

UNIVERSIDADE LUTERANA DO BRASIL – **ULBRA**

PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROJETO DE CONVERSOR DE FREQUÊNCIA
PARA MOTOR DE INDUÇÃO ASSÍNCRONO
MONOFÁSICO DE CAPACITOR PERMANENTE**

Carlos Afonso Tesche

Canoas, Dezembro de
2004

CARLOS AFONSO TESCHE

Matrícula 972600047-5

**PROJETO DE CONVERSOR DE FREQUÊNCIA
PARA MOTOR DE INDUÇÃO ASSÍNCRONO
MONOFÁSICO DE CAPACITOR PERMANENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia
Elétrica da Universidade Luterana do Brasil

Área de Concentração: Projeto de circuitos eletrônicos.

Orientador: Dalton Luiz Vidor

Canoas, 2004

Trabalho de conclusão de curso sobre
PROJETO DE CONVERSOR DE FREQUÊNCIA
PARA MOTOR DE INDUÇÃO ASSÍNCRONO
MONOFÁSICO DE CAPACITOR PERMENENTE
apresentado por Carlos Afonso Tesche para obtenção do
grau de Engenheiro Eletricista no curso de Engenharia
Elétrica da Universidade Luterana do Brasil (ULBRA).

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	1
1. DESENVOLVIMENTO.....	2
1.1 MICROCONTROLADOR.....	2
1.2 COMUTAÇÕES E CICLOS DE CARGA.....	2
1.3 PROGRAMA.....	3
1.3.1 ROTINA DE COMUTAÇÃO E ATUALIZAÇÃO DOS CICLOS DE CARGA.....	3
1.3.2 ROTINA DE LEITURA DO VALOR DE TENSÃO DO POTENCIÔMETRO.....	3
1.3.3 ROTINA DE DEFINIÇÃO DO TIPO E FREQUÊNCIA DO PWM.....	3
1.3.4 ROTINA DE DEFINIÇÃO DOS CICLOS DE CARGA DO PWM.....	4
1.3.5 ANÁLISE DO ENVELOPE DE OPERAÇÃO EM FUNÇÃO DAS VARIÁVEIS.....	4
1.4 PORTAS AND.....	4
1.5 DRIVERS DAS PONTES.....	5
1.6 PONTES.....	5
1.7 MOTOR.....	5
2. METODOLOGIA.....	12
2.1 COMPONENTES.....	12
2.2 MÉTODOS DE MEDIÇÃO.....	12
3. RESULTADOS.....	15
3.1 NOMENCLATURA UTILIZADA NAS FIGURAS.....	15
3.2 MEDIÇÕES PARA AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DE GERAÇÃO DO SINAL E CORRETA COMPOSIÇÃO DO SINAL PELAS PORTAS AND.....	15
3.3 MEDIÇÕES PARA AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DE TRANSMISSÃO DO SINAL PELOS DRIVERS E TRANSISTORES.....	15
3.4 MEDIÇÕES PARA AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO CONVERSOR.....	16
3.5 MEDIÇÕES COM FONTE AC PARA COMPARAÇÃO.....	16

LISTA DE FIGURAS

- Figura 001 – Quatro passos PWM senoidal. Página 7
- Figura 002 – Circuito elétrico do conversor. Página 7
- Figura 003 – Vista geral do conversor. Página 10
- Figura 004 – Vista do microprocessador, fontes de baixa tensão e portas AND open collector. Página 10
- Figura 005 – Vista dos drivers, pontes e retificador. Página 11
- Figura 006 – Vista do motor com fio extra saindo da carcaça. Página 11
- Figura 007 – Sinais de saída do microcontrolador de comutação dos transistores do enrolamento auxiliar. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 30Hz. Página 18
- Figura 008 – Sinais de saída do microcontrolador de comutação dos transistores do enrolamento principal. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 30Hz. Página 18
- Figura 009 – Sinais de saída do microcontrolador de comutação dos transistores das meia pontes esquerdas, canal superior enrolamento auxiliar, canal inferior enrolamento principal. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 30Hz. Página 18
- Figura 010 – Sinais de saída dos PWMs do microcontrolador. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 30Hz. Página 18
- Figura 011 – Sinais de saída dos PWMs do microcontrolador. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 60Hz. Página 18
- Figura 012 – Sinais de saída dos PWMs do microcontrolador. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 60Hz. Página 18
- Figura 013 – Sinais de saída das portas AND de chaveamento dos transistores de alta do enrolamento auxiliar. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 30Hz. Página 19
- Figura 014 – Sinais de saída das portas AND de chaveamento dos transistores de alta do enrolamento auxiliar. PWM senoidal a 2500Hz, ciclo de comutação a 30Hz. Página 19

LISTA DE TABELAS E GRÁFICOS

TABELA 1 – Sequência das rotinas/interrupção do programa. Página 8

TABELA 2 – Análise das saídas em função dos parâmetros de comutação e ciclos de carga do programa. Página 9

TABELA 3 – lista de material do conversor. Página 14

TABELA 4 – Resultados das medições e cálculos. Página 40

GRÁFICO 01 - Consumo fonte DC. Página 41

GRÁFICO 02 - Consumo fonte DC x consumo AC. Página 41

GRÁFICO 03 - Potência aparente enrolamento auxiliar. Página 42

GRÁFICO 04 - Potência aparente enrolamento principal. Página 42

GRÁFICO 05 - Potência aparente total. Página 43

GRÁFICO 06 - Fator de potência aproximado. Página 43

GRÁFICO 07 - Corrente RMS no enrolamento auxiliar. Página 44

GRÁFICO 08 - Corrente RMS no enrolamento principal. Página 44

GRÁFICO 09 - Tensão RMS no enrolamento auxiliar. Página 45

GRÁFICO 10 - Tensão RMS no enrolamento principal. Página 45

GRÁFICO 11 - Tensão RMS real x teórica no enrolamento auxiliar. Página 46

GRÁFICO 12 - Tensão gerada no motor DC acoplado. Página 46

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D – Analógico digital.

