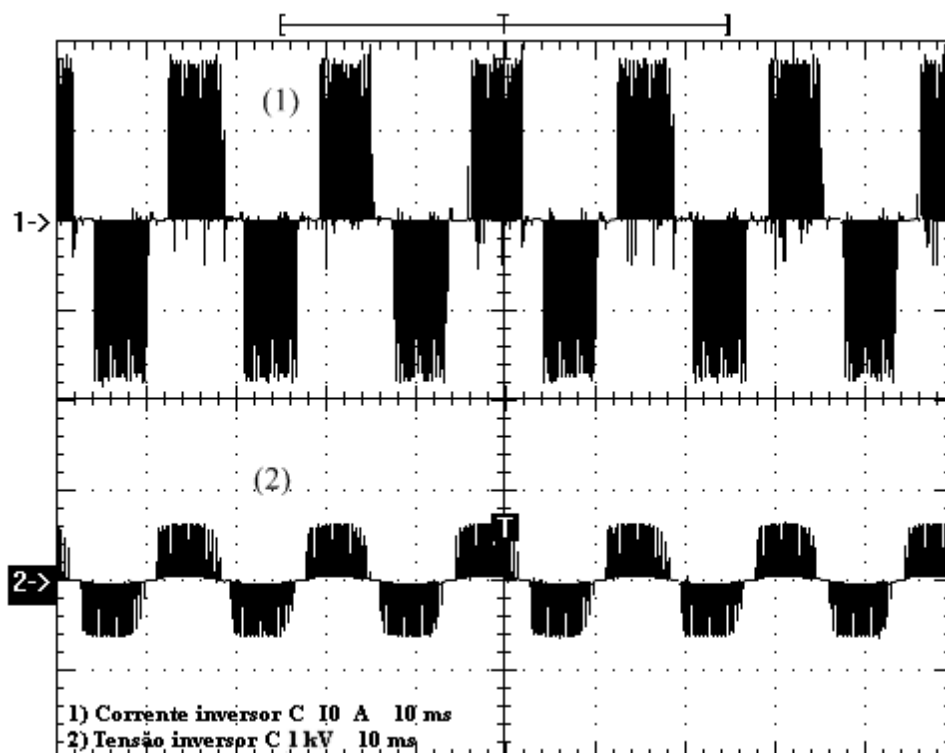


Fig. 5.10 Tensão e corrente de saída para o inversor C. 1)10A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.

Observa-se que a corrente para a carga resistiva permanece com o formato de PWM senoidal.

- Carga RL (motor de indução monofásico rotativo)

As fig. 5.11 (inversor A), 5.12 (inversor B), 5.13 (inversor C), apresentam as formas de onda da tensão e corrente de saída para uma carga RL, um motor monofásico rotativo de 1/3cv funcionando em vazio para cada um dos inversores, para uma tensão eficaz de saída de 220V e uma frequência de 60Hz.

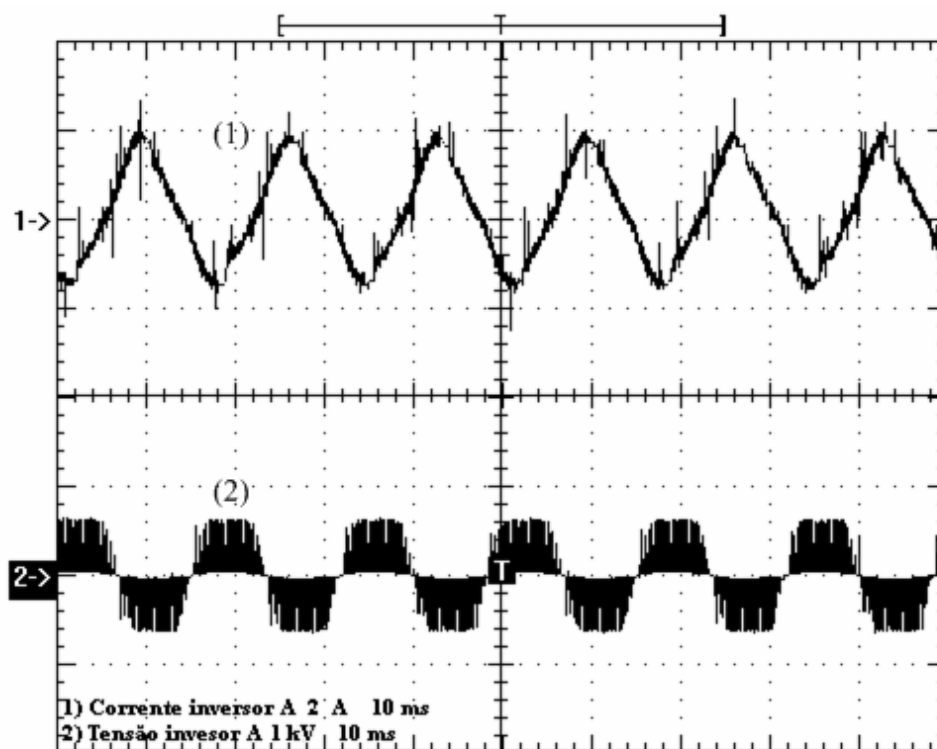


Fig. 5.11 Tensão e corrente de saída para o inversor A. 1)2A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.

Observa-se que a corrente para a carga RL começa a ter um formato senoidal devido às bobinas do enrolamento do motor atuar como filtro para a corrente.

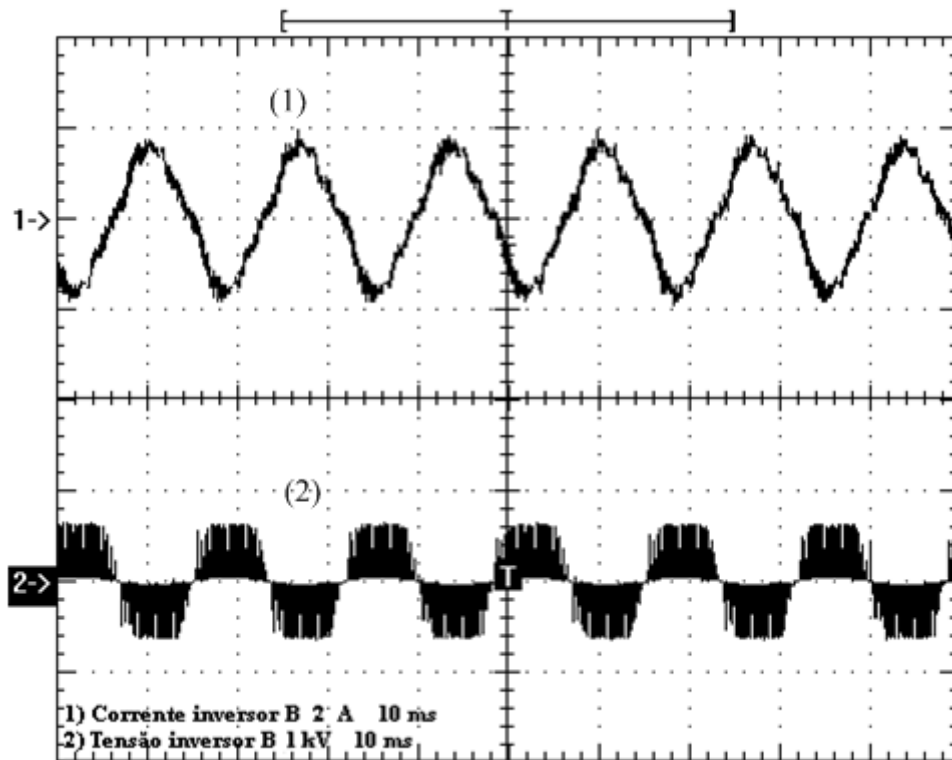


Fig. 5.12 Tensão e corrente de saída para o inversor B. 1)2A/div; 2)1k V/div; 10ms/div.

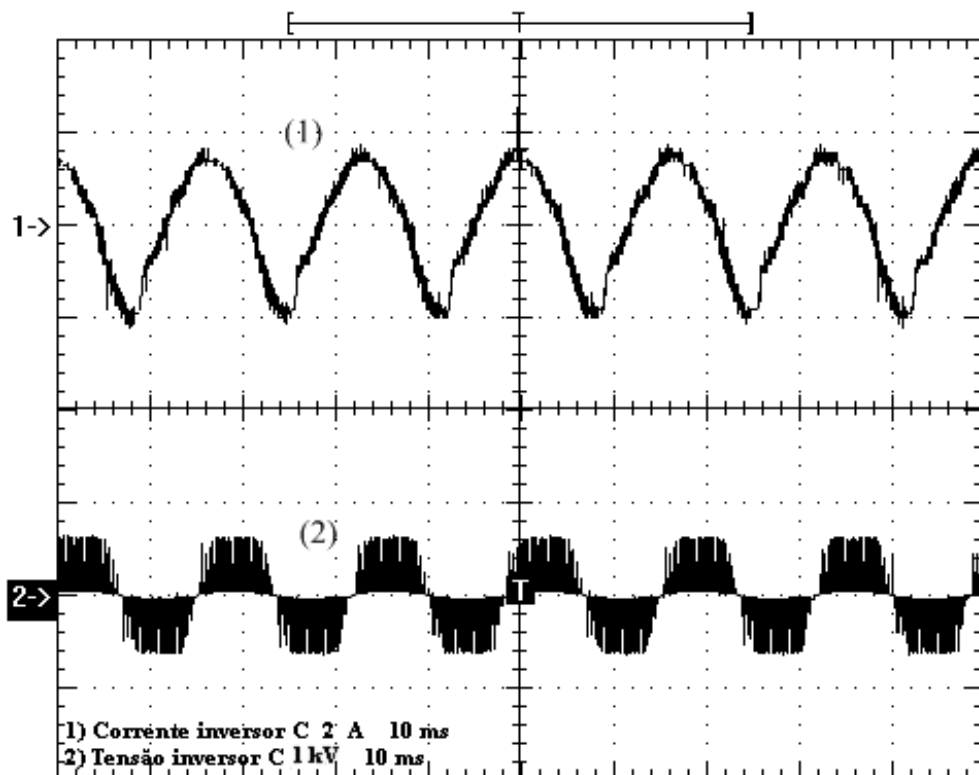


Fig. 5.13 Tensão e corrente de saída para o inversor C. 1)2A/div; 2)1kV/div; 10ms/div.

5.4.2 AQUISIÇÕES DO INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE*

Os resultados experimentais para o inversor *double-bridge* são divididos para as situações RL (motor de indução trifásico e motor de indução linear) ligadas na saída. Os ensaios para carga trifásica resistiva são apresentados no anexo 1.

- Carga RL 60Hz (motor de indução trifásico rotativo)

A fig. 5.14 apresenta as formas de onda de corrente de saída, a figura 5.15 apresenta as formas de onda da tensão de saída para uma carga RL, motor trifásico rotativo de 1/3 cv 1800rpm funcionando em vazio, para uma tensão eficaz de saída de 220V e uma frequência de 60Hz e um defasamento de 120° graus.

Observa-se que a corrente para a carga RL começa a ter um formato senoidal devido às bobinas do enrolamento do motor atuar como filtro para a corrente. E também ocorre uma diferença de correntes entre as fases, devido a regulação da tensão de saída, pois a mesma é ajustada para a malha fechada com o uso de um potenciômetro.

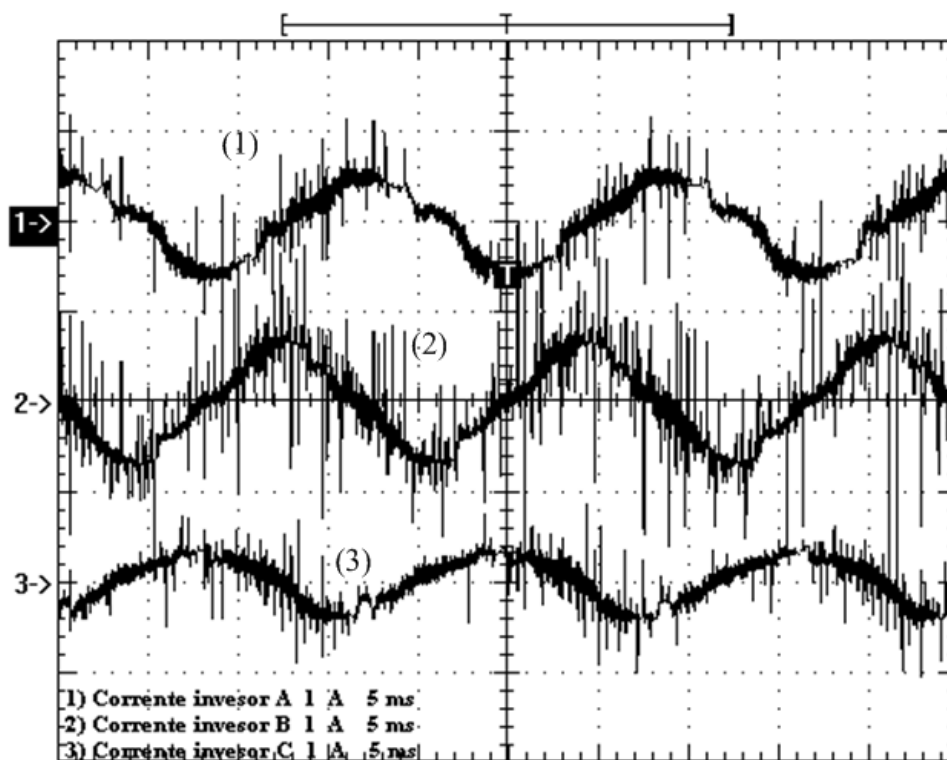


Fig. 5.14 Corrente de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1A/div; 5ms/div.

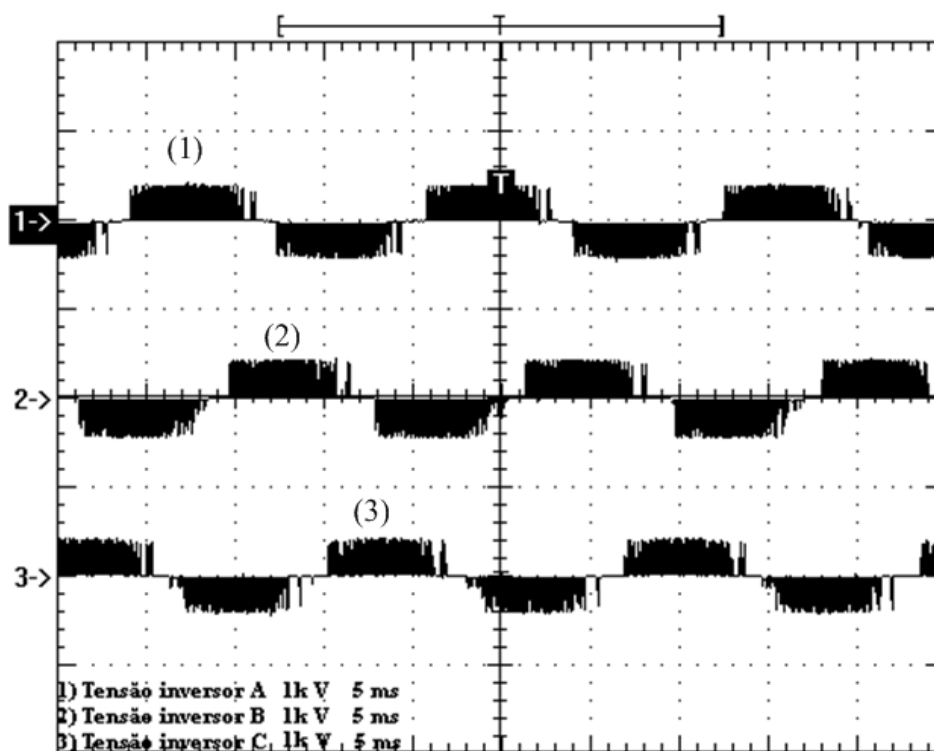


Fig. 5.15 Tensão de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 5ms/div.

- Carga RL 40Hz (motor de indução trifásico rotativo)

A fig. 5.16 apresenta as formas de onda de corrente de saída, a figura 5.17 apresenta as formas de onda da tensão de saída para uma carga RL, motor trifásico rotativo de 1/3 cv funcionando em vazio, para uma tensão eficaz de saída de 147V e uma frequência de 40Hz e um defasamento de 120° graus. A tensão eficaz de saída utilizada corresponde ao valor correspondente utilizado um controle V/F.

