

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITO PARA CONTROLE
DE UMA MÁQUINA DE LANÇAR BOLAS DE TÊNIS.**

JOSÉ CARLOS DA SILVA

ORIENTADOR: JOSÉ ANTONIO SIQUEIRA DIAS

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (Presidente) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Galdenoro Botura Jr. - FEG/UNESP

Prof. Dr. Aberto Martins Jorge - FEEC/UNICAMP

CAMPINAS

11 de Abril de 2000

Este exemplar corresponde a redação final da
defendida por José Carlos da Silva
e aprovada pela Comit
Julgada em 11 / 04 / 2000
José Antonio Siqueira Dias
Orientador

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

200016322

UNIDADE	30
N.º CHAMADA:	T/UNICAMP
	Si38p
V.	Ex.
TOMBO BC/	42904
PROC.	16.278/00
C	<input type="checkbox"/>
D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREC.º	R\$ 11,00
DATA	24/10/00
N.º CPD	

CM-00147209-5

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

Si38p

Silva, José Carlos da

Projeto e desenvolvimento de circuito para controle de uma máquina de lançar bolas de tênis / José Carlos da Silva.--Campinas, SP: [s.n.], 2000.

Orientador: José Antonio Siqueira Dias.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Modulação de duração do pulso . 2. Circuitos eletrônicos. 3. Tênis (Jogo). 4. Máquinas automáticas.
I. Dias, José Antonio Siqueira. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

RESUMO

Neste trabalho apresentamos o projeto e o desenvolvimento de um circuito para controle de uma máquina de lançar bolas de tênis. Todos os requisitos necessários para a fabricação de uma máquina de lançar bola nacional foram levados em consideração, visando permitir a nacionalização futura destes tipos de máquinas por alguma indústria brasileira.

- Foram projetados, confeccionados e caracterizados os circuitos de;
- controle de velocidade das roldanas (realizados através de PWM);
 - controle dos efeitos aplicados à bola;
 - controle da frequência de lançamento de bolas;
 - controle de posição e oscilação do lançador de bolas;
 - circuito de carga e indicação do nível de tensão da bateria.

O resultado do projeto foi a implementação de um circuito compacto, de baixo custo e de fácil reprodução, com componentes facilmente encontrados no mercado nacional, com o desempenho equivalente ao dos controladores das máquinas importadas.

Palavras Chave: PWM, Circuitos Eletrônicos, Máquinas Esportivas, Máquinas de Lançar Bolas de Tênis.

ABSTRACT

In this work we present the project and development of a tennis ball machine. All requirements necessities for manufacturing the national tennis ball machine have been taken into consideration, aiming a future nationalization of this type of machine for a Brazilian company.

- It has been projected, manufactured and characterized the circuits of:
- Speed control of the pulleys (made by PWM);
 - Effects control applied to the ball;
 - Frequency control for throwing the ball;
 - Position and oscillation control of the throws;
 - Source circuit and level indication of battery voltage.

The result of the project was the implementation of a compact circuit, with low cost and easy reproduction, with components easily found in the national market, with the performance equivalent to the controllers of imported machine.

Keywords: PWM, electronic circuits, sporting machine, tennis ball machine.

DEDICO

À minha querida esposa Tânia Benícia, companheira, amiga e cúmplice que em todos os momentos, nas alegrias e tristezas, nas vitórias e tropeços sempre está ao meu lado dando palavras de conforto, incentivo e amor.

OFEREÇO

À minha mãe Enedina, que sempre primou pelo estudos dos filhos, ensinando-nos a respeitar a nós mesmos e ao próximo, pois não somos superiores e nem inferiores a ninguém e assim não prejudicaremos ninguém e cedo ou tarde nossos sonhos e desejos serão realizados.

“Ainda que eu falasse a língua dos homens e dos anjos, e não tivesse amor seria como metal que soa ou como o sino que tine.