CI – circuito integrado.

DC – Do Inglês direct current, corrente contínua.

EMI – Do Inglês eletromagnetic interference, interferência eletromagnética.

H – tipo de arquitetura de ponte.

PSC – Do inglês permanent split capacitor, tipo de motor monofásico com capacitor permanente.

PWM – Do Inglês pulse width modulation, modulação por largura de pulso.

RMS – Do Inglês root mean square, raiz quadrada da média dos quadrados.

V/F – controle de tensão proporcional à frequência.

RESUMO

O objetivo deste trabalho foi projetar um conversor de frequência para motor de indução assíncrono monofásico de capacitor permanente com controle escalar de tensão proporcional à frequência. Cada um dos dois enrolamentos do motor foi energizado através de uma ponte de potência com defasagem de 90 graus no sinal elétrico entre as duas pontes, o capacitor original do motor não foi utilizado devido a técnica mencionada. Devido à similaridade entre os dois enrolamentos do motor e a defasagem de 90 graus no sinal das pontes, o conversor e o motor nesta aplicação operaram como bifásicos. O sinal modulado por largura de pulso (PWM) de chaveamento das pontes de potência assim como o sinal de comutação entre as meia pontes foi gerado através de microcontrolador. O rendimento original do motor (ligado a rede elétrica pública de 60hz e com o capacitor original), foi comparado ao obtido através da técnica mencionada para diferentes frequências de ciclo de comutação entre as meia pontes (entre 30 e 60Hz), diferentes frequências de PWM e dois tipos de PWM: linear e senoidal. Os resultados, com ressalvas, apontam para um melhor rendimento com PWM do tipo senoidal na faixa de frequências entre 2500 e 5000Hz. O projeto do conversor proposto e a forma de acionamento bifásica mencionada demonstraram-se opções tecnicamente viáveis para o controle de velocidade deste tipo de motor.

INTRODUÇÃO

A maioria dos equipamentos apresenta benefícios de rendimento/ruído ao se introduzir o controle de velocidade em seus principais componentes (na maioria acionados por motores elétricos) ao invés de simplesmente serem ligados ou desligados em função da demanda de carga.

Apesar do controle de velocidade de motores elétricos existir há décadas, somente na década de 70, com o advento dos transistores de potência, começou a ser usado em escala comercial em motores de indução assíncronos trifásicos com rotor de gaiola de esquilo através de conversores de frequência. Hoje os conversores comerciais para estes motores trifásicos apresentam grande confiabilidade e em sua maioria tem substituído o controle de velocidade através de motores DC com escovas devido ao menor custo de aquisição e de manutenção daquele tipo de motor. A aplicação de conversores de frequência em motores de indução assíncronos monofásicos com rotor de gaiola de esquilo ainda é limitada mas vem crescendo com a contínua redução no custo dos componentes de potência e dos microcontroladores.

O presente trabalho tem por objetivo projetar um conversor de frequência para motores de indução assíncronos monofásicos com rotor de gaiola de esquilo do tipo capacitor permanente (PSC) com controle escalar de tensão proporcional à frequência do ciclo de comutação (V/F) operando na faixa de 30 a 60Hz, analisar a viabilidade de se chavear os dois enrolamentos do motor com uma defasagem de 90 graus retirando o capacitor e analisar a melhor opção entre dois tipos de controle de largura de pulso (PWM): linear e senoidal e entre quatro opções de frequência do mesmo para o acionamento proposto deste tipo de motor. O objetivo não é projetar um conversor para controle preciso de velocidade pois neste caso seria necessário ter realimentação e uma conversão analógico digital (AD) com uma resolução maior que os 8 bits disponíveis no microcontrolador empregado, apesar disto o conversor proposto encontra larga aplicação pois a demanda de carga de muitos equipamentos que usam o tipo de motor em estudo tem resposta lenta.

1. DESENVOLVIMENTO

1.1 MICROCONTROLADOR

A escolha do modelo de microcontrolador recaiu sobre um modelo que apresenta baixo custo de aquisição e programação, facilidade de obtenção, robustez, alta integração de componentes e velocidade de processamento suficiente para atualizar os ciclos de carga do PWM senoidal em uma frequência de 16 vezes a frequência máxima do ciclo de comutação de 60Hz (4 passos diferentes de ciclo de carga) e ainda tenha tempo para realizar as demais rotinas tais como a conversão analógico digital (A/D) da tensão de um trimpot que define a frequência do ciclo de comutação entre as meia pontes de 30 a 60hz e os valores dos ciclos de carga que estão relacionados a estas frequências devido ao controle de tensão proporcional a frequência (V/F).

O modelo escolhido foi o PIC16F77 fabricado pela Microchip (3), que possui um conversor AD integrado de 8 bits e quando operando com uma frequência de clock de 4 MHz realiza uma instrução a cada um (a maioria das instruções) ou dois microsegundos. Outra vantagem deste modelo é a disponibilidade gratuita de um ambiente integrado de programação e simulação que permite testar o programa passo a passo antes de gravá-lo no microcontrolador. Uma desvantagem deste modelo é a inexistência de uma instrução específica para a operação de multiplicação e para a de divisão o que requereu a inclusão no programa de rotinas para tais operações que foram encontradas no site do fabricante.