Com essa frequência aplicada foi verificada a velocidade do rotor com o uso de um tacômetro, assim o motor possuía uma velocidade de aproximadamente 1187Hz, ou seja, próximo a velocidade síncrona, pois o motor estava em vazio.

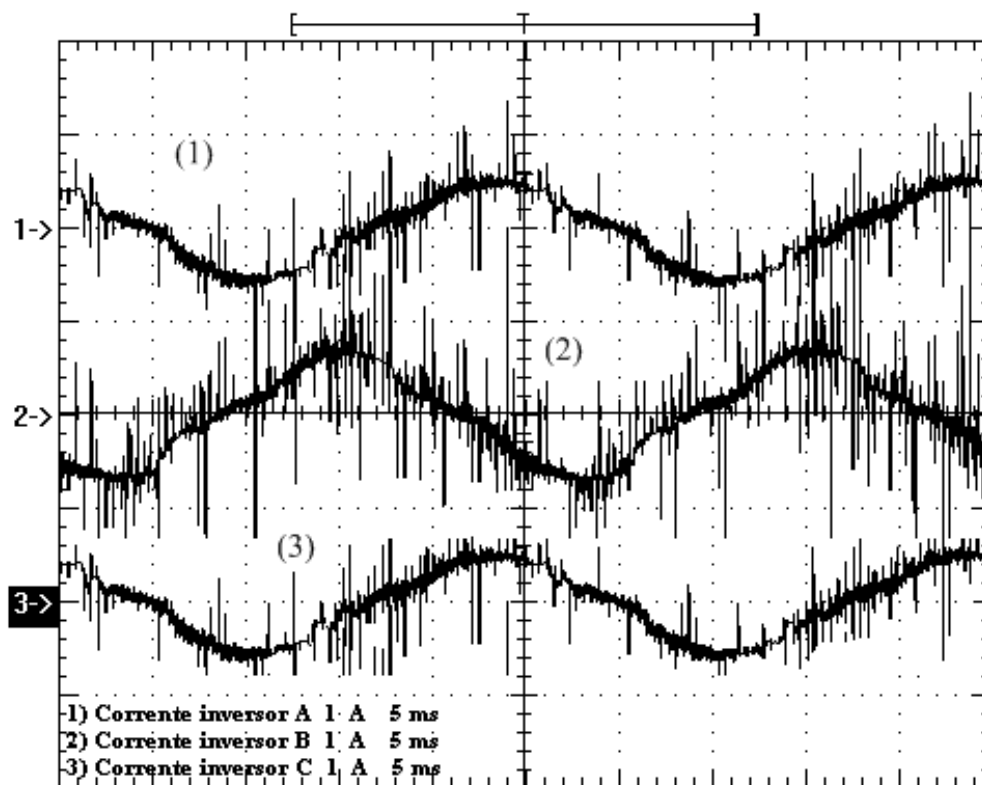


Fig. 5.16 Corrente de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1A/div; 5ms/div.

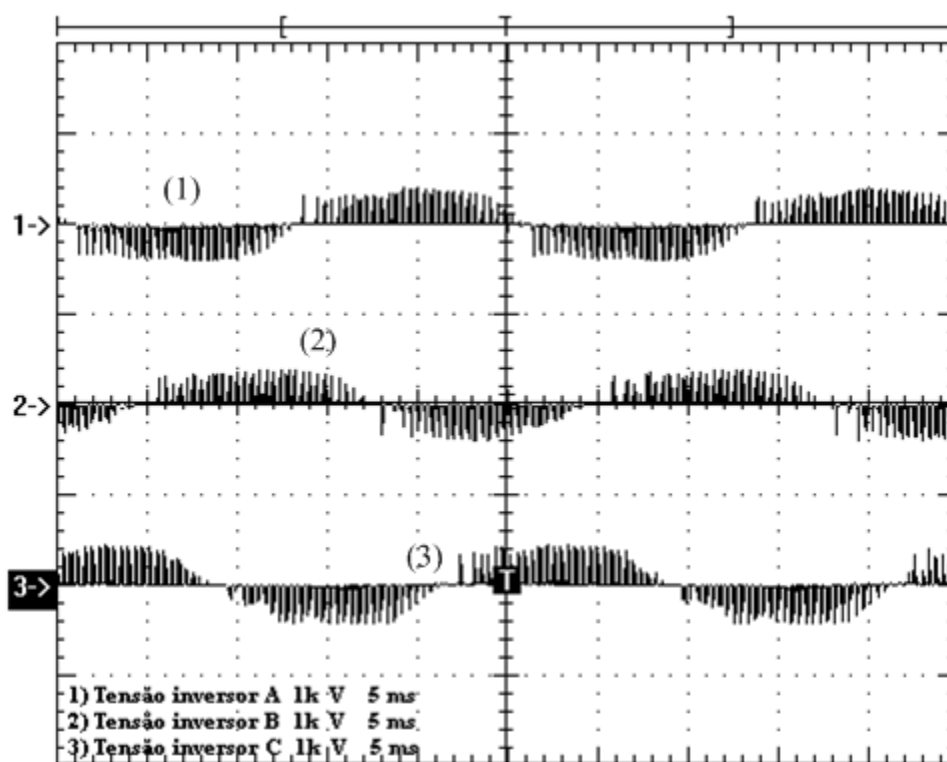


Fig. 5.17 Tensão de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 5ms/div.

- Carga RL 20Hz (motor de indução trifásico rotativo)

A fig. 5.18 apresenta as formas de onda de corrente de saída, a figura 5.19 apresenta as formas de onda da tensão de saída para uma carga RL, motor trifásico rotativo de 1/3 cv funcionando em vazio, para uma tensão eficaz de saída de 74V e uma frequência de 20Hz e um defasamento de 120° graus. A tensão eficaz de saída utilizada corresponde ao valor correspondente utilizado um controle V/F.

Com essa frequência aplicada foi verificada a velocidade do rotor com o uso de um tacômetro, assim o motor possuía uma velocidade de aproximadamente 588Hz, ou seja, próximo a velocidade síncrona, pois o motor estava em vazio.

Observa-se que a forma da tensão ficou alterada. Com alguns ensaios realizados posteriormente, observou-se que este fato acontece devido a baixa corrente a esta frequência de saída. Pois quando acrescentada carga ao eixo do rotor, conseqüentemente ocorrendo um aumento da amplitude da corrente, a tensão voltava a possuir o mesmo formato obtido nos ensaios anteriores.

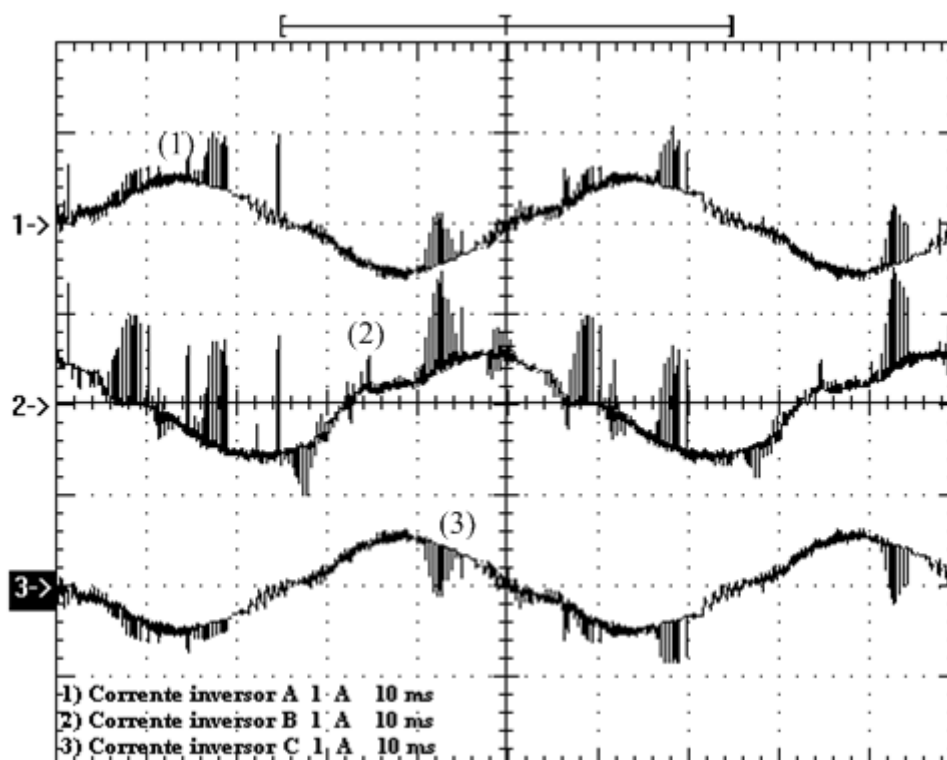


Fig. 5.18 Corrente de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1A/div; 10ms/div.

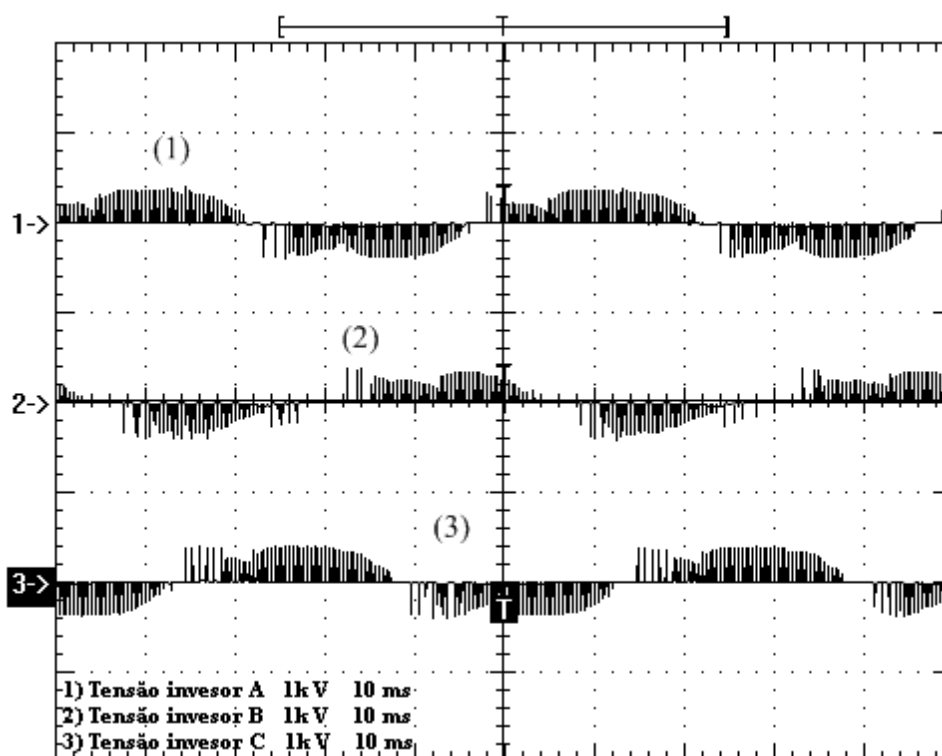


Fig. 5.19 Tensão de saída para o inverter *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.

- Carga RL 20Hz(motor de indução linear)

A fig. 5.20 apresenta as formas de onda de corrente de saída, a figura 5.21 apresenta as formas de onda da tensão de saída para o motor de indução linear projetado para o sistema de transporte vertical, para uma tensão eficaz de saída de 220V e uma frequência de 20Hz e um defasamento de 120° graus.

Observa-se que a forma da tensão normalizou-se, como afirmado no ensaio anterior. E que a corrente possui uma forma mais senoidal em relação aos ensaios realizados no motor rotativo. Este fato acontece pela maior indutância do motor linear em relação a sua contrapartida rotativa.

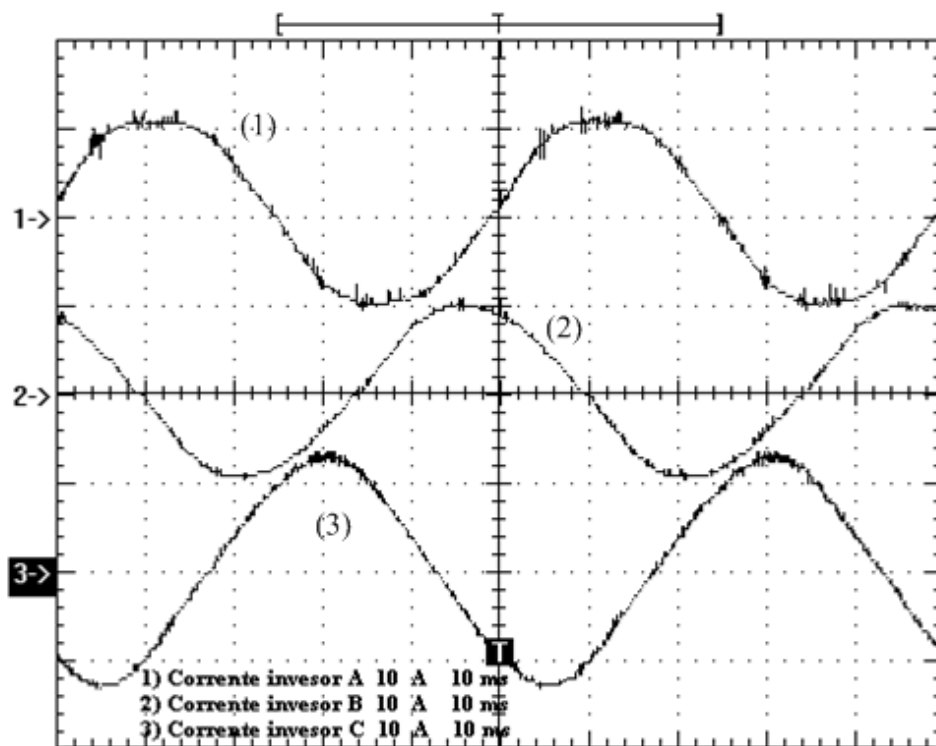


Fig. 5.20 Corrente de saída para o inverter *double-bridge*. 1)=2)=3)10A/div; 10ms/div.

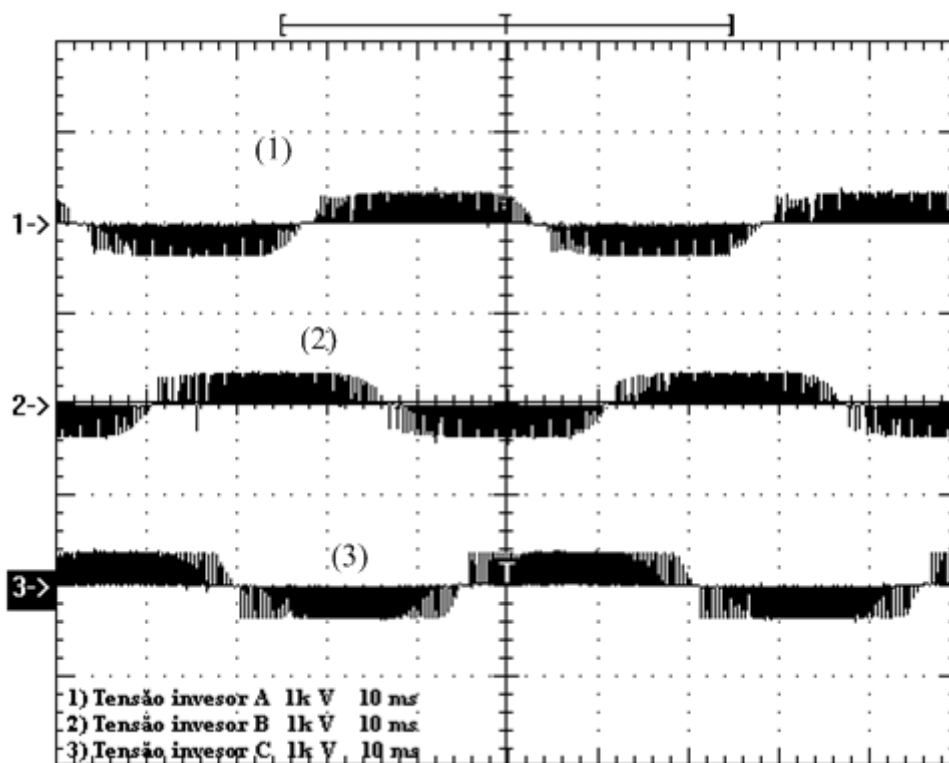


Fig. 5.21 Tensão de saída para o inverter *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.