Ainda que eu tivesse o Dom de profecia, e conhecesse todos os mistérios e toda a ciência, e ainda que tivesse toda a fé, de maneira tal que transportasse montes, e não tivesse amor, nada seria.

Agora, pois, permanecesse a fé, a esperança e o amor, estes três, o maior destes é o amor.”

1 Coríntios 13, 1-3 : 13.

Agradecimentos

- A Deus, que sempre intercede por mim de um jeito ou de outro, conduzindo me a realizar meus objetivos com amor e fé;
- A minha família, Enedina, José Benedito, Liliane Aline, Lilian Alice, Rodolfo e a minha querida esposa Tânia Benícia, de quem sempre me apoiaram e motivaram nas minhas escolhas;
- Ao Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias pela orientação, idéias e incentivo;

A realização deste trabalho foi possível em função da colaboração direta ou indireta de muitas pessoas. Manifesto minha gratidão a todas elas e de forma especial:

- Aos Profs. Drs. Alberto Martins Jorge e Wilmar Bueno de Moraes pelas consultorias prestadas durante a realização desta tese;
- Ao amigo e Prof. Dr. Nicolau Priante Filho da Universidade Federal de Mato Grosso pela confiança e incentivo;
- À amiga Ademilde Félix que sempre demonstrou-se simpatia e dedicação em todos os momentos que precisei de sua ajuda na secretaria do DEMIC;
- Ao Paulo Henrique Machado pela colaboração na área de informática e apoio no laboratório;
- À Regina Maria Aparecida Gazzola Floriano pela realização das placas de circuito impresso;
- Aos amigos e colegas adquiridos durante a realização deste trabalho, José Eduardo, Edson Donizete, Iguatemi Eduardo, Fabiano, Maurício, André, Fernando, Luciana, Alcino e demais pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho;
- Ao órgão financiador CAPES.

SUMÁRIO

RESUMO E ABSTRACT	III
LISTA DE SÍMBOLOS	VIII
INTRODUÇÃO	10
CAPÍTULO 1 – PRINCIPIO DE FUNCIONAMENTO DA MÁQUINA DE LANÇAMENTO DE BOLAS AUTOMÁTICA	13
1.1 – FONTE DE ALIMENTAÇÃO	13
1.2 – OSCILADOR.....	13
1.3 – GERADOR DE ALTITUDE.....	14
1.4 – ALIMENTADOR DE BOLAS	14
1.5 – ROLDANAS ARREMEÇADORA COM GERADOR DE EFEITOS.....	15
1.6 – REFERÊNCIAS.....	21
CAPÍTULO 2 – DESENVOLVIMENTO DO PROJETO DO CONTROLE DA MÁQUINA DE LANÇAMENTO DE BOLA DE TÊNIS AUTOMÁTICA	22
2.1 – ALIMENTAÇÃO.....	22
2.1.1 – CIRCUITO DO CARREGADOR DE BATERIA.....	23
2.1.2 – CIRCUITO DO SINALIZADOR DO ESTADO DE CARGA DA BATERIA	26
2.1.3 – CIRCUITO REGULADOR DE TENSÃO.....	29
2.2 – CIRCUITO DE CONTROLE DO ALIMENTADOR DE BOLAS.....	31
2.3 – CIRCUITO DE CONTROLE DO MECANISMO GERADOR DE ALTITUDE E OSCILADOR.....	35
2.4 – CIRCUITO DE CONTROLE DO MECANISMO GERADOR DE EFEITOS	38
2.5 – PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE DO ACIONAMENTO DOS TRANSISTORES DE POTÊNCIA DOS MOTORES DO MECANISMO GERADOR DE EFEITOS	47
2.6 – PROJETO DO CIRCUITO DO ESTÁGIO DE SAÍDA	52
2.7 – PROJETO E CONSTRUÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	54
2.8 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59
CAPÍTULO 3 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES	60
3.1 – ALIMENTAÇÃO.....	60
3.2 – CIRCUITO ALIMENTADOR DE BOLAS.....	61
3.3 – GERADOR DE EFEITOS	62
3.4 – ESTÁGIO DE SAÍDA	70
3.5 – CONCLUSÕES.....	76