A linguagem de programação escolhida foi a Assembly. Esta decisão levou em conta a maior facilidade de controle sobre os parâmetros do microcontrolador em relação a uma linguagem de mais alto nível como a C.

1.2 COMUTAÇÕES E CICLOS DE CARGA

A faixa de frequências do ciclo de comutação das meia pontes escolhida foi de 30 a 60Hz. As frequências do PWM escolhidas para a investigação da melhor opção foram de 312.5, 625, 1250 e 2500Hz para PWM linear e de 1250, 2500, 5000 e de 10000Hz para PWM senoidal.

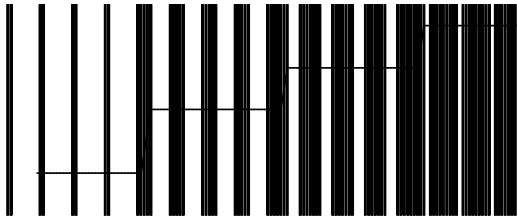


Figura 001 - Quatro passos do PWM senoidal

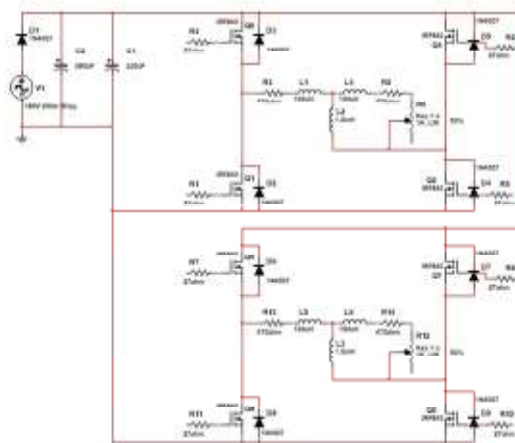


Figura 002 - Circuito elétrico do conversor

início	define as variáveis, as constantes, as entradas e saídas e os p
rotina principal	entrada na rotina principal
rotina principal	inicia conversão A/D
rotina principal	chama rotina de leitura do A/D
rotina leitura A/D	verifica se conversão terminou (volta caso não tenha terminad
rotina leitura A/D	multiplica valor digitalizado por um fator
rotina leitura A/D	atualiza valor temporário de reinício do Timer zero com o result
rotina leitura A/D	chama rotina de definição do tipo e frequência do PWM
rotina tip e freq. PWM	verifica se entrada porta B1 pede PWM linear ou senoidal indo
rotina tip e freq. PWM (linear)	se PWM linear verifica entradas B2 e 3 que definem a frequênc
rotina tip e freq. PWM (linear)	atualiza registradores que define a frequência do PWM
rotina tip e freq. PWM (linear)	atualiza constantes da equacao linear de cálculo do ciclo de ca
rotina tip e freq. PWM (linear)	atribui 1 a todos os valores de correção dos 4 steps do PWM s
rotina tip e freq. PWM (linear)	retorna a rotina de leitura do A/D
rotina tip e freq. PWM (senoidal)	se PWM senoidal verifica entradas B2 e 3 que definem a frequ
rotina tip e freq. PWM (senoidal)	atualiza registradores que define a frequência do PWM
rotina tip e freq. PWM (senoidal)	atualiza constantes da equação linear de cálculo do ciclo de ca
rotina tip e freq. PWM (senoidal)	atualiza os os valores de correção dos 4 steps do PWM senoid
rotina tip e freq. PWM (senoidal)	retorna a rotina de leitura do A/D
rotina leitura A/D	chama rotina de cálculo dos ciclos de carga
rotina cálculo ciclos de carga	calcula o valor temporário do ciclo de carga base (step 4)
rotina cálculo ciclos de carga	calcula os valores temporários dos ciclos de carga dos steps 1
rotina cálculo ciclos de carga	atualiza os valores de reinício do timer zero e dos ciclos de car
rotina cálculo ciclos de carga	retorna a rotina de leitura do A/D
rotina leitura A/D	retorna a rotina principal
rotina principal	retornando a rotina principal existe um delay de uns 0.2s retorn
interrupção de Timer zero	rotina de comutação e/ou atualização dos ciclos de carga que c
interrupção de Timer zero	limpa flag da interrupção e atualiza valor do registrador de reini
interrupção de Timer zero	verifica em qual dos 16 passos a comutação se encontra, indo
interrupção de Timer zero (sem comutação)	12 sequências de chaveamento onde existe não existe alternar
interrupção de Timer zero (sem comutação)	atualiza o valor do registador do ciclo de carga em cada uma d
interrupção de Timer zero (com comutação)	4 sequências de chaveamento onde existe alternancia de fech
interrupção de Timer zero (com comutação)	abre os transistores da meia ponte que estava fechada a 8 inte
interrupção de Timer zero (com comutação)	atualiza o valor do registador do ciclo de carga em cada uma d
interrupção de Timer zero (com comutação)	fecha os transistores da outra meia ponte que pertencia a pont
interrupção de Timer zero	retorna ao ponto onde estava antes da interrupção