- Carga RL 15Hz(motor de indução linear)

A fig. 5.22 apresenta as formas de onda de corrente de saída, a figura 5.23 apresenta as formas de onda da tensão de saída para o motor de indução linear projetado para o sistema de transporte vertical, para uma tensão eficaz de saída de 165V e uma frequência de 15Hz e um defasamento de 120° graus.

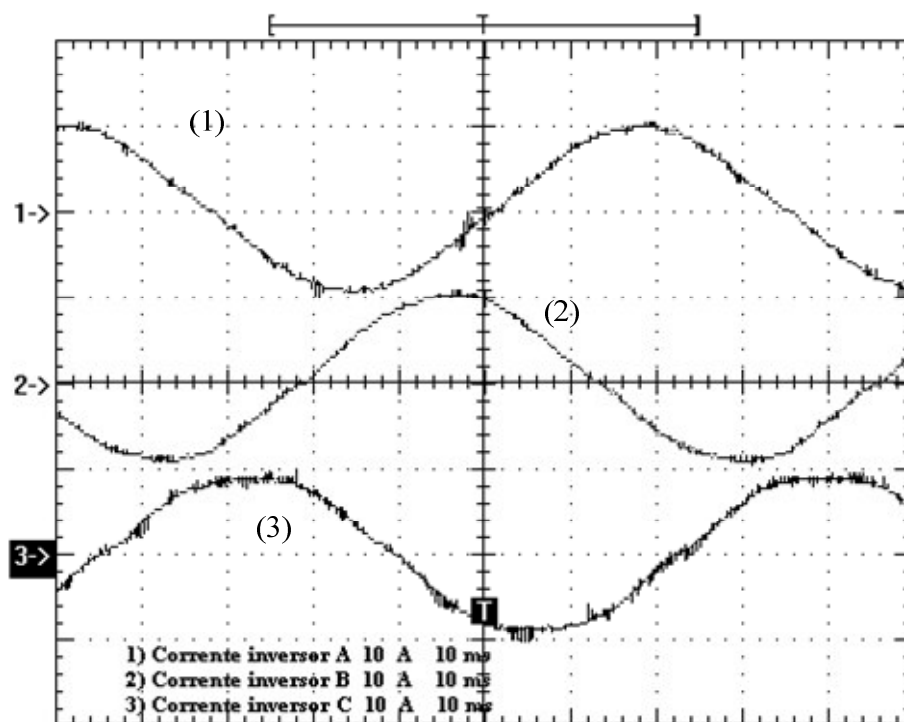


Fig. 5.22 Corrente de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)10A/div; 10ms/div.

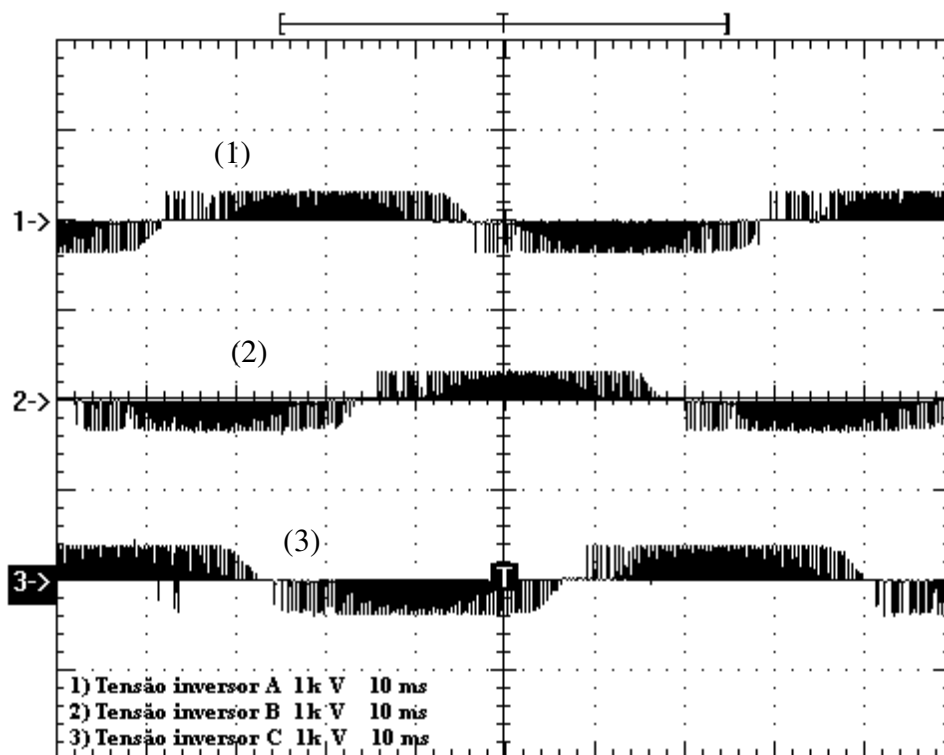


Fig. 5.23 Tensão de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.

- Carga RL 10Hz(motor de indução linear)

A fig. 5.24 apresenta as formas de onda de corrente de saída, a figura 5.25 apresenta as formas de onda da tensão de saída para o motor de indução linear projetado para o sistema de transporte vertical, para uma tensão eficaz de saída de 110V e uma frequência de 10Hz e um defasamento de 120° graus.

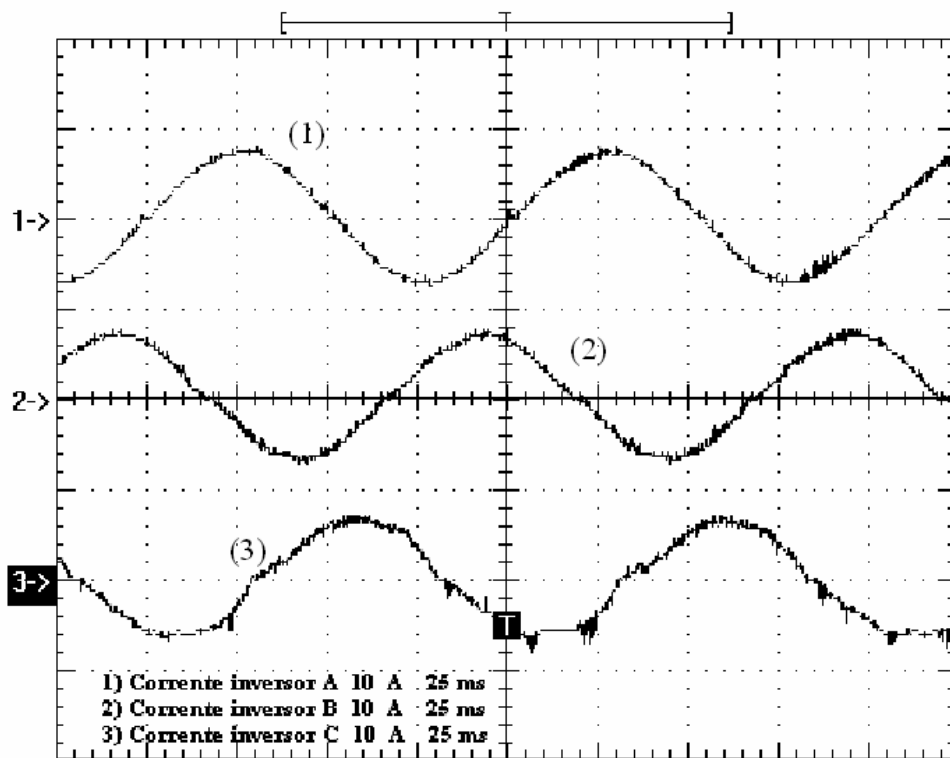


Fig. 5.24 Corrente de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)10A/div; 25ms/div.

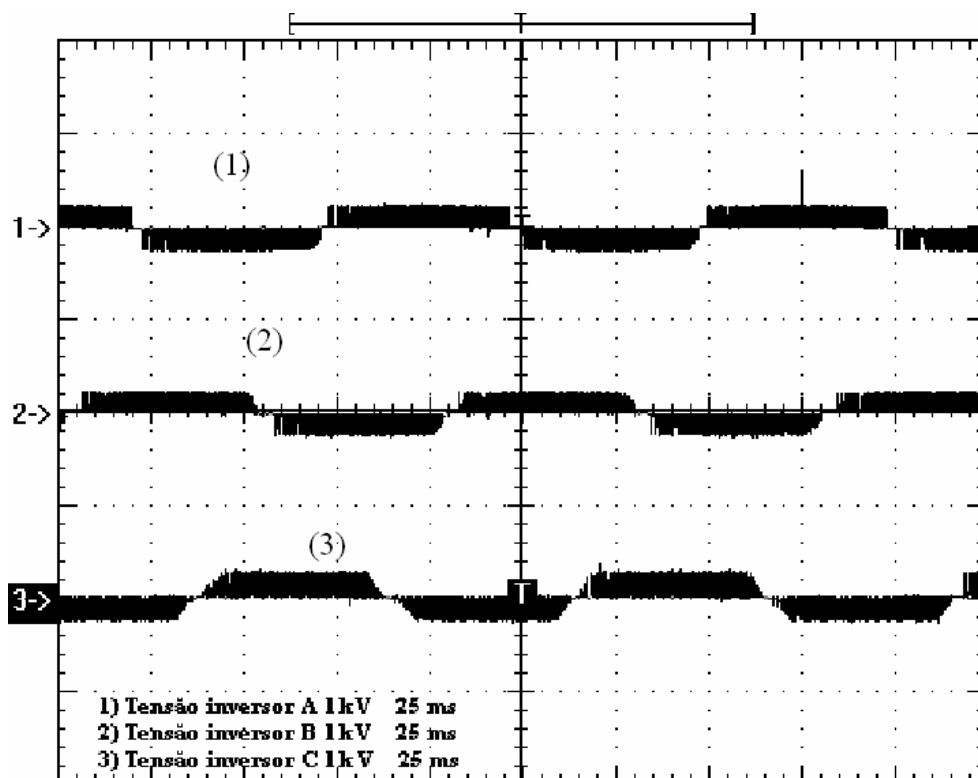


Fig. 5.25 Tensão de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 25ms/div.

5.4.3 AQUISIÇÕES DO INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE* PARA ACELERAÇÃO

Utilizando o controle V/f como descrito no capítulo anterior, foi feito um programa no DSP, para que o motor obtivesse uma partida em rampa de aproximadamente 1,5s.

A fig. 5.26 apresenta as formas de onda da corrente de saída, para uma partida utilizando o controle V/f aplicada ao motor de linear projetado. Para uma rampa com tensão eficaz saída variando de 0-220V e uma frequência variando de 0-20Hz e um defasamento de 120° graus.

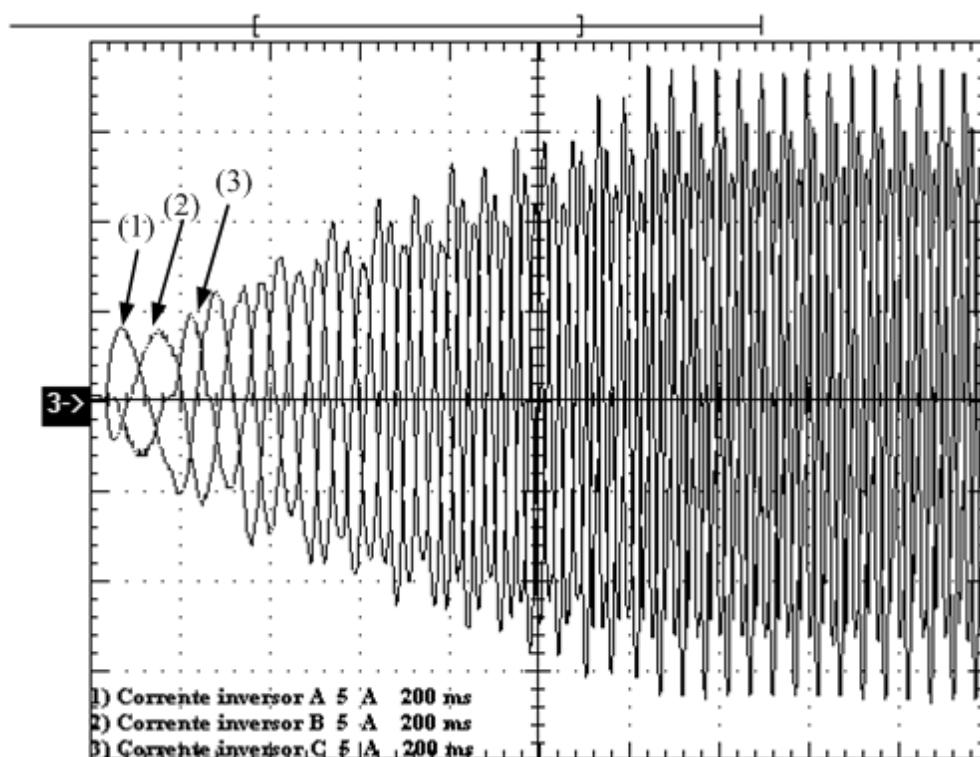


Fig. 5.26 Corrente de saída para uma rampa de aceleração aplicada ao MIL. 1)=2)=3)5A/div; 200ms/div.

5.4.4 AQUISIÇÕES DO INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE* PARA DESACELERAÇÃO

Utilizando o controle V/f como descrito no capítulo anterior, foi feito um programa no DSP, para que o motor obtivesse uma desaceleração em rampa de aproximadamente 2,5s.

A fig. 5.27 apresenta as formas de onda da corrente de saída, para uma partida utilizando o controle V/f aplicada ao motor linear projetado. Para uma rampa com tensão eficaz saída variando de 220-0V e uma frequência variando de 20-0Hz e um defasamento de 120° graus.

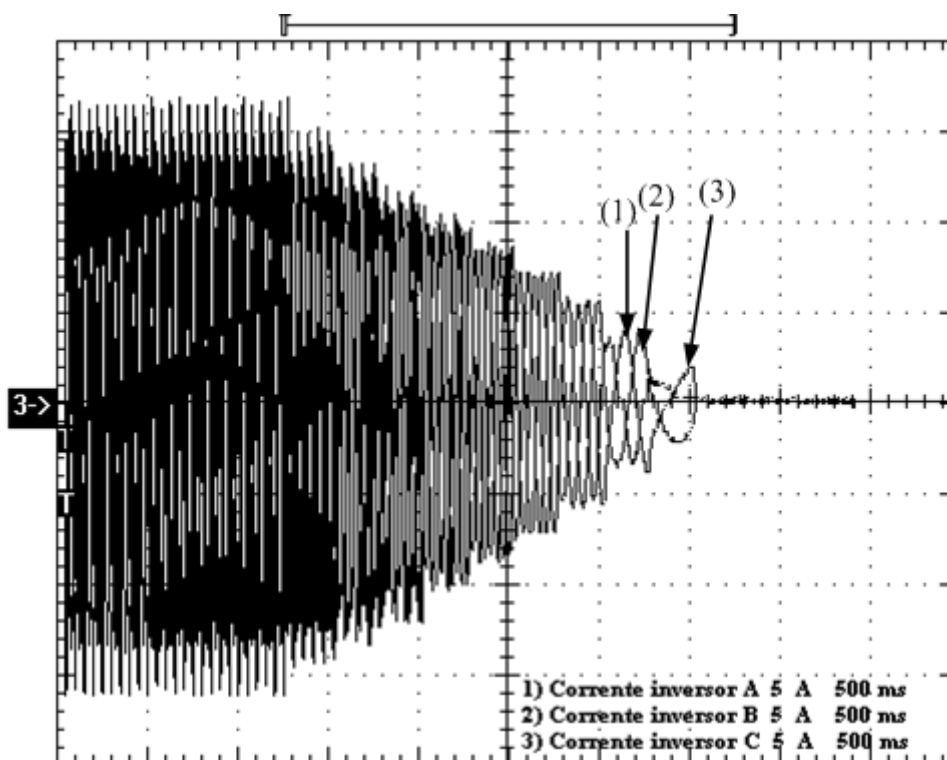


Fig. 5.27 Corrente de saída para uma rampa de desaceleração aplicada ao MIL. 1)=2)=3)5A/div; 500ms/div.