Lista de Símbolos

C	<i>Capacitância</i>	Ton	<i>Período de permanência em estado alto do sinal modulado</i>
f	<i>Frequência do sinal retificado</i>		
f_s	<i>Frequência de chaveamento</i>	V_{BAT}	<i>Tensão fornecida pela Bateria</i>
I_E	<i>Corrente de emissor do transistor bipolar</i>	$V_{médio}$	<i>Tensão média do sinal modulado</i>
I_c	<i>Corrente de coletor do transistor bipolar</i>	V_c	<i>Tensão Central</i>
I_B	<i>Corrente de base do transistor bipolar</i>	V_{LED}	<i>Tensão de acionamento dos "leds" dos de sinalização</i>
I_{LED}	<i>Corrente de acionamento dos "leds" de sinalização</i>	V_0	<i>Tensão de alimentação estável</i>
I_p	<i>Corrente de polarização no diodo retificador</i>	$V_{NS'}$	<i>Tensão de nível superior condicionada</i>
$I_p`$	<i>Corrente de polarização do amplificador operacional</i>	V_{NS}	<i>Tensão de nível superior</i>
I_{carga}	<i>Corrente de Carregamento</i>	V_B	<i>Tensão da base determinada pela regra do divisor de tensão</i>
I_Z	<i>Corrente Zener</i>	V_{BE}	<i>Tensão de entre base e emissor</i>
$I_Z`$	<i>Corrente de Joelho do diodo Zener</i>	V_{Cesat}	<i>Tensão de saturação coletor-emissor</i>
		$V2_{(pico)}$	<i>Tensão secundária de pico</i>
		$V2_{(eficaz)}$	<i>Tensão secundária eficaz</i>
I_M	<i>Corrente de Motor</i>	V_{ripple}	<i>Tensão de "Ripple"</i>

V_z	<i>Tensão Zener</i>	$+VCC$	<i>Tensão de entrada positiva do amplificador operacional</i>
$V\%$	<i>Tensão Percentual</i>		
V_x	<i>Tensão no terminal não inversor do amplificador em configuração somador</i>	R'	<i>Resistência determinada pelo projetista</i>
		R	<i>Resistência</i>
V_x'	<i>Tensão no terminal não inversor do amplificador em configuração subtrator</i>	R_F	<i>Resistência de realimentação</i>
		α	<i>Posicionamento do controle</i>
V_{pwm1}	<i>Tensão de saída do circuito modulador 1 (sinal modulado)</i>	α_F	<i>Fator de amplificação (I_c/I_e)</i>
		β_F	<i>Ganho de corrente do transistor bipolar</i>
V_{pwm2}	<i>Tensão de saída do circuito modulador 2 (sinal modulado)</i>	β_{F1}	<i>Ganho de corrente do transistor 1 da configuração do par Darlington</i>
V_{cpwm1}	<i>Tensão de saída do circuito gerador de efeitos (sinal modulante1)</i>	β_{F2}	<i>Ganho de corrente do transistor 2 da configuração do par Darlington</i>
V_{cpwm2}	<i>Tensão de saída do circuito gerador de efeitos (sinal modulante2)</i>	τ_T	<i>Temporização (Tempo de carga)</i>
		τ_D	<i>Tempo de descarga</i>
$V_{tripwm1}$	<i>Tensão triangular do circuito modulador (Portadora 1)</i>	τ_T	<i>Período da onda triangular</i>
		τ_{pwm}	<i>Período do sinal modulado (V_{pwm})</i>
$V_{tripwm2}$	<i>Tensão triangular do circuito modulador (Portadora 2)</i>		

Introdução

Dentre as várias aplicações atualmente desenvolvidas pela indústria eletrônica mundial, observa-se um crescente desenvolvimento de produtos que alcancem os consumidores que praticam atividades esportivas, tais como beisebol, voleibol, futebol e tênis. A indústria eletrônica tem desenvolvido projetos de equipamentos para treinamento desses desportistas e dentre eles estão as máquinas de lançamento de bolas automáticas.