Tabela 1 - Sequência das rotinas/interrupção do programa

TIPO DE PWM	LINEAR		
FREQUÊNCIA DO PWM (KHz)	0.3125		
FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO (Hz)	30.5	60.1	30.5
FREQUENCIA CRISTAL (MHz)	4	4	4
NUMERO DE STEPS PWM SENOIDAL	4	4	4
MULTIPLICADOR STEP PWM SENOIDAL STEP 1	1.00	1.00	1.00
MULTIPLICADOR STEP PWM SENOIDAL STEP 2	1.00	1.00	1.00
MULTIPLICADOR STEP PWM SENOIDAL STEP 3	1.00	1.00	1.00
MULTIPLICADOR STEP PWM SENOIDAL STEP 4	1.00	1.00	1.00
PRESCALER TMR0	8	8	8
PRESCALER TMR2	16	16	16
VALOR TMR0 NO REINICIO	0	126	0
FREQ CHAV DUTY CYCLE 100% (Hz)	142	142	142
PR2	199	199	9
CCP1CON BITS (5 E 4)	0	0	0
TENSAO RMS AC ENTRADA	127	127	127
DUTY CYCLE P/ TMR0 = 0	0.33	0.33	0.33
A	66.00	66.00	33
B	0.667	0.667	0.33
CCPR1L STEP PWM SEN STEP 1	66.0	150.0	33
CCPR1L STEP PWM SEN STEP 2	66.0	150.0	33
CCPR1L STEP PWM SEN STEP 3	66.0	150.0	33
CCPR1L STEP PWM SEN STEP 4	66.0	150.0	33
FREQUENCIA PWM (KHz)	0.3125	0.3125	0.6
FREQUENCIA COMUTAÇÃO (TMR0/4/STEPS PWM SEN) (Hz)	30.5	60.1	30.5
DUTY CYCLE PWM SEN STEP 1	0.33	0.75	0.33
DUTY CYCLE PWM SEN STEP 2	0.33	0.75	0.33
DUTY CYCLE PWM SEN STEP 3	0.33	0.75	0.33
DUTY CYCLE PWM SEN STEP 4	0.33	0.75	0.33
TENSAO DC RETIFICADA	179.6	179.6	179.6
TENSAO MEDIA AC IMPOSTA NO MOTOR	59.3	134.7	59.3
TENSAO MEDIA SAIDA X ENTRADA	51.8%	117.8%	51.8%
TENSAO RMS AC IMPOSTA NO MOTOR	59.3	134.7	59.3
TENSAO RMS SAIDA X RMS ENTRADA	46.7%	106.1%	46.7%
PERÍODO ATIVO PWM BASE (MICRO SEGUNDOS)	1056.0	2400.1	52
PERÍODO INATIVO PWM BASE (MICRO SEGUNDOS)	2144.0	799.9	107
PERIODO ATIVO PWM BASE/PERIODO CHAVEAM	3.22%	14.42%	1.6
PERIODO PWM BASE (MICROSEG)	3200	3200	16
PERIODO STEP CHAVEAMENTO (MICROSEG)	4096	2080	40
PERIODO PWM/PERIODO STEP CHAVEAMENTO	78.1%	153.8%	39.1
PERIODO ATIVO STEP 1 PWM (MICROSEG)	1056	2400	52
PERIODO ATIVO STEP 1 PWM/PERIODO STEP CHAVEAMENTO	25.8%	115.4%	12.2

Tabela 2 - Análise das saídas em função dos parâmetros de



Figura 003 – vista geral do conversor

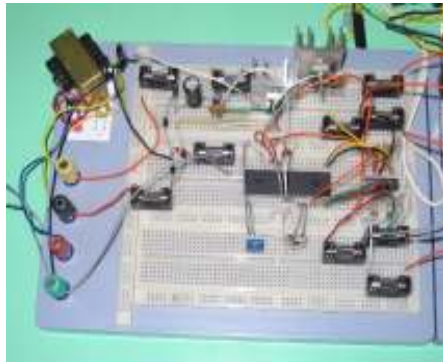


Figura 004 – vista do microprocessador, fontes de baixa tensão e portas AND open collector

2. METODOLOGIA

2.1 COMPONENTES

A tabela 3 apresenta a relação de componentes utilizada.

2.2 MÉTODOS DE MEDIÇÃO

As medições de tensão sobre os enrolamentos do motor foram feitas com o osciloscópio colocando uma ponta de prova numa extremidade do enrolamento e o terra do mesmo na outra, as de corrente foram feitas com a utilização de um shunt ligado em série com cada enrolamento e colocando uma ponta de prova numa extremidade do shunt e o terra na outra, da mesma forma para a verificação do correto funcionamento do conversor foram colocadas duas resistências no lugar dos dois enrolamentos do motor para que o efeito de indutância do motor não estivesse presente nesta verificação. A técnica utilizada para obter os valores de tensão RMS e corrente RMS nos enrolamentos foi de salvar os valores de duas medições no osciloscópio para cada ponto (o osciloscópio digital utilizado salva 4096 medidas de cada vez em arquivo texto), calcular o valor RMS de cada medição (carregando os arquivos em planilha eletrônica e aplicando a fórmula) e fazer a média entre as duas medições de cada ponto.

A potência aparente em cada enrolamento do motor foi obtida pela multiplicação dos valores de tensão RMS pelos respectivos valores de corrente RMS.

Para se ter um indicativo da velocidade de rotação do motor ligado ao conversor foi acoplado um pequeno motor de corrente contínua (DC) na extremidade do eixo do motor e a tensão gerada por ele foi medida com um multímetro sendo esta tensão considerada como um indicativo da velocidade de rotação.