5.4.5 ENSAIOS DO MIL COM O INVERSOR *DOUBLE-BRIDGE* PARA DESEQUILIBRIO ESPACIAL ENTRE FASES

Este ensaio foi realizado, para futuras comparações propostas em [26], onde foi apresentada uma modelagem matemática para a comparação entre um motor linear e um motor rotativo com alimentação desbalanceada e assimétrica. O motor rotativo alimentado com um desbalanceamento em modulo e em desequilíbrio espacial entre as fases “b” e “c” com relação da fase de referência (fase “a”), representaria o MIL alimentado por tensão simétrica senoidal.

Assim o inversor servirá de ferramenta, para a realização de ensaios futuros e comprovação do modelo matemático proposto em [26]. Desta maneira o MIL foi ensaiado para um defasamento angular tomando o inversor da fase A como referência angular de (0°). Programou-se então o DSP para que o inversor B tivesse um defasamento de 116° e o inversor C de 244° graus conforme o diagrama vetorial de tensão apresentado na figura 5.28. O resultado obtido pode ser visto na figura 5.29 e 5.30.

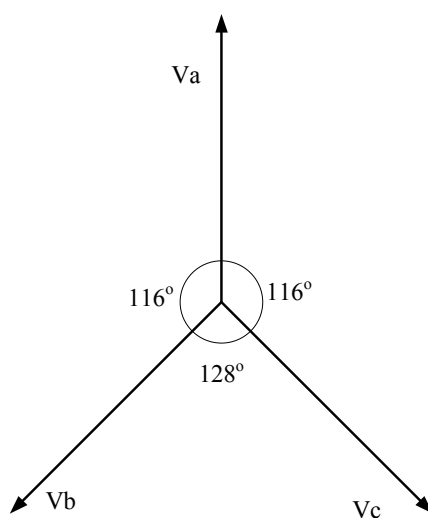


Fig. 5.28 Diagrama vetorial para tensão aplicada ao MIL.

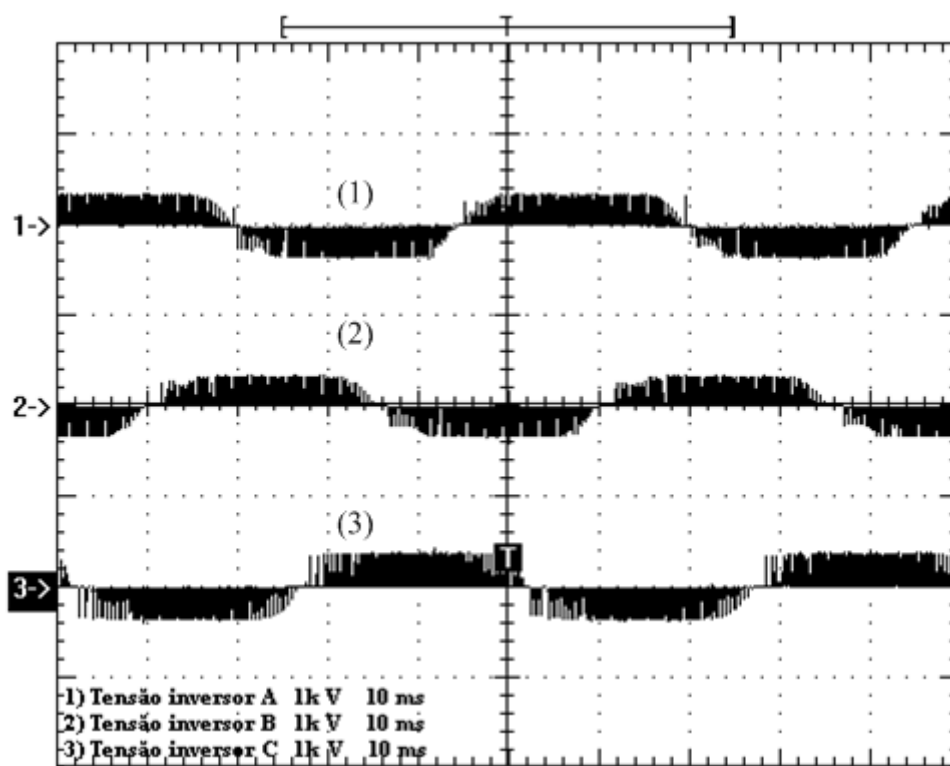


Fig. 5.29 Tensão de saída aplicando uma defasagem angular entre as tensões. 1)=2)=3)1kV/div; 10ms/div.

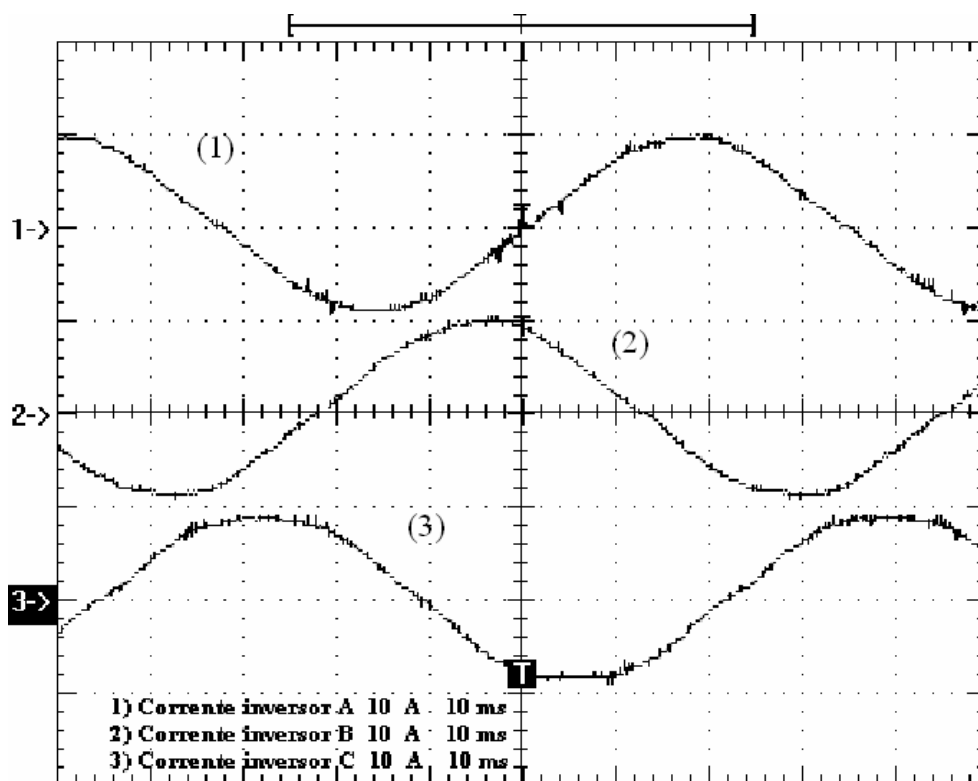


Fig. 5.30 Corrente de saída aplicando uma defasagem angular entre as tensões. 1)=2)=3)10A/div; 10ms/div.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais do protótipo que consiste no motor de indução linear e o inversor *double-bridge*, de acordo com os projetos realizados nos capítulos anteriores.

Foram realizados testes para cargas monofásicas e trifásicas (resistiva e RL). Como também realizaram-se ensaios controlando a tensão/frequência de saída para a obtenção de diferentes rotações no motor rotativo e ensaios de aceleração, desaceleração, regime e defasamento angular no motor linear.

Devido a limitações de medidas mecânicas, não foi possível a aquisição da força propulsora e velocidade no MIL, não permitindo a comprovação prática da força e velocidade nominal projetadas. No entanto, pode-se tirar uma conclusão através das formas de ondas e das observações feitas de que o sistema está funcionando, pois o sistema acelerou, entrou em regime e depois desacelerou ao longo do percurso, tanto para elevar ou descer a cabina. Espera-se que o projeto descrito ao longo desse trabalho traga contribuições relevantes para futuras implementações de análise do comportamento do motor.

CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado o estudo teórico e prático de um sistema de transporte vertical utilizando o motor de indução linear, sendo este composto do motor de tração e o sistema de acionamento e controle.

Foi observado que o elevador de tração com contrapeso, tem a grande vantagem da máquina de tração, ou seja, possui uma menor potência e conseqüentemente um menor consumo de energia; além de poder ser usado em edifícios de elevada altitude. Como vantagem do seu uso, um menor tempo de espera, menor gasto com construção civil e uma redução no espaço físico necessário para alocação do elevador, devido as suas características físicas e elétricas.

Foi feita uma breve análise comparativa dos motores lineares de indução e motores rotativos convencionais, para que as principais diferenças existentes fossem bem representadas e discutidas. Como também foram apresentadas as vantagens do uso do mesmo em contrapartida ao rotativo em aplicações industriais.

Com os parâmetros para o protótipo do elevador e as características desejadas especificadas, um protótipo de um MIL bi-lateral, foi projetado e construído, bem como a estrutura mecânica do elevador, o freio eletromagnético e o sistema de parada.

Observou-se que no projeto do MIL muitas vezes alguns parâmetros calculados, foram adotados um parâmetro diferente, porém aproximado, para a facilitação da sua construção mecânica do mesmo.

Durante o uso do processador DSP TMS320F2812, observou-se que sua aplicação em controle de conversores, mostra-se bem apropriado devido a alta velocidade de processamento e de conversão A/D.

Durante a análise da operação do inversor de tensão *double-bridge* mostrou-se que o inversor comporta-se como três inversores em pontes completa, com modelagem dinâmica e estratégia de operação igual.

No projeto do inversor foi escolhida a modulação senoidal retificada devido o uso de um DSP para realização do controle, pois o mesmo não opera com tensões negativas.

Como o inversor de tensão *double-bridge* corresponde a três inversores monofásicos em ponte completa, o DSP pode controlar de maneira independente cada um deles, ou seja, impor níveis de tensão eficaz, defasamento angular e frequência da tensão fundamental de saída, diferentes. Com isso seu uso no acionamento do motor linear, o torna uma ferramenta para impor diferentes condições de alimentação para estudos futuros.

Foram mostrados as técnicas de controle digital, a estrutura da programação (cálculo da malha de tensão e controle de velocidade) e os hardwares necessários para a utilização do DSP, comprovando a diversidade de técnicas de controle que podem ser implementadas usando o DSP sem que se altere nada no hardware proposto.

Os resultados experimentais obtidos foram satisfatórios. Podendo realizar o acionamento do motor linear com uma alimentação assimétrica, com uma defasagem angular e um controle V/f.

Devido a limitações de medidas mecânicas, não foi possível a aquisição da força propulsora e velocidade no MIL, não permitindo a comprovação prática da força e velocidade nominal projetadas. No entanto, pode-se tirar uma conclusão através das formas de ondas e das observações feitas, que o sistema está funcionando, pois acelerou, entrou em regime e depois desacelerou ao longo do percurso, tanto para elevar ou descer a cabina. Isto possibilita uma grande gama de ensaios, elétricos e mecânicos, muitos deles não contemplados nesta dissertação, que respalda bastante os resultados experimentais deste trabalho.

O trabalho buscou contribuir para o desenvolvimento e metodologia de projeto para um sistema de transporte vertical utilizando o MIL de indução como contrapeso.

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, comprovou-se a aplicabilidade do uso do MIL em elevadores, sugere-se estender essa comprovação para a utilização do motor síncrono ou de relutância variável e no futuro a retirada do cabo junto como contrapeso.

Uma importante contribuição pode ser dada através da modelagem por elementos finitos dos campos magnéticos, assim como a análise de soluções numéricas para otimizar futuros projetos. Outra significativa contribuição poderá ser realizada através da aferição direta da força e da velocidade, por meio de um equipamento específico, de modo a avaliar a comprovação do projeto.

Pode-se também utilizar o sistema construído para realização de um controle de velocidade em malha fechada, utilizando técnicas de controle avançados com ou sem sensor de velocidade.

Por propiciar uma grande variação da alimentação para o motor, o inversor pode ser utilizado por realizar diferentes tipos de alimentação e conseqüentemente analisar qual o melhor tipo de alimentação para este tipo especial de motor.

Com uma pequena alteração do inversor e na programação do DSP, se obtém o inversor trifásico em meia ponte, para realizar novos de ensaios de acionamento do MIL.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GIERAS, J. F. *Linear Induction Drives*. Clarendon Press – Oxford. London, UK. 298 p. 1994.
- [2] GIERAS, J.F.; HARTZENBERG, P.D., MAGURA, I.J. and WING, M. *Control of an elevator drive with a single-sided linear motor*. The European Power Electronics Association, 1993, pp.353-358.
- [3] *OTIS Elevator Company*. Disponível em <<http://www.otis.com/otis/>>. Acesso em 04 de dezembro de 2006.
- [4] OTIS, G. E., *Improvement in Hoisting Apparatus*, US Patent 31,128,1861.
- [5] GIERAS, J. F.; PIECH, Z.J. *Linear synchronous motor: transportation and automation systems*. CRC Press LLC – Boca Raton, Florida, US. 327 p. 1999
- [6] ISHII, T., *Elevators for Skyscrapers*, IEEE Spectrum, No.9, 1994, pp. 42-46.
- [7] CRUISE, R. J. and LANDY, C.F., *Linear Synchronous Motor Propelled Hoist for Mining Applications*, The 31st IEEE Ind. Appl. Conf., San Diego, CA, 1996.
- [8] SIMONE, Gilio Aluisio. *Uma Contribuição ao Estudo dos Conversores Assíncronos Lineares*. Uberlândia – MG. Universidade Federal de Uberlândia 1989. Dissertação de Mestrado.
- [9] SIMONE, Gilio Aluisio. *Máquinas de Indução Trifásicas - Teoria e Exercícios*. São Paulo: Editora Erica 2000
- [10] YAMAMURA, S., *Theory of Linear Induction Motors*, University of Tokyo Press. Tokyo, Japan. 235p. 1972
- [11] LAITHWAITE, E. R. *Máquinas de Inducción Especiales*, Editorial Labor, S. A., Barcelona, Espanha. 371p. 1976
- [12] PONTES, Ricardo Silva Thé. *Modelagem do Motor de Indução Linear Baseando-se na Equivalência com o Motor Rotativo*. Uberlândia – MG. Universidade Federal de Uberlândia 2003. Tese de Doutorado.
- [13] *TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide (Rev. D)*, Technical Reference, Texas instruments, Houston, 2004
- [14] *TMS320x28xx, 28xxx Peripherals Reference Guide (Rev. D)*, Technical Reference, Texas instruments, Houston, 2006
- [15] *SPECTRUM DIGITAL. F2812 eZdsp Technical Reference*, Technical Reference, DSP Development, Houston, 2003.

- [16] PRAÇA, P. P., *Projeto e implementação e comparação de controladores digitais aplicados a um inversor três níveis*. Fortaleza – CE. Universidade Federal do Ceará 2006. Dissertação de mestrado.
- [17] BARBI, I; MARTINS, D. C., *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis-SC. 5º edição, Edição dos Autores, 2001.
- [18] BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. 1ª Edição. Florianópolis. Editora: Sagra, 2000.
- [19] MOHAN, Ned; Undeland, Tore M.; Robbins, William P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 2ª Edição. USA. Editora Wiley, 1998.
- [20] YI ZHANG, SOBHANI, S., CHOKHAWALA, R.; *Snubber Considerations for IGBT Applications*. IPEMC, 1994. pp.261-269.
- [21] SEMIKRON. *Semidriver SKHI 20op, Data Sheet*. <http://www.semikron.com>, 27-08-2004.
- [22] LEM. *Voltage Transduce LV 20-P, Data Sheet LV 20-P*. <http://www.lem.com>.
- [23] PERTENCE JR., A., *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*, 6ª Edição. Porto Alegre-RS, Editora Bookman. 2003
- [24] BARBI, I; Martins, D. C. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. Florianópolis. Edição dos Autores, 2005.
- [25] LINDEKE, D. *Projeto de um Filtro Ativo Paralelo de 1KVA Usando Técnicas de Controle Analógico e Digital*. Florianópolis, 2003. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- [26] PONTES, R. S. T. *Modelagem do motor de indução linear baseando-se na equivalência com o motor rotativo*. Uberlândia – MG. Universidade Federal de Uberlândia(UFU) 2003. Tese de Doutorado.
- [27] SEN, P. C. “Principles of electric machines and power electronics.” New York: John Wiley & Sons. 1997.
- [28] AMIRKHANI, H. and SHOULAIE, A. *Online control of thrust and flux in linear induction motor*. IEE Proc.-Electr. Power Appl. Vol 150, No. 5 September 2003. pp. 515-520.
- [29] LAITHWAITE ,E. R. *Linear electric machines – a personal view* Proceedings of the IEEE, v. 63, n. 2,p.250-290, 02/1975.
- [30] POLOUJADOFF, M. *The theory of linear Induction Machinery*. Oxford: Clarendon Press/Oxford University Press, 1980.