Esse produto ainda não existe no mercado nacional e sua aquisição, através de importação, é bastante onerosa. O interesse da indústria eletrônica nacional em desenvolver esse tipo de produto tenderia a receber uma resposta bastante favorável do mercado, tendo em vista a redução dos custos para sua aquisição e o considerável número de praticantes dessas modalidades.

Este trabalho apresenta o primeiro projeto de desenvolvimento e construção do controle de uma máquina nacional de lançamento automático de bolas. Optou-se pelo projeto de uma lançadora de bola de tênis, pois este projeto envolve uma grande parte dos vários segmentos da eletrônica como será visto nos capítulos futuros. Em razão da sua complexidade, este projeto poderá ser utilizado também na construção do controle de máquinas para outras modalidades esportivas, simplesmente com a adaptação física dos componentes mecânicos dessas máquinas, como é mostrado na figura 1.

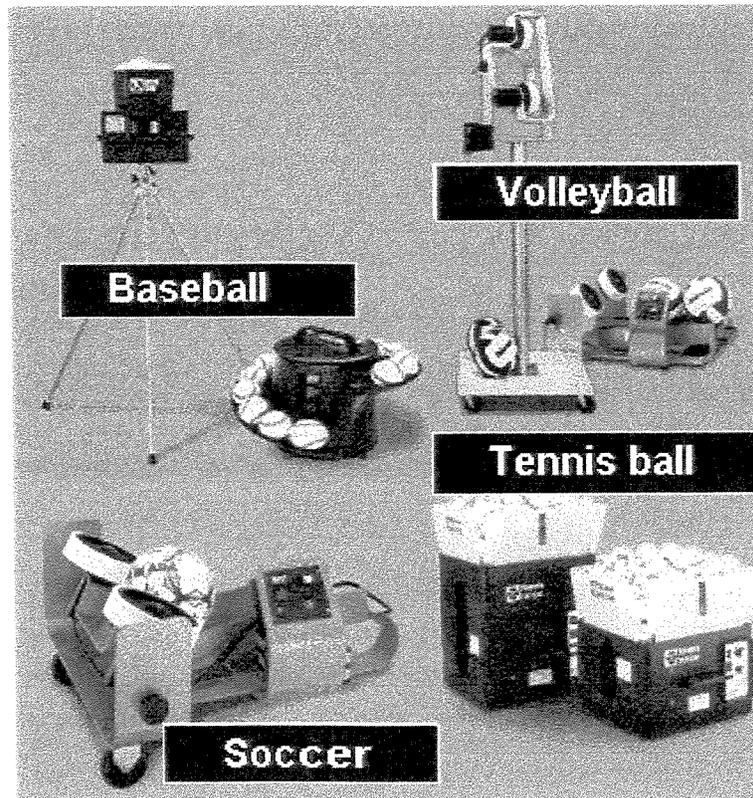


Figura 1: Características físicas das atuais máquinas de lançamento de bolas automáticas.

Os circuitos deste projeto envolvem o comando das partes principais da máquina que, através de seu funcionamento, reproduzem fielmente as condições reais exigidas para o desenvolvimento da atividade esportiva em questão. O nível de sofisticação dos circuitos de controle envolvidos varia conforme as necessidades do comando de cada parte da máquina, sem torná-la inferior às máquinas já existentes no mercado.