A tensão da ponte retificadora foi medida com o osciloscópio pois a tentativa de medição com multímetros convencionais revelou serem estes inadequados para este tipo de medição aparentemente por influência dos picos de tensão do chaveamento sobre os mesmos (apresentavam valores de tensão bem acima dos reais). A corrente consumida da ponte retificadora foi medida com um shunt

item	descrição	quantidade
1	microcontrolador PIC16F77	1
2	cristal de 4MHz	1
3	capacitor de poliéster 27nF 25V	2
4	trimpot de 47Kohms	1
5	fonte de 5V 1 A	1
6	fonte de 18V 1A	1
7	CI com 4 portas AND open collector DM74ALS09	1
8	mosfet driver IR2110	4
9	capacitor poliéster 470nF 25V	4
10	capacitor poliéster 2200nF 25V	4
11	capacitor poliéster 1000nF 25V	4
12	diodo ultra rápido BYV26C	4
13	diodo 1N4148	8
14	resistor 1/8W 22 ohms	8
15	mosfet de potência IRF740	8
16	dissipadores de calor de 10W	8
17	diodo retificador 3A 1N5408	1
18	capacitor eletrolítico 760microF 400V	1
19	capacitor eletrolítico 330microF 400V	1
20	capacitor de poliéster supressor de ruído 1microF	1
21	fios e cabos diversos	---
22	fusíveis de vidro de diversos valores	---

Tabela 3 - lista de material do conversor

3. RESULTADOS

3.1 NOMENCLATURA UTILIZADA NAS FIGURAS

O primeiro caractere indica o tipo de PWM que está atuando, pode ser L (PWM linear), S (PWM senoidal) ou D(ES-) sem sinal de acionamento (motor desligado apenas com fonte DC energizada). O segundo caractere indica (em conjunto com o primeiro caractere) a frequência de PWM que está atuando da seguinte forma: 312.5Hz (L1), 625Hz (L2), 1250Hz (L3 ou S1), 2500Hz (L4 ou S2), 5000Hz (S3) e 10000Hz (S4). O terceiro caractere indica a frequência do ciclo de comutação: 30Hz (3) ou 60Hz (6). O quarto caractere indica a grandeza que se deseja obter com a medição: tensão sobre os enrolamentos ou resistências de 22Kohms (V), corrente sobre os enrolamentos (C), corrente consumida da fonte DC (S), sinal de acionamento dos transistores saindo do microcontrolador (T), sinal PWM saindo do microcontrolador (W), sinal de acionamento dos drivers das pontes saindo das portas AND (A). O quinto caractere indica se o sinal ou a medida é referente a ponte que aciona o enrolamento auxiliar (A) ou o enrolamento principal (P), também pode indicar a comparação entre um sinal de uma ponte com o sinal de outra ponte (2).

3.2 MEDIÇÕES PARA VERIFICAÇÃO DA CORRETA GERAÇÃO DO SINAL PELO MICROCONTROLADOR E PELA CORRETA COMPOSIÇÃO DO SINAL PELAS PORTAS AND

As figuras 7 a 18 apresentam as medições feitas com osciloscópio nas saídas de acionamento dos transistores e nos sinais PWM gerados pelo microcontrolador e nas saídas de sinal das portas AND que fazem a composição dos sinais dos transistores com os sinais PWM emitidos pelo microcontrolador. As medições foram feitas com PWM senoidal na frequência de 2500Hz e com frequência de ciclo de comutação de 30 e 60Hz.

3.3 MEDIÇÕES PARA AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DE TRANSMISSÃO DO SINAL PELOS DRIVERS E DO CORRETO FUNCIONAMENTO DOS TRANSISTORES DAS PONTES

As figuras 19 a 33 apresentam as medições feitas com osciloscópio nas quatro frequências de PWM linear, no limite inferior (30Hz) e superior (60Hz) da