- [31] CREPPE, G. A. *Uma contribuição a modelagem de máquinas de indução lineares*. Campinas – SP. Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) 1997. Tese de Doutorado.
- [32] HABETLER, T. G. PROFINO, F. PASTORELLI, M. and TOLBERT, L.M., *Direct torque control of induction machines using space vector modulation*. IEEE-IAS Meeting conference record, 1991, pp.428-436.
- [33] OOI, B.T. *A generalized machine theory of linear induction motor*, IEEE Trans. Power Appar. Syst.,1973, 92 , pp 1252-1259.
- [34] PONTES, R. S. T.; SANTOS, B e; NETO, M. *Dynamic analysis of the linear induction motors*. In: MAGLEV2000 - 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON MAGNETICALLY LEVITATED SYSTEMS AND LINEAR DRIVES., 2000, Rio de Janeiro. Proceedings of the MAGLEV-2000, 2000.
- [35] PONTES, R. S. T.; SANTOS, B e; NETO, M . *A linear induction motors applied to a guillotine*. In: MAGLEV2000 - 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON MAGNETICALLY LEVITATED SYSTEMS AND LINEAR DRIVES., 2000, Rio de Janeiro. Proceedings of the MAGLEV-2000, 2000. v. 1. p. 423-428.

APÊNDICE A
(PROGRAMA DE CONTROLE DO DSP)

```

#####
//
// FILE:  PWMMA3.c
//
// TITLE:  PWM EM MALHA ABERTA TRIFASICO
//
#####
// Ver | dd mmm yyyy | Who | Description of changes
//
=====
=====
// 2.00| 12 Out 2006 | UFOX | comparador tipo PI e rampa de subida e descida
#####

```

```

#include "DSP281x_Device.h" // DSP281x Headerfile Include File
#include "DSP281x_Examples.h" // DSP281x Examples Include File
#include <sgen.h>

```

```

SGENT_3 sgen = SGENT_3_DEFAULTS; //necessario para gerar senoide
int x1,x2,x3,y1,y2,y3,flag,contador,vel,contadorzao,d,s,liga,desliga,sobe,desce;
//variaveis de saida da senoide
long lido1,lido2,lido3;
long lido1a,lido2a,lido3a,lido4a;
long lido1b,lido2b,lido3b,lido4b;
long lido1c,lido2c,lido3c,lido4c;
signed long erro1,erroa1,erro2,erroa2,erro3,erroa3,u1,u1a,u2,u2a,u3,u3a,M;
signed long v1,v2,v3,testemax;

```

```

// Prototype statements for functions found within this file.

```

```

interrupt void eva_timer1_isr(void); //rotina interrupcao timer 1
interrupt void eva_timer2_isr(void); //rotina interrupcao timer 2
void init_ev(void); //rotina inicializa timer 1 e 3
void init_adc(void); //rotina pra inicializar adc
void Gpio_select(void); //rotina inicializa GPIO

```

```

void main(void)
{
//inicializacao de variaveis
d=0; //muda a referencia da senoide para subir ou desce
s=0;
flag=1; //flag=1 para iniciar em period match
erro1=0;
erro2=0; //variavel de erro sinalizada
erro3=0;

```

```

erroa1=0;
erroa2=0; //variavel de erro anterior
erroa3=0;
x1=0;
x2=0; //variavel de senoide gerada sinalizada
x3=0;
y1=0;
y2=0; //variavel de senoide retificada sinalizada
y3=0;
u1=0;
u1a=0;
u2=0; //variavel de tensao de saida anterior sinalizada
u2a=0;
u3=0;
u3a=0;
v1=0;
v2=0; //variavel de tensao de saida atual sinalizada
v3=0;
lido1a=0;
lido2a=0;
lido3a=0;
lido4a=0;

lido1b=0;
lido2b=0;
lido3b=0; //variaveis para leitura de tensao pelo adc pra media
lido4b=0;

lido1c=0;
lido2c=0;
lido3c=0;
lido4c=0;

lido1=0;
lido2=0; //variavel para tensao lidas pelo ADC valor medio
lido3=0;

testemax=0x1388; // variavel para teste se ultrapassou modulacao

flag=1; //flag=1 para iniciar em period match
erro1=0;
erro2=0; //variavel de erro sinalizada
erro3=0;
erroa1=0;
erroa2=0; //variavel de erro anterior
erroa3=0;
contador=0; //contador para cada .1s
contadorzao=0; //contador de regime permanente
vel=0; //controla a entrada nos niveis acelecarao regime desaceleracao
M=2; //muda a frequencia

```

```

liga=0;      //flag para indicar q pode ligar o investidor
desliga=1;   //flag para desligar o investidor
sobe=0;      //flag para indicar pino de subir acionado
desce=0;     //flag para indicar pino de subir acionado

// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the DSP281x_SysCtrl.c file.
InitSysCtrl();

// Step 2. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
DINT;

// Initialize PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP281x_PieCtrl.c file.
InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP281x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP281x_PieVect.c.
InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers

PieVectTable.T1PINT = &eva_timer1_isr; //aciona a interrupcao em periodo compare
PieVectTable.T1UFINT = &eva_timer1_isr; // aciona a interrupcao em periodo
// underflow
PieVectTable.T2PINT = &eva_timer2_isr; //aciona a interrupcao do timer 2 em 5hz

EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 3. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in DSP281x_InitPeripherals.c
// InitPeripherals(); // Not required for this example
InitAdc(); // inicia ADC
init_ev(); // inicia EV
init_adc(); // inicia parametros do ADC

```

```

// Step 4. User specific code, enable interrupts:
    Gpio_select(); //determina portas como devem funcionar

    PieCtrlRegs.PIEIER2.all = 0x0028; //Enable PIE group 2 interrupt 4 for T1PINT and
T1UFINT

    PieCtrlRegs.PIEIER3.all = M_INT1; // Enable PIE group 3 interrupt 1 for T2PINT

// Enable CPU INT2 for T1PINT, INT3 for T2PINT, INT4 for T3PINT
// and INT5 for T4PINT:
IER |= (M_INT2 | M_INT3);

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT;          // Enable Global interrupt INTM
ERTM;          // Enable Global realtime interrupt DBGM
    sgen.offset=0; //offset pra senoide
    sgen.gain=0; //ganho da senoide
    sgen.freq=0; // frequencia desejada (15khz)
    sgen.step_max=1000; //numero maximo de passos

// Step 5. IDLE loop. Just sit and loop forever:
while(1)
{
    sobe = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA9;
    desce = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA10; //verifica pinos
    if (liga==0)
        {
            if (sobe==1)
                {
                    s=1;
                    d=0; //diz pra subir
                    liga=1;
                }
            if (desce==1)
                {
                    s=0;
                    d=1; //diz pra descer
                    liga=1;
                }
        }
}

void init_adc(void)

```

```

{
  AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=1;          // divide o clock do AD por 2
  AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x000B;    // Setup 3 conv's on SEQ1

  AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS=1;       //divide o clock do AD por 5
  AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;    // 1 Cascaded mode

  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Setup ADCINA0 as 1st SEQ1
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x0; // Setup ADCINA0 as 2nd SEQ1
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x0; // Setup ADCINA0 as 3rd SEQ1
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x0; // Setup ADCINA0 as 3rd SEQ1
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x3; // Setup ADCINA3 as 1st SEQ2
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x3; // Setup ADCINA3 as 2nd SEQ2
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x3; // Setup ADCINA3 as 3rd SEQ2
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x3; // Setup ADCINA3 as 3rd SEQ2
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x6; // Setup ADCINA6 as 1st SEQ3
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x6; // Setup ADCINA6 as 2nd SEQ3
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x6; // Setup ADCINA6 as 3rd SEQ3
conv.
  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x6; // Setup ADCINA6 as 3rd SEQ3
conv.

  AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1; // Enable EVASOC to start SEQ1
}
void init_ev(void)
{
  // Initialize EVA Timer 1 e 3:
  // Setup Timer 1 e 3 Registers (EV A e B)
  EvaRegs.GPTCONA.all = 0;
  EvbRegs.GPTCONB.all = 0;
  EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 2;    // Enable EVASOC in EVA para period
match

  // Set the Period for the GP timer 1 e 3
  EvaRegs.T1PR = 0x1388;    // Periodo para 7500Hz
  EvaRegs.T2PR = 0x7270;    // Perido para 10Hz
  EvbRegs.T3PR = 0x1388;    // Periodo para 7500Hz

```



```

EvaRegs.T1CMPR = 0x0000; // Compare Reg
EvaRegs.T2CMPR = 0x0000; // Compare Reg
EvbRegs.T3CMPR = 0x0000; // Compare Reg

// Enable Period interrupt bits for GP timer 1 e 2
//EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1; //libera interrupcao pra timer 1
//EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT = 1;
EvaRegs.EVAIMRA.all = 0x0280; //libera interrupcao pra timer 1 periodo e
underflow
EvaRegs.EVAIFRA.all = 0x0280;
EvaRegs.EVAIMRB.bit.T2PINT=1; //libera interrupcao pra timer 2 periodo
EvaRegs.EVAIFRB.bit.T2PINT=1;

// Clear the counter for GP timer 1, 2 e 3
EvaRegs.T1CNT = 0x0000;
EvaRegs.T2CNT = 0x0000;
EvbRegs.T3CNT = 0x0000;

EvaRegs.T1CON.all = 0x0802; //x/1,triangular simetrica,timer compare enable -
>0x0842
EvbRegs.T3CON.all = 0x0802; //x/1,triangular simetrica,timer compare enable
EvaRegs.T2CON.all = 0x1742; //x/128,triangular assimetrica,timer enable,timer
compare enable

EvaRegs.T1CON.bit.TENABLE=1; //liga timer 1
EvbRegs.T3CON.bit.TENABLE=1; //liga timer 3
EvaRegs.ACTRA.all=0x0000; //comeca chaves embaixo
EvbRegs.ACTRB.all=0x0000;

EvaRegs.DBTCONA.all=0x0000; //sem deadtime
EvbRegs.DBTCONB.all=0x0000; //sem deadtime

//compare enabled,reload condition when T1CNT0=0 or T1PR
//PWM output pins are not high-impedance state, thats is, they are enable
//action control reload condition when T1CNT=0 or T1PR
EvaRegs.COMCONA.all=0xA600;
EvbRegs.COMCONB.all=0xA600;

EvaRegs.CMPR1=0;
EvaRegs.CMPR2=0;
EvaRegs.CMPR3=0; //zera comparadores
EvbRegs.CMPR4=0;
EvbRegs.CMPR5=0;
EvbRegs.CMPR6=0;
}

void Gpio_select(void)
{

```

```

Uint16 var1;

var1= 0x003F;          // sets GPIO(a,b) Muxs PWM

EALLOW;
GpioMuxRegs.GPAMUX.all=var1; //seleciona mux em PWM 1-6 GPA e GPB
GpioMuxRegs.GPBMUX.all=var1;
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA10=0; //seleciona pinos como entradas
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA9=0;
GpioMuxRegs.GPAQUAL.bit.QUALPRD=0x0005; //set qualifier values

EDIS;
}

interrupt void eva_timer1_isr(void) //interrupcao de 15khz devido a underflow e
periodomatch
{

// Enable more interrupts from this timer
EvaRegs.EVAIMRA.all=0x0280; //libera interrupcao pra timer 1 periodo e underflow
// Note: To be safe, use a mask value to write to the entire
// EVAIFRA register. Writing to one bit will cause a read-modify-write
// operation that may have the result of writing 1's to clear
// bits other than those intended.
EvaRegs.EVAIFRA.all =0x0280;
// Acknowledge interrupt to receive more interrupts from PIE group 2
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP2;

// leitura e transformacao do erro
lido1a = AdcRegs.ADCRESULT0 >>4; //pega erro do ad
lido2a = AdcRegs.ADCRESULT1 >>4; //pega erro do ad
lido3a = AdcRegs.ADCRESULT2 >>4; //pega erro do ad
lido4a = AdcRegs.ADCRESULT3 >>4; //pega erro do ad
lido1=(lido1a+lido2a+lido3a+lido4a)/4; //tira media do erro do Inesor1

lido1b = AdcRegs.ADCRESULT4 >>4; //pega erro do ad
lido2b = AdcRegs.ADCRESULT5 >>4; //pega erro do ad
lido3b = AdcRegs.ADCRESULT6 >>4; //pega erro do ad
lido4b = AdcRegs.ADCRESULT7 >>4; //pega erro do ad
lido2=(lido1b+lido2b+lido3b+lido4b)/4; //tira media do erro do Inesor2

lido1c = AdcRegs.ADCRESULT8 >>4; //pega erro do ad
lido2c = AdcRegs.ADCRESULT9 >>4; //pega erro do ad
lido3c = AdcRegs.ADCRESULT10 >>4; //pega erro do ad
lido4c = AdcRegs.ADCRESULT11 >>4; //pega erro do ad
lido3=(lido1c+lido2c+lido3c+lido4c)/4; //tira media do erro do Inesor3

```

```

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1

//transformacao em formato q15
    lido1=(lido1*2894)/1365;    //tranformo pro formado q15
    lido2=(lido2*2894)/1365;    //tranformo pro formado q15
    lido3=(lido3*2894)/1365;    //tranformo pro formado q15

//calculo da senoide de referência
    sgen.calc(&sgen); //calcula novo valor do seno
    if (s==1)
    {
        x1=sgen.out1;
        x2=sgen.out2;    //recebe respostas para descer
        x3=sgen.out3;
    }
    if (d==1)
    {
        x2=sgen.out1;
        x1=sgen.out2;    //recebe respostas subir
        x3=sgen.out3;
    }

    y1=x1;
    y2=x2;
    y3=x3;

        //if (flag==1)
        // {
        // if (x1>=0) contador++; // pra testar meio ciclo
        // else flag=2;
        // }

    if (x1<0) y1=65536-x1;
    if (x2<0) y2=65536-x2; //retifica senoide gerada
    if (x3<0) y3=65536-x3;
//erros

    erro1=y1-lido1;
    erro2=y2-lido2; //calcula erro
    erro3=y3-lido3;

//Controladores

```

```

//controladores

v1=((100*u1)+(73*erro1)-(54*erroa1))/100;
v2=((100*u2)+(73*erro2)-(54*erroa2))/100;
v3=((100*u3)+(73*erro3)-(54*erroa3))/100;

if (v1>testemax) v1=0x1388; //teste de extrapolação de valores
  if (v1<0) v1=0;
if (v2>testemax) v2=0x1388; //teste de extrapolação de valores
  if (v2<0) v2=0;
if (v3>testemax) v3=0x1388; //teste de extrapolação de valores
  if (v3<0) v3=0;

if (desliga==1) //deliga geral a saida
{
v1=0;
v2=0;
v3=0;
}
//*****
// INVESOR 1
//*****
if (x1<0) //detector de mudanca de polaridade
{
EvaRegs.CMPR3=0;
EvbRegs.CMPR4=v1; //transfere valor para comparadores de inv1(negativo)
}

if (x1>=0)
{
EvaRegs.CMPR3=v1; //transfere valor para comparadores de inv1(positivo)
EvbRegs.CMPR4=0;
}
if (x1<80 && x1>-80)
{
v1=0;
}
//*****
// INVESOR 2
//*****
if (x2<0)
{
EvbRegs.CMPR5=0;
EvbRegs.CMPR6=v2; //transfere valor para comparadores de inv2(negativo)
}

```

```

}
if (x2>=0)
{
EvbRegs.CMPR5=v2; //transfere valor para comparadores de inv2(positivo)
EvbRegs.CMPR6=0;
}
if (x2<80 && x2>-80)
{
v2=0;
}
//*****
// INVESOR 3
//*****
if (x3<0)
{
EvaRegs.CMPR1=0;
EvaRegs.CMPR2=v3; //transfere valor para comparadores de inv3(negativo)
}
if (x3>=0)
{
EvaRegs.CMPR1=v3; //transfere valor para comparadores de inv3(positivo)
EvaRegs.CMPR2=0;
}
if (x3<80 && x3>-80)
{
v3=0;
}

if (flag==1)
{
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 1; //muda sequencia de AD para underflow
flag=2;
}
else
{
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 2; //muda sequencia de AD para period match
flag=1;
}
erroa1=erro1; //armazena valores do erro atual
erroa2=erro2;
erroa3=erro3;
u1a=u1;
u2a=u2; //armazena valores de resposta anteriores
u3a=u3;
u1=v1;
u2=v2; //armazena valores de resposta atuais
u3=v3;

}
interrupt void eva_timer2_isr(void) //interrupcao de 10hz devido a periodomatch