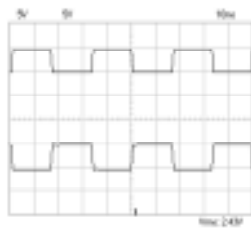


Figura 007 - S23TA

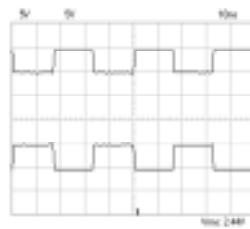


Figura 008 - S23TP

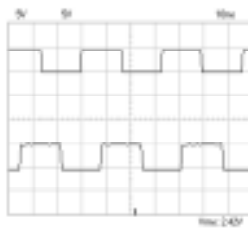


Figura 009 - S23T2

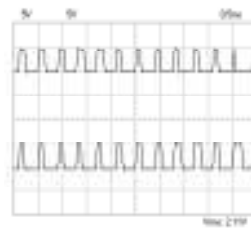


Figura 010 - S23W

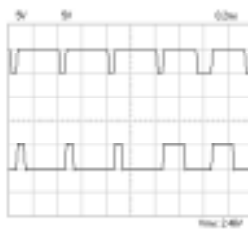


Figura 011 - S26W

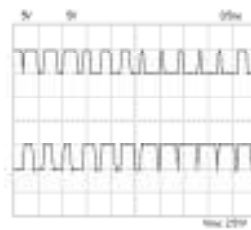


Figura 012 - S26W

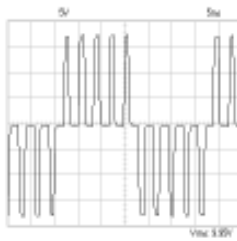


Figura 019 - L13VP

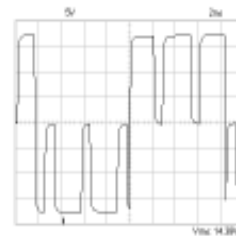


Figura 020 - L16VP

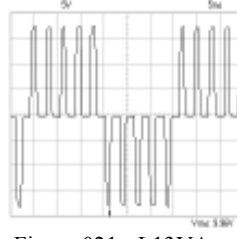


Figura 021 - L13VA

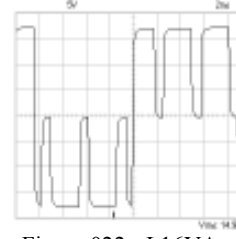


Figura 022 - L16VA

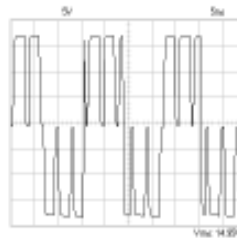


Figura 023 - L26VP

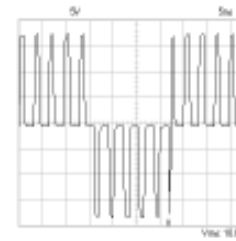


Figura 024 - L23VA

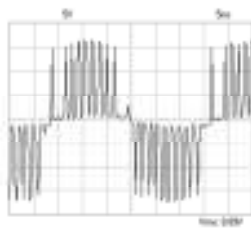


Figura 034 - S23VA

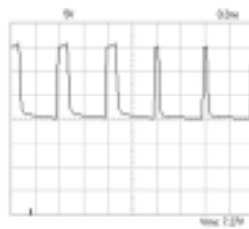


Figura 035 - S23VA



Figura 036 - S23VA

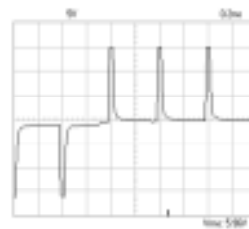


Figura 037 - S23VA

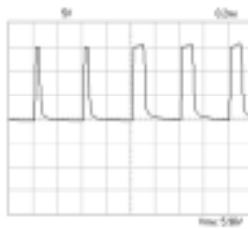


Figura 038 - S23VA

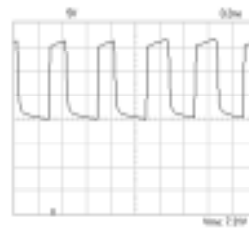


Figura 039 - S23VA

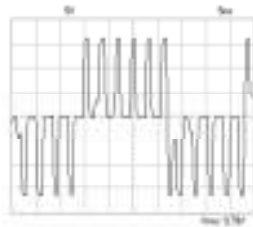


Figura 052 - L13VA

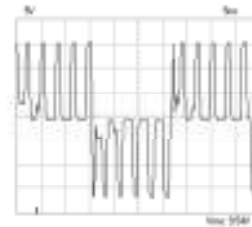


Figura 053 - L13VP

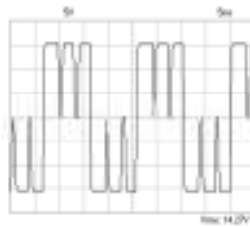


Figura 054 - L16VA

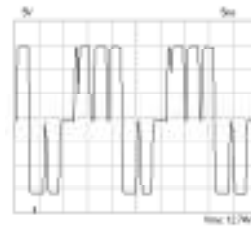


Figura 055 - L16VP

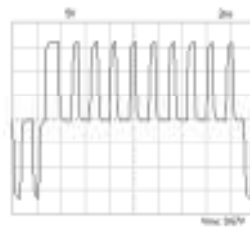


Figura 056 - L23VA

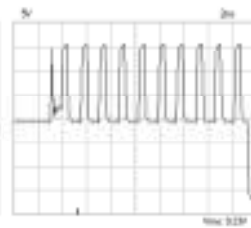


Figura 057 - L23VP

tipo PWM		linear	linear	linear	linear	
frequência PWM	Hz	312.5	312.5	625	625	
frequência ciclo comutação	Hz	30	60	30	60	
tensão DC fonte	V	180	180	180	180	
corrente fonte DC	A	0.073	0.116	0.058	0.08985	
consumo fonte DC	W	13.14	20.88	10.35	16.17	
consumo AC	W	5.88	18.94	5.88	18.94	
consumo fonte x consumo AC	%	124%	10%	76%	-15%	
tensão RMS enrolamento principal	V	95.9	128.4	90.4	132.2	
corrente RMS enrolamento principal	A	0.080	0.126	0.068	0.100	
potência aparente enrolamento principal	VA	7.69	16.17	6.14	13.17	
tensão RMS teórica nos enrolamentos	V	59.3	134.7	59.3	134.7	
diferença % teórica x real enrolamento principal		62%	-5%	53%	-2%	
diferença % teórica x real enrolamento auxiliar		67%	6%	63%	3%	
tensão RMS AC	V	65.2	128.4	65.2	128.4	
tensão RMS enrolamento auxiliar	V	98.9	142.7	96.5	138.9	
corrente RMS enrolamento auxiliar	A	0.058	0.071	0.054	0.072	
potência RMS aparente enrolamento auxiliar	VA	5.77	10.20	5.17	10.03	
potência RMS aparente total	VA	13.47	26.37	11.31	23.20	
fator de potência médio bruto		0.98	0.79	0.92	0.70	
tensão motor DC acoplado	V	0.85	1.51	0.84	1.73	
tensão motor DC acoplado com AC	V	0.85	1.61	0.85	1.61	

Tabela 4 - Resultados das medições e cálculos

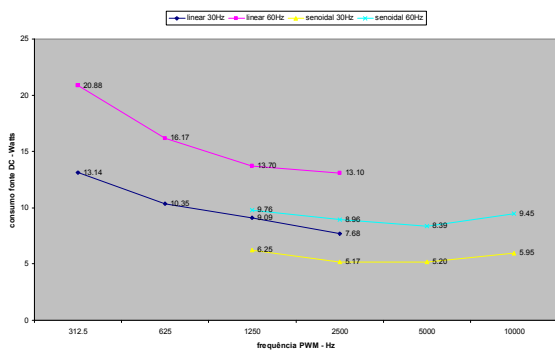


Gráfico 01 - Consumo fonte DC

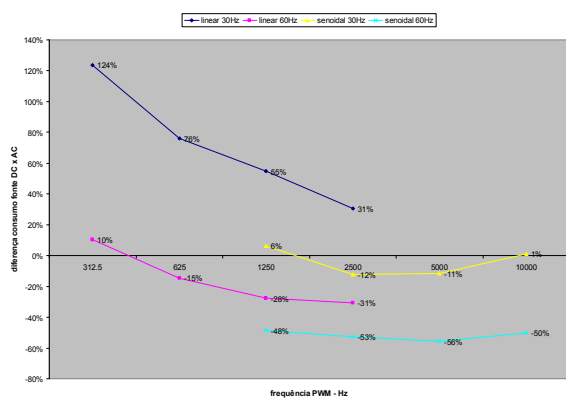
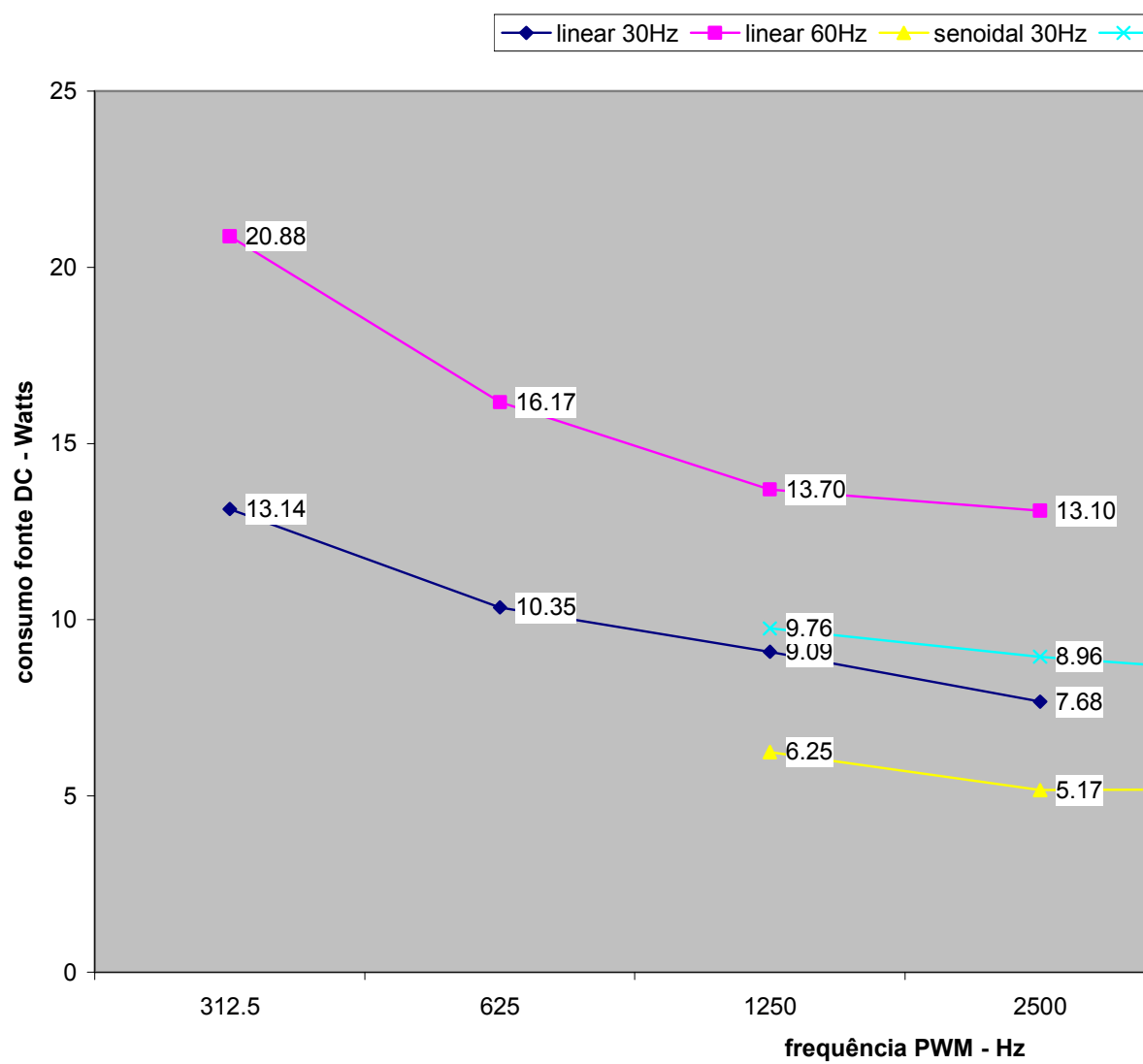


Gráfico 02 - Consumo fonte DC x consumo AC



4. DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

4.1 MEDIÇÕES PARA VERIFICAÇÃO DA CORRETA GERAÇÃO DO SINAL PELO MICROCONTROLADOR E DA CORRETA COMPOSIÇÃO DO SINAL PELAS PORTAS AND

As figuras 7 e 8 mostram a correta defasagem de 180 graus entre os sinais de comutação de cada par de meia ponte (estes são os sinais que acionarão os transistores de baixa sem passar pela composição com o sinal de PWM feita pelas portas AND). A figura 9 mostra a correta defasagem de 90 graus entre o sinal de chaveamento das pontes. As figuras 10 a 12 mostram a correta geração do sinal de PWM senoidal com a variação dos ciclos de carga em quatro passos e a correta defasagem de 180 graus entre os passos dos sinais PWM de cada uma das pontes. As figuras 13 a 18 mostram a correta composição entre os sinais de comutação e os sinais PWM de cada uma das pontes (estes são os sinais que acionarão os transistores de alta).