```

```

{
// Enable more interrupts from this timer
EvaRegs.EVAIMRB.bit.T2PINT = 1;

contador++;
contadorzao++;

// stand by

//if (contadorzao==200) //testa em .3s espera 5s com chaves em baixo ai ligas elas
(SOFTSTARTER)usar o liga=1
if (liga==1)
{
if (vel==0)
{
EvaRegs.ACTRA.all=0x0666; //pin1 high, pin 2 low etc
EvbRegs.ACTRB.all=0x0666; //pin1 high, pin 2 low etc
vel=1; //libera rampa
contador=0;
desliga=0;
contadorzao=0; //inicia rampas
}
}

// ACELERACAO
if (contador==3) //testa em .3s passa 3s pra chegar a nominal
{
if (vel==1)
{
M=M+2; //incrementa valor da frequencia
sgen.freq=143*M;
contador=0;
sgen.gain=(M*3684)/20; //ajusta tensao
if (M==20) vel=2; //termina rampa de subida
}
}

//REGIME PERMANENTE
if (s==1)
{
if (contadorzao==115) //325 descer 345 subircontador do tempo em regime
permanente espera 6s
{
vel=3;
contador=0;
}
}
if (d==1)
{

```

```

if (contadorzao==145) //325 descer 345 subircontador do tempo em regime
permanente espera 6s

```

```

{
vel=3;
contador=0;
}
}

```

```
//DESACELERACAO
```

```

if (contador==5) //testa em .3s
{
if (vel==3)
{
M=M-2; //decrementa valor da rampa
sgen.freq=143*M;
sgen.gain=(M*3684)/20;
contador=0;
if (M==0) //termina rampa de descida
{
vel=4;
desliga=1;
liga=0;
s=0;
d=0; //desliga tudo
vel=0;
EvaRegs.ACTRA.all=0x0000; //todos os pinos LOW
EvbRegs.ACTRb.all=0x0000; //todos os pinos LOW
}
}
}
}

```

```

// Note: To be safe, use a mask value to write to the entire
// EVAIFRB register. Writing to one bit will cause a read-modify-write
// operation that may have the result of writing 1's to clear
// bits other than those intended.

```

```
EvaRegs.EVAIFRB.all = BIT0;
```

```
// Acknowledge interrupt to receive more interrupts from PIE group 3
```

```
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
```

```
}
```

```

//=====
=====
// No more.
//=====
=====

```

APÊNDICE B

(PROGRAMA DE CONTROLE DO ELEVADOR PIC)


```

//*****
//  PROGRAMA PRA DISPOSITIVO DE CONTROLE DO ELEVADOR
//  DISSERTACAO DE MESTRADO
//  MESTRANDO: Eng. TOBIAS RAFAEL FERNANDES NETO
//  ORIENTADOR: Dr. RICARDO SILVA THE PONTES
//*****
#include <16f877.h>
#use delay (clock=20000000)
#fuses hs,NOWDT,NOPUT,NOBROWNOUT,NOLVP
#use fast_io(d)

int flag,andar,direcao,confirma,trava;

int tabela[]={
    0b00000000, // numero 0
    0b01110011, // numero 1
    0b00100100, // numero 2
    0b00001100, // letra S (subindo)
    0b00110000, // letra d (descendo)
    0b00000011, // letra P (parado)
    0b00000110 // trilha trocada na placa
};

void procuratecla()
{
    if (!input(pin_a2))
    {
        loop: if (!input(pin_a0)) goto loop; //teste se botao de subir foi pressionado
        andar=1; //variavel de se q botao foi pressionado e
                //mostra primeiro andar no display
    }
    if (!input(pin_a1))
    {
        loop1: if (!input(pin_a1)) goto loop1; //teste se botao de descer foi pressionado
        andar=2; //mostra segundo andar no display
    }
    if (!input(pin_a0))
    {
        loop2: if (!input(pin_a2)) goto loop2; //teste se botao de parar foi pressionado
        andar=3; //mostra parado no display
    }
}

void mostra() //mostra no display
{
    output_bit(pin_c4,1); //multiplexacao
}

```

```

output_b(tabela[direcao]); //pega na tabela
delay_ms(10);           //delay para multiplexacacp
output_bit(pin_c4,0);
delay_us(5);           //espera transicao de pino
output_bit(pin_c5,1);
output_b(tabela[andar]);
delay_ms(10);
output_bit(pin_c5,0);

}

void moveelevador()
{
if (input(pin_d0)) //testa se elevador no primeiro andar
{
output_d(0b00000100); //desce o elevador (LIGA INVERSOR) caso ele esteja no
segundo andar ou nao e libera freio
while (input(pin_d0)); //espera elevador ate chegar no sensor do primeiro andar
output_d(0b00010000); //(desliga INVERSOR) e atua freio
andar=1; //mostra primeiro andar no display
direcao=5; //mostra parado no display
}
output_d(0b00010000); //inicia tudo desligado mesmo se elevador no primeiro
andar
andar=1; //mostra primeiro andar no display
direcao=5; //mostra parado no display
}
void verificaandar()
{
if (!input(pin_d0)) flag=1; //diz q ta no primeiro andar
if (!input(pin_d1)) flag=2; //diz q ta no segundo andar
if (andar==1 && flag==2) confirma=1; //permite descer o elevador
if (andar==2 && flag==1) confirma=2; //permite subir o elevador
}
void liberar()
{
if (confirma==1 && trava==1) //DESCER
{
output_bit(PIN_d4,0); //libera freio
output_bit(PIN_d2,1); //liga inversor para descer
direcao=4; //mostra descendo no display
trava=2; //trava re-entrada na rotina
}
if (confirma==2 && trava==1) //SUBIR
{
output_bit(PIN_d4,0); //libera freio
output_bit(PIN_d3,1); //liga inversor para subir
direcao=3; //mostra subindo no display
trava=2; //trava re-entrada na rotina
}
}

```

```

}
void esperaandar()
{
  //if (!input(pin_d0) && confirma==1) //espera elevador chegar no primeiro andar e
para tudo
  if (!input(pin_d0))
  {
    delay_ms(30);
    if (input(pin_d0) && confirma==1) //espera elevador chegar no primeiro andar e
para tudo
    {
      output_bit(PIN_d4,1); //atua freio
      output_bit(PIN_d2,0); //desliga inversor para descer
      direcao=5;          //mostra q elevador ta parado
      confirma=0;        //anula confirma
      trava=1;          //libera trava para entrar na rotina
    }
  }
  //if (!input(pin_d1) && confirma==2) //espera elevador chegar no segundo andar e
para tudo
  if (!input(pin_d1))
  {
    delay_ms(30);
    if (!input(pin_d1) && confirma==2)
    {

      output_bit(PIN_d4,1); //atua freio
      output_bit(PIN_d3,0); //desliga inversor para subir
      direcao=5;          //mostra q elevador ta parado
      confirma=0;        //anula confirma
      trava=1;          //libera trava para entrar na rotina
    }
  }
}

main()
{
  SET_TRIS_d(0b00000011); //seta os pinos D0 e D1 como entrada e o resto das
portas como saida
  moveelevador();        //inicializacao do elevador embaixo
  trava=1;              //trava liberada pra rotinas
  while (true)          //laco infinito
  {
    mostra();           //atualiza display

    procuretecla();     //procura tecla de escolha de andar ou parada geral
    verificaandar();    //testa andar q o elevador ta parado
    liberar();          //libera subida ou descida
  }
}

```

```
esperaandar();      //espera elevador chegar e o desliga
if (andar==3)      //testa variavel de parada geral
{
output_D(0b00010000); //parada de emergencia
direcao=5;        //informa parado no primeiro display
andar=6;          //informa parado no primeiro display
confirma=0;       //zera confirmacao de botao pressionado
trava=1;          //libera trava pra entrada em rotina
}

}

}
```

APÊNDICE C
(PLANILHA DE CÁLCULO DO RETIFICADOR)

Especificações do Retificador de Entrada:

$V_{lef} := 380 \text{ V}$	Tensão de linha (rms)
$V_{cmin} := 500 \text{ V}$	Tensão mínima do ripple
$P_o := 4700 \text{ W}$	Potência
$f := 60 \text{ Hz}$	Frequência
$\eta := .85$	Rendimento global do sistema
$ripple := .75$	25% de ripple

Tensão de entrada: $V_{in} + 15\%$ de variação

$$V_{lef\%} := V_{lef} \cdot \sqrt{2} \cdot 1.15 \quad V_{cmin} := V_{lef\%} \cdot ripple$$

$$V_{lef\%} = 618.011 \text{ V} \quad V_{cmin} = 463.508 \text{ V}$$

$$C := \frac{P_o}{6 \cdot f \cdot \eta \cdot (V_{lef\%}^2 - V_{cmin}^2)}$$

$$C = 9.192 \times 10^{-5} \text{ F}$$

Tensão de entrada: V_{in}

$$V_{lef\%} := V_{lef} \cdot \sqrt{2} \quad V_{cmin} := V_{lef\%} \cdot ripple$$

$$V_{lef\%} = 537.401 \text{ V} \quad V_{cmin} = 403.051 \text{ V}$$

$$C := \frac{P_o}{6 \cdot f \cdot \eta \cdot (V_{lef\%}^2 - V_{cmin}^2)}$$

$$C = 1.216 \times 10^{-4} \text{ F}$$

Tensão de entrada: $V_{in} - 15\%$ de variação

$$V_{lef\%} := V_{lef} \cdot \sqrt{2} \cdot 0.85 \quad V_{cmin} := V_{lef\%} \cdot ripple$$

$$V_{lef\%} = 456.791 \text{ V} \quad V_{cmin} = 342.593 \text{ V}$$

$$C := \frac{P_o}{6 \cdot f \cdot \eta \cdot (V_{lef\%}^2 - V_{cmin}^2)}$$

$$C = 1.683 \times 10^{-4} \text{ F}$$

6 Capacitores de 680uF**epcos 400V type: B435*1A4687M000****d=35mm RSE=190m OHM** **$I_{max}=8,7A$ $40^{\circ}C$** **4 Snap in and solder pins**

Valor comercial utilizado: 3 paralelos com 2 serie 6x680uF/350V

$$C_o := 1020 \cdot 10^{-6} \quad \text{Faraday}$$

$$V_{Cmin} := \sqrt{V_{lef\%}^2 - \frac{P_o}{6f \cdot C_o \cdot \eta}} \quad V_{Cmin} = 440$$

Tempo de condução dos diodos

$$t_c := \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{lef\%}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad t_c = 7.215 \times 10^{-4}$$

Valor de pico da corrente nos diodos

$$I_p := \frac{2 \cdot C_o \cdot (V_{lef\%} - V_{Cmin})}{t_c} \quad I_p = 47.48 \quad \text{Amperes}$$

Corrente eficaz no capacitor

$$I_{Cef} := I_p \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f - (2 \cdot t_c \cdot f)^2} \quad I_{Cef} = 13.352 \quad I_{2cef} := \frac{P_o}{V_{Cmin} \eta} \quad I_{2cef} = 12.567 \text{ A}$$

$$I_{Cef} := \sqrt{I_{Cef}^2 + I_{2cef}^2} \quad I_{Cef} = 18.336 \text{ A}$$

Corrente eficaz de saída do retificador

$$I_{2ef} := \frac{P_o \cdot 0.95}{V_{Cmin} \eta} \quad I_{2ef} = 11.939$$

As correntes média e eficaz nos diodos do retificador podem ser calculadas considerando o tempo de condução dos diodos t_c e o formato triangular da corrente

$$I_{Def} := \frac{I_p \cdot \sqrt{t_c \cdot f}}{\sqrt{2}} \quad I_{Def} = 6.985$$

$$I_{Dmed} := \frac{I_p \cdot t_c \cdot f}{2} \quad I_{Dmed} = 1.028$$

Calculo para resistência para simulação no orcad:

Tensão media na carga (teórico):

$$V_{dc} := \left(\frac{6}{2\pi} \right) \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{V_{lef}}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\omega t) d\omega t \quad V_{dc} = 513.18 \quad V$$

Tensão media na carga (simulado):

$$V_{dc} := 523.7 \quad V$$

entrada de +15%

entrada nominal

entrada de -15%

$$R := \frac{(1.15 V_{dc})^2}{\frac{P_o}{\eta}} \quad R = 65.609 \Omega \quad R := \frac{(V_{dc})^2}{\frac{P_o}{\eta}} \quad R = 49.6 \Omega \quad R := \frac{(.85 \cdot V_{dc})^2}{\frac{P_o}{\eta}} \quad R = 35.843 \Omega$$

Calculo do Pico de corrente no capacitor (Pior Caso)

Por simulação a corrente de pico total drenada por cada capacitor de filtro sem in rush é de:

$$I_{cp} := 2330 \quad A$$

Por simulação a corrente eficaz total máxima drenada por cada capacitor de filtro é de:

$$I_{cef} := 7.88 \quad A$$

As perdas nestes capacitores serão de:

$$R_{SE} := 190 \cdot 10^{-3} \quad \Omega \quad 3 \text{ capacitores em paralelo e 3 em serie}$$

$$P_{c12} := R_{SE} I_{cef}^2 \quad P_{c12} = 11.798 \quad W$$

Resistor em paralelo ao capacitor para uma carga equilibrada

$$R := 100 \cdot 10^3 \quad \Omega$$

$$V_{cmax} := 400 \quad V$$

$$P := \frac{V_{cmax}^2}{R} \quad P = 1.6 \quad W \quad 1 \text{ Resistor de } 100k/2W$$

Esforço de corrente e tensão na ponte retificadora (piores casos)

$$I_{outm} := \frac{P_o}{\eta \cdot 523.75.85} \quad I_{outm} = 12.42 \quad A \quad I_{pk} := \frac{P_o}{\eta \cdot (220.85) \cdot \sqrt{2}} \quad I_{pk} = 20.908 \quad A$$

$$I_{dmdt} := \frac{I_{outm}}{3} \quad I_{dmdt} = 4.14 \quad A \quad \text{Corrente media teórica no diodo}$$

$$I_{def} := \frac{I_{outm}}{\sqrt{3}} \quad I_{def} = 7.171 \quad A \quad \text{Corrente eficaz teórica no diodo}$$

Por simulação a corrente media em cada diodo foi de:

$$I_{dmd} := 4.3 \quad A$$

Por simulação a corrente eficaz em cada diodo foi de:

$$I_{def} := 11.84 \quad A$$

A tensão máxima inversa suportada é de:

$$V_{maxd} := \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1.15$$

$$V_{maxd} = 618.011 \quad V$$

Perdas nos diodos:

$$V_{to} := 1.2 \quad \text{Queda de tensão sobre o diodo retificador(Datasheet)}$$

$$r_t := 22 \cdot 10^{-3} \quad \Omega \quad \text{Resistência de condução do diodo retificado(Datasheet)}$$

$$Perdas_d := 2 \cdot (I_{dmd} \cdot V_{to} + I_{def}^2 \cdot r_t)$$

$$Perdas_d = 16.488 \quad W$$

Limitação da pré-carga do capacitor

$$I_{limitado} := 30 \quad A$$

$$R := \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{I_{limitado}} \quad R = 10.371 \quad \Omega$$

$$R_{comercial} := 10 \quad \Omega$$

$$C_{escolhido} := 1020 \cdot 10^{-6} \quad F$$

$$P := R_{comercial} \cdot I_{limitado}^2 \quad P = 9 \times 10^3 \quad W$$

$$\tau := 15 \cdot R_{comercial} \cdot C_{escolhido} \quad \tau = 0.153 \quad s$$