4.2 MEDIÇÕES PARA AVALIAÇÃO DA QUALIDADE DE TRANSMISSÃO DO SINAL PELOS DRIVERS E DO CORRETO FUNCIONAMENTO DOS TRANSISTORES DAS PONTES

A análise das figuras 19 a 33 (PWM linear com frequências de 312.5 a 2500Hz) e das figuras 34 a 51 (PWM senoidal com frequência de 2500Hz), feitas com resistências de 22Kohms no lugar dos enrolamentos para evitar que a influência da indutância dos mesmos sobre a tensão mascará-se os resultados, mostra que tanto a transmissão do sinal pelos drivers como o funcionamento dos transistores de ambas as pontes estavam corretos pois o comportamento da tensão foi de acordo com o esperado mostrando claramente a alternância de comutação das meia pontes e os passos do PWM senoidal, a exceção foi a tensão no shunt da fonte DC que mostrou uma componente parasita em 60Hz tanto quando o chaveamento estava ligado (figura 50) como quando estava desligado (figura 51) e uma visualização de picos agudos de tensão sobre esta onda parasita se a resolução do osciloscópio passa-se de 1V/divisão vertical (figura 50) para 0.5V/divisão (figuras 48 e 49).

CONCLUSÃO

O acionamento dos enrolamentos feito com pontes independentes e defasado de 90 graus em motores de indução assíncronos monofásicos PSC parece ser uma boa opção devido ao bom rendimento do conjunto (sem carga e em uma faixa de frequências). Estes resultados devem ser verificados com carga, com correção da falha na ponte e redução na emissão eletromagnética para que se possa afirmar o acima.

O tipo de PWM ideal para acionar este tipo de motor foi o senoidal pois, em conjunto com uma faixa ótima de frequência (2500 a 5000Hz), levou as ondas de corrente a se aproximarem do formato senoidal. Eventualmente a correção na falha da ponte pode estender a faixa ótima de frequências para um nível mais alto.

O projeto de conversor proposto: sinal do PWM gerado por microcontrolador com saídas PWM e de comutação sendo unidas por uma porta AND de coletor aberto antes de acionar os respectivos transistores de alta através dos drivers, deixando os transistores de baixa sendo acionados diretamente pelas saídas de comutação do microcontrolador (através dos drivers); arquitetura de ponte em H para diminuir o valor do pico de tensão sobre a mesma e desta forma permitir a utilização de transistores de menor custo, demonstraram-se tecnicamente viáveis para este tipo de aplicação. Um estudo sobre a redução na EMI e as consequentes alterações no projeto deve ser feito para confirmar esta afirmação.

Apesar do trabalho proposto ter sido feito com motor monofásico o autor considera que os caminhos que a indústria vai seguir com o inevitável advento da generalização do controle de velocidade em motores pequenos devido aos benefícios deste serão dois: uma linha de alto rendimento (custo um pouco maior), utilizará motores DC de ímã permanente do tipo brushless (sem escovas); outra linha de baixo custo utilizará motores de indução trifásicos (já que a alimentação da fonte DC pode ser feita através de uma rede monofásica AC) assíncronos com rotor de gaiola de esquilo com confecção muito similar aos motores monofásicos atuais deste porte. Em ambos os casos o acionamento do motor pode ser muito parecido com o proposto neste trabalho mostrando o caminho a seguir para futuros desenvolvimentos feitos com os conhecimentos adquiridos neste.

ANEXO – PROGRAMA FONTE DO MICROCONTROLADOR

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- 1 AN978-b. HV Floating MOS-Gate Driver Ics, Application Note da International Rectifier (www.irf.com). Califórnia, EUA 2003.
- 2 DS006179. DM74ALS09 Datasheet da Fairchild Semiconductor (www.fairchildsemi.com). EUA 2000.
- 3 DS30325B. PIC 18F77 Datasheet da Microchip (www.microchip.com). Phoenix, EUA 2002.
- 4 PD-9.375H. IRF740 Datasheet da International Rectifier (www.irf.com). Califórnia, EUA 2003.
- 5 PD60147-S. IR2110/IR2113(S) Datasheet da International Rectifier (www.irf.com). Califórnia, EUA 2003.
- 6 Souza, David José de; Lavinia, Nicolás César. Conectando o PIC, recursos avançados. 1. ed. São Paulo: Érica 2003. ISBN 85-7194-737-6.

ABSTRACT

The intention of this paperwork is to design a frequency converter without feedback and voltage level proportional to the frequency to be used with permanent split capacitor asynchronous single phase motors (PSC motors). Each one of the two windings of the motor was energized through a power bridge with 90 degrees offset between the electric signal of each bridge, with this approach the original motor's capacitor was not used. Due to the similarity between the two motor's windings and the 90 degrees offset between the bridges signal, both the converter and the motor ran as two phase equipment. The pulse width modulated signal (PWM) of the power bridges switching and the commutation signal between each half bridge was generated through a microcontroller. The original motor efficiency (when connected to public AC power supply of 60Hz and running with the original splitting capacitor), was compared with the efficiency obtained through the mentioned technique for different commutation cycle frequencies (between 30 and 60Hz), different PWM frequencies and two PWM types: linear and sinusoidal. The results, with restrictions, seem to point to a better efficiency with the sinusoidal PWM and in the frequency range between 2500 and 5000Hz. The proposed converter design and the two phase driving approach showed to be valid technique options to have a speed control of PSC type motors.