Tempo no qual relé deve permanecer aberto

Corrente de pico apos inserção de resistor de In-rush=15,74 A

Dimensionamento do relé

Corrente de entrada eficaz(sub tensão)por simulação=16.5A

2 reles 60A SLDH-12VDC-1C

Perdas estagio de entrada (retificação) CA-CC

Perdas no diodos de retificação: $P_{d12} = 16.488$ W

Perdas no capacitor de saída: $P_{c12} = 11.798$ W

Perdas totais: $P_{total} := P_{c12} + P_{d12}$ $P_{total} = 28.286$ W

rendimento teórico: $P_t := \frac{P_o}{\eta}$ $P_t = 5.529 \times 10^3$ VA

$P_{teorico} := \frac{(P_o - P_{total})}{P_o}$ $P_{teorico} = 0.994$ W

Cálculo das Perdas nos diodos da ponte

Ponte de entrada

$V_{Fdiodoponte} := 1.2$

Queda de tensão direta na junção pn

$r_{fdiodoponte} := 22 \cdot 10^{-3}$

Resistência de condução da junção pn

$R_{jdiodoponte} := 0.9$

Resistência térmica entre junção e cápsula
(por diodo)

$R_{cdiodoponte} := 0.15$

Resistência térmica entre cápsula e
dissipador no módulo

$P_{Di} := I_{dmd} \cdot V_{Fdiodoponte} + (I_{def})^2 \cdot r_{fdiodoponte}$

Pois apenas 2 diodos
conduzem por vez

$P_{Di} = 8.244$ W Perda em condução de um diodo

$P_{ponteent} := 2 \cdot P_{Di}$

$P_{ponteent} = 16.488$ W Perda em condução da ponte completa

$F_{Perd_ponte} := \frac{P_{ponteent}}{P_o}$

$F_{Perd_ponte} = 0.351\%$ Perda na ponte em função da potência de saída

Cálculo térmico:

$T_j := 100$ celsius temperatura desejada na junção

$T_a := 40$ celsius temperatura ambiente

$$R_{\text{diss_ponte}} := \frac{(T_j - T_a)}{P_{\text{ponteent}}} - R_{\text{jcdiodoponte}} - R_{\text{cddiodoponte}}$$

$$R_{\text{diss_ponte}} = 2.589 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Deve-se encontrar um
R_{diss} (resistência
dissipador ambiente)
dissipador igual ou menor
que esse valor

$$T_{\text{cd}} := T_j - P_{\text{ponteent}} \cdot R_{\text{jcdiodoponte}} \quad T_{\text{cd}} = 85.161 \text{ } ^\circ\text{C} \quad \text{temperatura na cápsula}$$

$$T_{\text{d}} := T_{\text{cd}} - R_{\text{cddiodoponte}} \cdot P_{\text{ponteent}} \quad T_{\text{d}} = 82.687 \text{ } ^\circ\text{C} \quad \text{temperatura no dissipador}$$

APÊNDICE D

(PLANILHA DE CÁLCULO DO INVERSOR)

Carga Trifásica pra simulação

$$P_{total} := 4700 \quad VA$$

$$Rendimentoglobal := .85$$

$$P_{totalva} := \frac{P_{total}}{Rendimentoglobal}$$

$$P_{totalva} = 5.529 \times 10^3 \quad VA$$

$$P_p := \frac{P_{totalva}}{3} \quad \text{Potencia de cada inversor monofásico} \quad P_p = 1.843 \times 10^3 \quad VA$$

$$V_l := 220 \quad V_{rms}$$

$$I_p := \frac{P_p}{V_l} \quad I_p = 8.378 \quad A \quad R := \frac{(V_l)^2}{P_p} \quad R = 26.26 \quad \text{Carga resistiva total equivalente}$$

1. Parâmetros de cada inversor monofásico.

$$S_o := P_p$$

$$S_o = 1.843 \times 10^3 \quad VA \quad f_s := 1500 \quad Hz \quad (\text{desejado})$$

$$V_{in} := 440 \quad V_{dc} \quad \text{Tensão mínima de barramento} \quad V_{tri} := 5 \quad v$$

$$V_o := 220 \quad V_{ac} \quad (\text{desejado})$$

$$f_r := 20 \quad Hz \quad (\text{desejado}) \quad I_p := \frac{P_p}{V_l} \quad I_p = 8.378 \quad A$$

$$FP := 0.115 \quad \text{fator de potencia}$$

Índice de Modulação

$$m_a := \frac{V_o \sqrt{2}}{V_{in}} \quad m_a = 0.707$$

2. Calculo das correntes.

$$I_{o_rms} := \frac{S_o}{V_o}$$

$$I_{o_rms} = 8.378 \quad A \quad (\text{nas bobinas})$$

$$I_{o_pico} := I_{o_rms} \cdot \sqrt{2}$$

$$I_{o_pico} = 11.848 \quad A$$

$$\% \Delta I := .15$$

$$\Delta I := \% \Delta I \cdot I_{o_pico}$$

$$\Delta I = 1.777 \text{ A}$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{S_o}$$

$$R_o = 26.26 \text{ } \Omega$$

3. Determinação dos esforços nos semicondutores

3.1 Corrente eficaz

$$I_{efs} := I_{o_pico} \cdot \sqrt{\frac{\left(\frac{4 \cdot ma}{3}\right)}{2 \cdot \pi}} \quad I_{efs} = 4.59 \text{ A}$$

3.2 Corrente média

$$I_{mds} := I_{o_pico} \cdot \frac{ma}{4} \quad I_{mds} = 2.094 \text{ A}$$

3.3 Corrente média no diodo em anti-paralelo

$$I_d := \frac{I_{o_pico}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(2 - ma \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad I_d = 1.677 \text{ A}$$

4. Dimensionando o IGBT (IRG4PF50WD)

Dados do IGBT:

$V_{cen} := 2.12$	Tensão coletor-emissor na corrente nominal (Para150°C)
$V_{ge} := 15 \text{ V}$	Tensão gate-emissor aplicado (driver)
$I_{ges} := 100 \cdot 10^{-9} \text{ A}$	Corrente de dispersão gate-emissor
$I_{cn} := 28 \text{ A}$	Corrente de coletor nominal do IGBT (Para100°C)
$I_{cm} := I_{o_pico}$	Corrente máxima que flui pelo IGBT
$I_{cm} = 11.848$	
$V_{fo} := 0.8 \text{ V}$	Tensão de limiar do diodo
$V_{fn} := 2.1 \text{ V}$	Queda de tensão nominal sobre o diodo (Para125°C)
$V_{ceo} := 1 \text{ V}$	Tensão limiar do IGBT (Para125°C)
$I_{fn} := 16 \text{ A}$	Corrente nominal do diodo (Para100°C)
$t_r := 52 \cdot 10^{-9} \text{ s}$	Tempo de subida nominal do IGBT (Para150°C)
$t_f := 190 \cdot 10^{-9} \text{ s}$	Tempo de descida nominal do IGBT (Para150°C)
$Q_{rr} := 680 \cdot 10^{-9} \text{ C}$	Carga de recuperação reversa nominal do diodo (Para125°C)
$t_{rr} := 164 \cdot 10^{-9} \text{ s}$	Tempo de recuperação reversa nominal do diodo (Para125°C)
$M := m_a$	
$\phi := 0.115$	Fator de Potência da carga
$\text{Acos}(\phi) := 83.396$	
$M = 0.707$	

5. Cálculo das perdas no IGBT

5.1 Perda devido a condução

$$P_{con} := \left(\frac{M}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{8} \right) \cdot \left[\frac{(V_{cen} - V_{ceo}) \cdot I_{cm}^2}{I_{cn}} \right] + \left(\frac{\phi \cdot M}{8} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \right) \cdot V_{ceo} \cdot I_{cm}$$

$$P_{con} = 3.129 \text{ W}$$

5.2 Perdas de entrada em condução

$$Q := \left[\left[0.28 + \left(\frac{0.38}{\pi} \right) \cdot \left(\frac{I_{cm}}{I_{cn}} \right) + 0.015 \left(\frac{I_{cm}}{I_{cn}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rr} + \left[0.05 \left(\frac{I_{cm}}{I_{cn}} \right) + \frac{0.8}{\pi} \right] \cdot I_{cm} \cdot t_{rr} \right] \cdot f_s$$

$$P_{on} := \left(\frac{1}{8} \right) \cdot V_{in} \cdot t_r \cdot \left(\frac{I_{cm}^2}{I_{cn}} \right) \cdot f_s + \left(\frac{2}{3} \right) \cdot V_{in} \cdot Q$$

$$P_{on} = 3.572 \quad W$$

5.3 Perdas devido ao Bloqueio

$$P_{off} := V_{in} \cdot I_{cm} \cdot t_f \cdot f_s \cdot \left[\left(\frac{I_{cm}}{I_{cn}} \right) \left(\frac{1}{24} \right) + \frac{1}{3 \cdot \pi} \right]$$

$$P_{off} = 1.838 \quad W$$

5.4 Perda Total

$$P_t := 4(P_{con} + P_{on} + P_{off})$$

$$P_t = 34.159 \quad W \quad \text{Perda total nos 4 IGBT}$$

6. Cálculo das perdas no Diodo Intrínseco

6.1 Perda de Condução

$$P_{conD} := \left[\left(\frac{1}{8} \right) - \frac{M}{3 \cdot \pi} \right] \cdot \left[\frac{(V_{fn} - V_{fo})}{I_{cn}} \right] \cdot I_{cm}^2 + \left[\left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \right) - \left(\frac{M}{8} \right) \cdot \phi \right] \cdot V_{fo} \cdot I_{cm}$$

$$P_{conD} = 1.738 \quad W$$

6.2 Perda de Comutação

$$P_{comD} := \frac{1}{3} V_{in} \cdot \left[\left[0.28 + \left(\frac{0.38}{\pi} \right) \cdot \left(\frac{I_{cm}}{I_{fn}} \right) + 0.015 \left(\frac{I_{cm}}{I_{fn}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rr} + \left[0.05 \left(\frac{I_{cm}}{I_{fn}} \right) + \frac{0.8}{\pi} \right] \cdot I_{cm} \cdot t_{rr} \right] \cdot f_s$$

$$P_{comD} = 1.812 \quad W$$

$$P_{tD} := 4(P_{conD} + P_{comD})$$

$$P_{tD} = 14.2 \quad W \quad \text{Perda total nos 4 Diodos}$$

Perda total dos semicondutores

$$P_{datotal} := P_{tD} + P_t \quad P_{datotal} = 48.359 \quad W$$

7.Cálculo Térmico

T_j - Temperatura de Junção (°C)

T_c - Temperatura do encapsulamento (°C)

T_d - Temperatura do dissipador

R_{jc} - Resistência térmica junção-cápsula (°C/W)

R_{cd} - Resistência térmica de contato entre o componente e o dissipador (°C/W)

R_{da} - Resistência térmica dissipador ambiente

T_a - Temperatura ambiente (°C)

T_a := 40 °C

T_{jIGBT} := 100 °C Temperatura na junção desejada

T_{jD} := 100 °C Temperatura na junção desejada

R_{jcIGBT} := 0.64 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

R_{jcDiode} := 0.83 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

R_{cd} := 0.24 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

Calculo para temperatura na cápsula do IGBT

T_{cigbt} := T_{jIGBT} - R_{jcIGBT} · P_t

T_{cigbt} = 78.138 °C Temperatura na cápsula para um IGBT

Calculo para temperatura na cápsula do DIODO

T_{cd} := T_{jD} - R_{jcDiode} · P_{tD}

T_{cd} = 88.214 °C Temperatura na cápsula para um Diodo

T_C := min(T_{cigbt}, T_{cd}) T_C = 78.138 °C temperatura mínima a ser utilizada

Calculo para temperatura do dissipador

T_{dIGBT} := T_C - R_{cd} · (P_{total})

T_{dIGBT} = 66.532 °C Temperatura do dissipador escolhido

R_{thda} := $\frac{(T_{dIGBT} - T_a)}{P_{total}}$

R_{thda} = 0.549 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ Resistência térmica necessária para dissipador

8. CÁLCULO DO SNUBBER

Decoupling Capacitor $f_s := 750$ (Chaveamento)

Indutância da trilha

$L_s := 0.00000$ H (Indutância da trilha)

$$I_o := \frac{S_o}{V_o} \quad I_{max} := I_o \cdot \sqrt{2}$$

$V_{pk} := 600$ (Tensão de pico máxima desejada)

$V_{cc} := 537$ V (Tensão no barramento valor nominal)

$$C_{sn} := \frac{(L_s \cdot I_{max}^2)}{(V_{pk}^2 - V_{cc}^2)}$$

$I_{max} = 11.848$

$C_{sn} = 3.919 \times 10^{-9}$ F

Discharge restricted decoupling Capacitor $C_{sn} := 47 \cdot 10^{-9}$ 630V (valor escolhido)

$$R_{sn} := \frac{1}{6 \cdot C_{sn} \cdot f_s}$$

$R_{sn} = 472.813$ Ω deve ser usado um valor igual ou menor

$R_{sn} = 270 \Omega$ 4W (escolhido)

$$Pr := \frac{1 \cdot C_{sn} \cdot (V_{pk}^2 - V_{cc}^2) \cdot f_s}{2} \quad Pr = 12.625 \text{ W}$$

ANEXO 1

(Ensaio para carga resistiva trifásica)

- Carga trifásica resistiva

A fig. A1 apresenta as formas de onda de corrente saída, a fig. A2 apresenta as formas de onda da tensão de saída para uma carga resistiva de 5400 VA para cada um dos inversores, para uma tensão eficaz de saída de 220V e uma frequência de 60Hz e um defasamento de 120° graus.

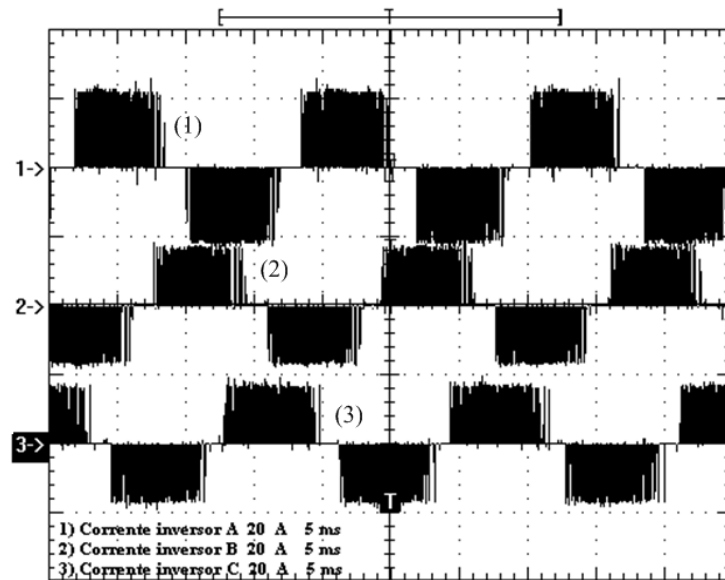


Fig. A1 Corrente de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)20A/div; 5ms/div.

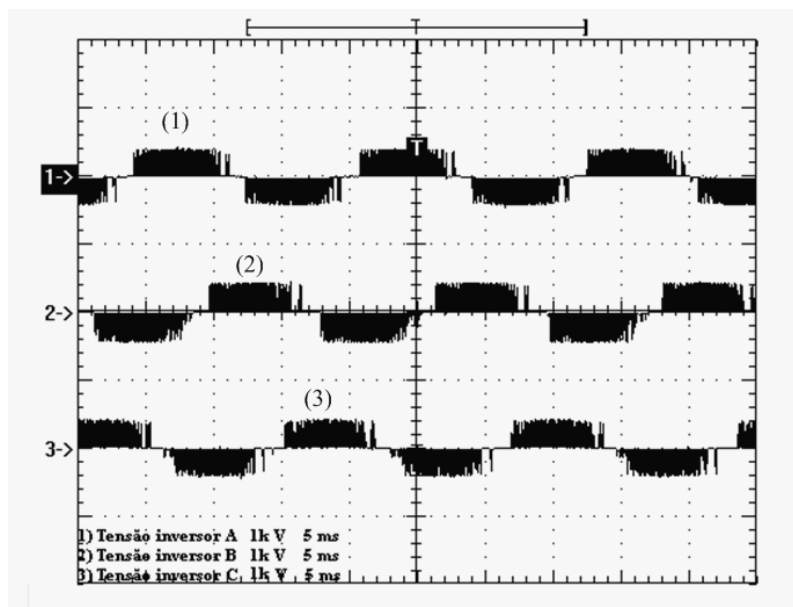
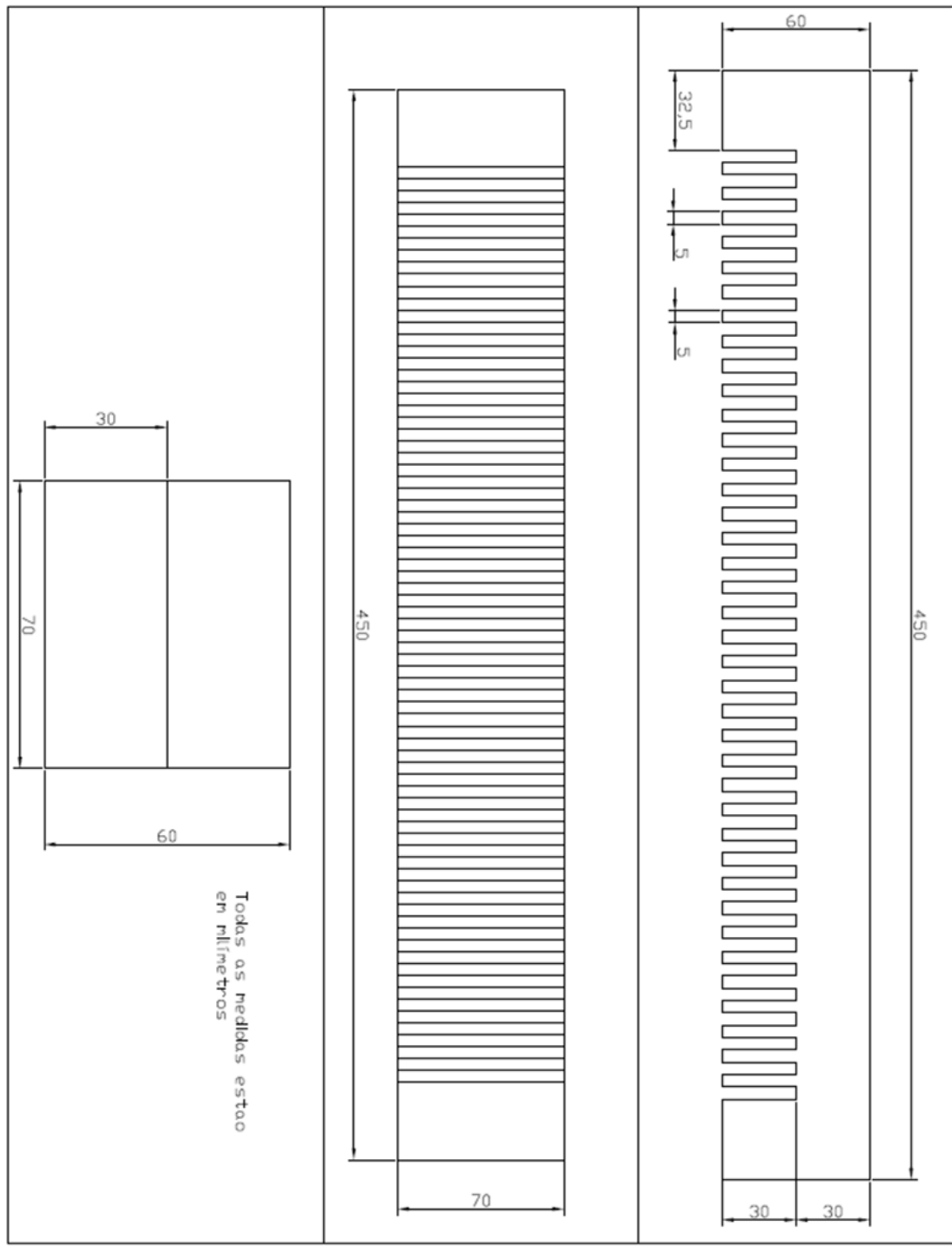


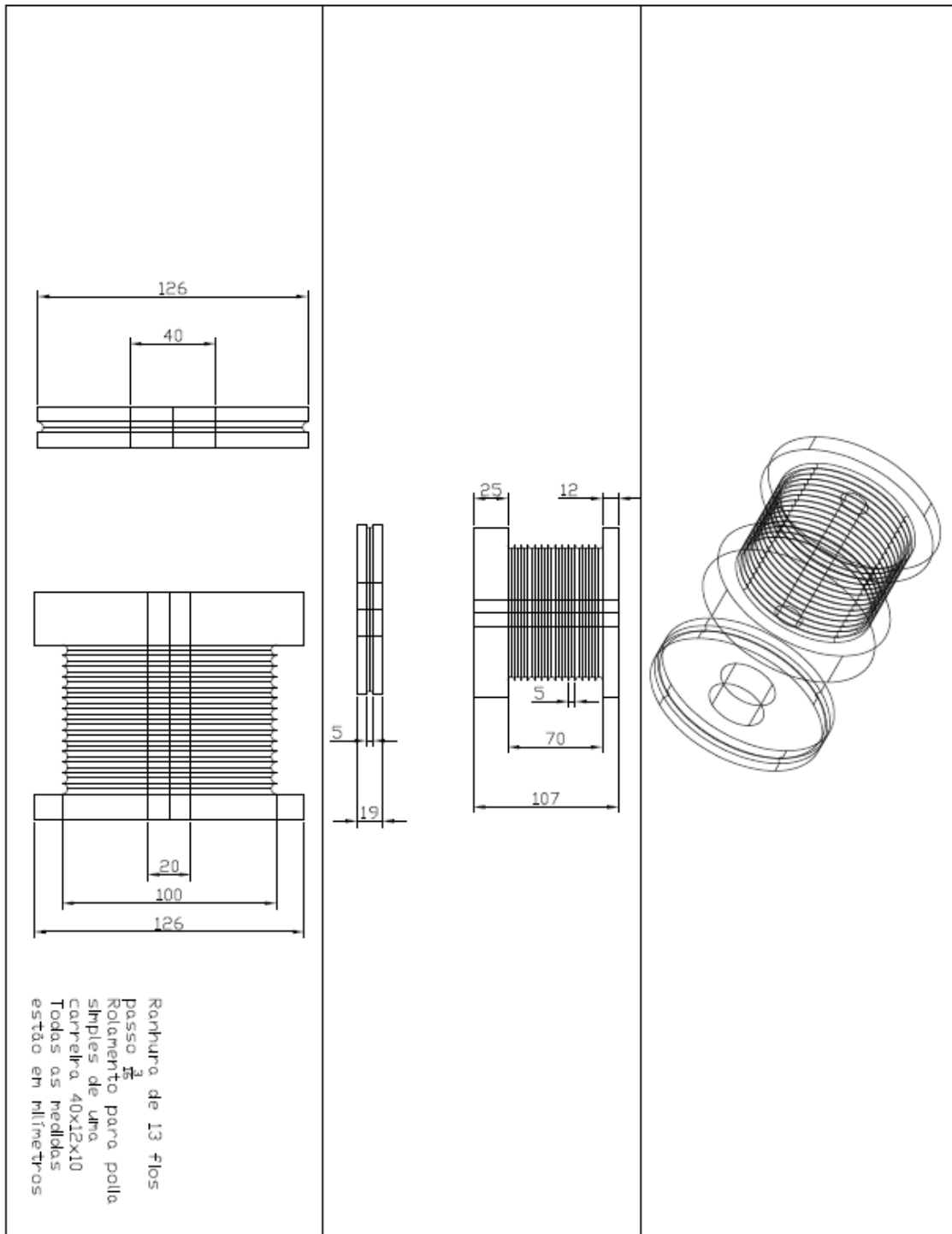
Fig. A2 Tensão de saída para o inversor *double-bridge*. 1)=2)=3)1kV/div; 5ms/div.

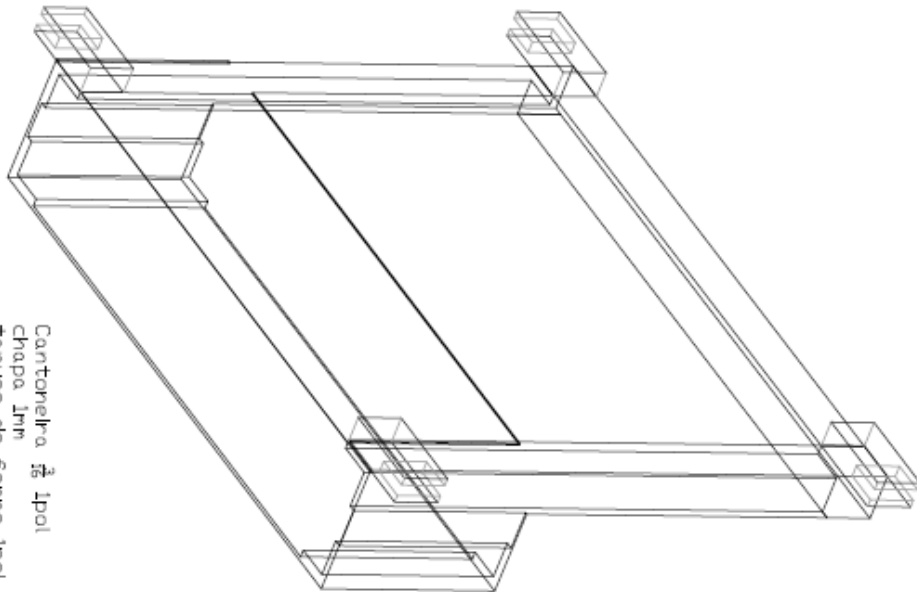
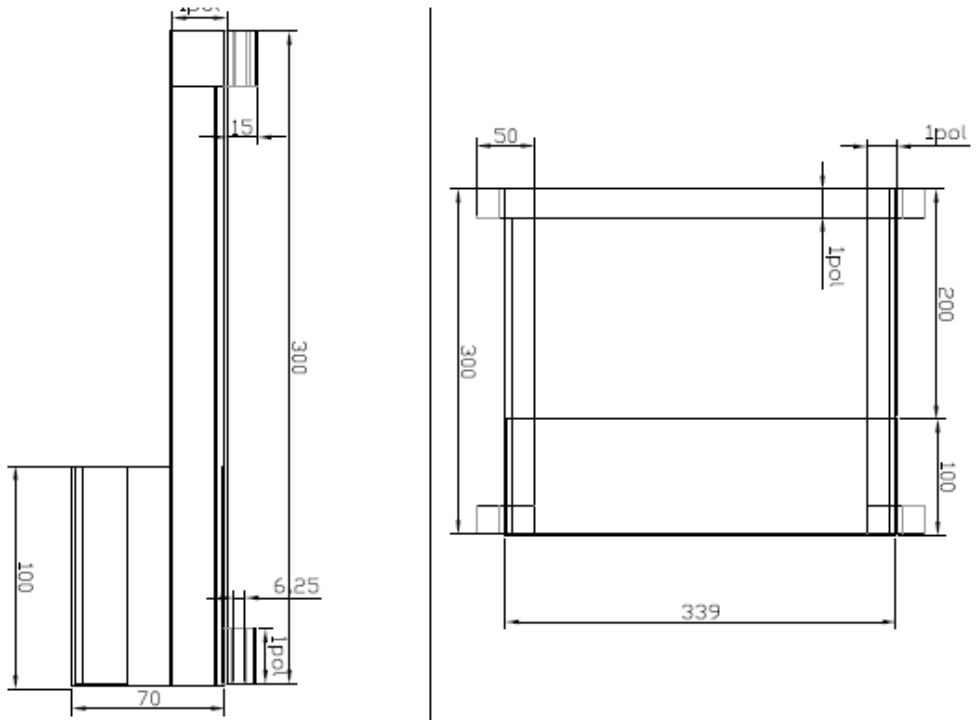
Observa-se que a corrente para a carga resistiva permanece com o formato de PWM senoidal.

ANEXO 2

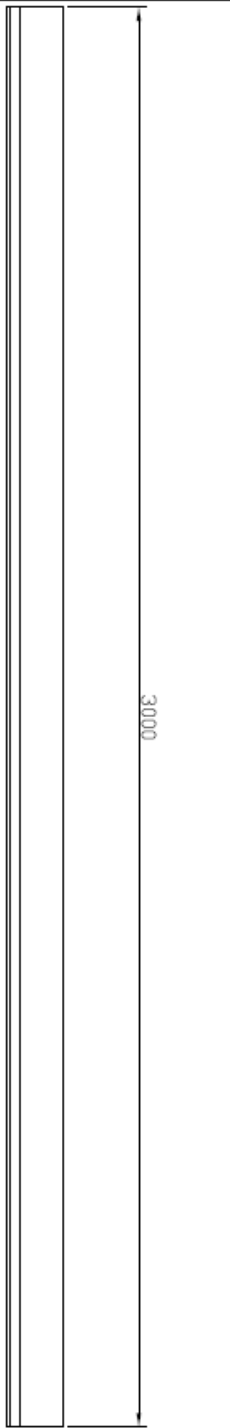
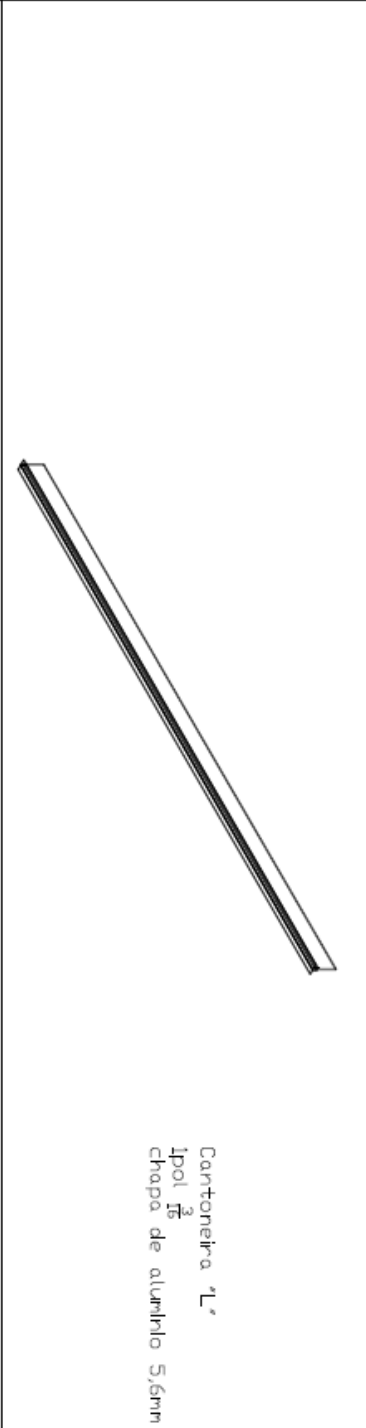
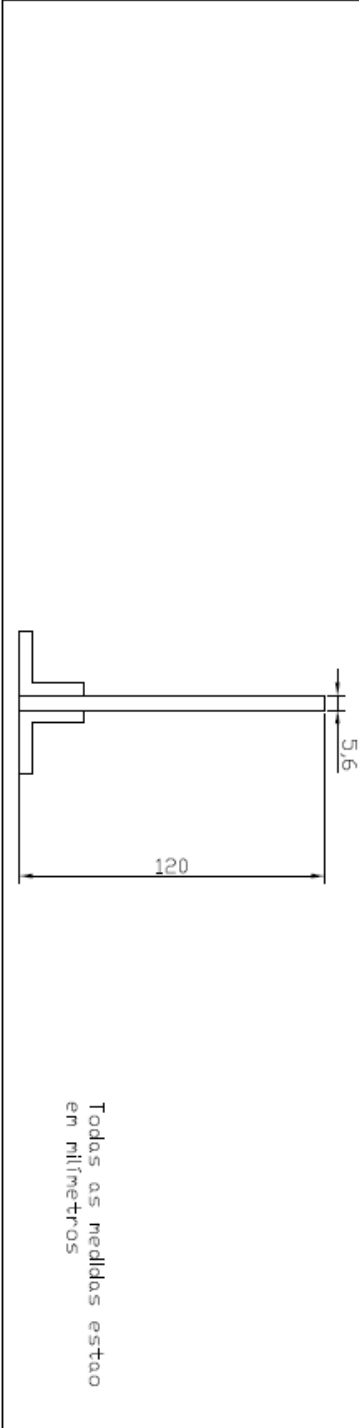
(Dimensões do MIL e estrutura)







Cantoneira $\frac{1}{2}$ 1pol
 chapa 1mm
 tarugo de ferro 1pol
 Tarugo Tecnil 1pol
 Todas as medidas estão em
 milímetros

 <p>3000</p>
 <p>Cantonera 'L' Ipól $\frac{3}{16}$ chapa de aluminio 5,6mm</p>
 <p>120</p> <p>5,6</p> <p>Todas as medidas estão em milímetros</p>