A alimentação das máquinas existentes é feita através de alimentadores AC ou DC. O projeto desenvolvido neste trabalho utiliza alimentação DC, através de baterias. Características de operação de baixo custo e comodidade aos usuários, pela obtenção de um

produto portátil, são fatores relevantes, que a utilização deste tipo de alimentação proporciona, tornando assim o produto mais atrativo ao consumidor.

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento do projeto e a construção do controle de uma máquina de lançamento de bola de tênis que apresente um desempenho satisfatório, equivalente às existentes no mercado.

No primeiro capítulo é descrito o princípio de funcionamento da máquina de lançamento de bolas de tênis. O segundo capítulo apresenta o desenvolvimento do projeto dos circuitos de controle da máquina. No terceiro capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos através de simulações e medidas experimentais e a seguir apresenta-se a conclusão e observações feitas durante o desenvolvimento deste trabalho.

Capítulo 1

Princípio de funcionamento da máquina de lançamento de bolas de tênis

O funcionamento da máquina projetada baseia-se na operação de um conjunto de mecanismos que realizam determinadas funções designadas pelo usuário. Esses comandos são realizados através de um painel com característica de fácil manuseio. Nesse painel encontram-se o controle de velocidade da bola, o controle do gerador de efeitos na bola, as chaves de acionamento do alimentador, do oscilador, do gerador de altitude, e o controle de velocidade do alimentador de bola.

Dessa forma, neste capítulo serão descritos a função de cada mecanismo dos quais os comandos foram citados no parágrafo anterior.

1.1 Fonte de alimentação

A máquina é ligada através de uma chave geral, que tem por função fornecer a tensão da bateria a todas as partes da máquina, para que o usuário ajuste as funções desejadas para a prática do treinamento esportivo.

1.2 Oscilador

O mecanismo oscilador, usado em todos os tipos de lançamentos (bolas rasantes ou altas), faz com que as roldanas arremessadoras de bolas realizem um movimento de vaivém horizontal, até que seja desligado. Esse movimento é acionado através de dois "micro-switches" de fim de curso (e detectores), que invertem o sentido de rotação do motor.

1.3 Gerador de altitude

O gerador de altitude é comandado por uma chave externa que aciona o motor de elevação no sentido horário, ou anti-horário, permitindo estabelecer o ângulo de lançamento das bolas.

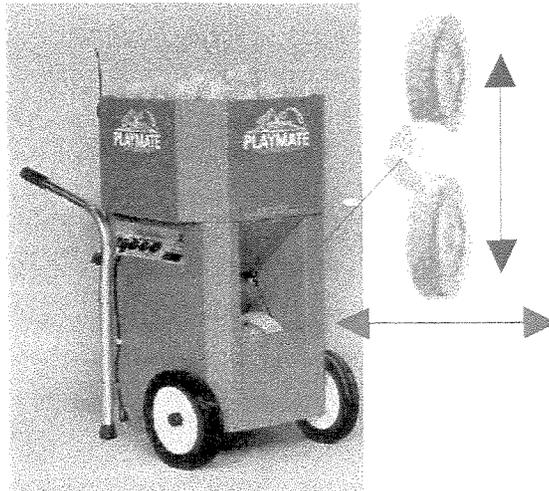


Figura 1-1: Sentido dos movimentos das roldanas arremessadoras realizados pelo oscilador e gerador de altitude quando acionados.

1.4 Alimentador de Bolas

O alimentador de bolas é constituído por um motor que determina a velocidade da passagem de bolas do recipiente de armazenamento para as roldanas arremessadoras, determinando assim o ritmo de lançamento das bolas. A base do recipiente de armazenamento é uma chapa circular, com o eixo do motor no centro e orifícios circulares nas bordas. Essa chapa realiza movimento rotatório, cuja velocidade é determinada pelo motor, e sob ela está o orifício de passagem das bolas para as roldanas arremessadoras (Figura 1-2). O alimentador de bolas somente é acionado após o retardo determinado por um circuito temporizador.

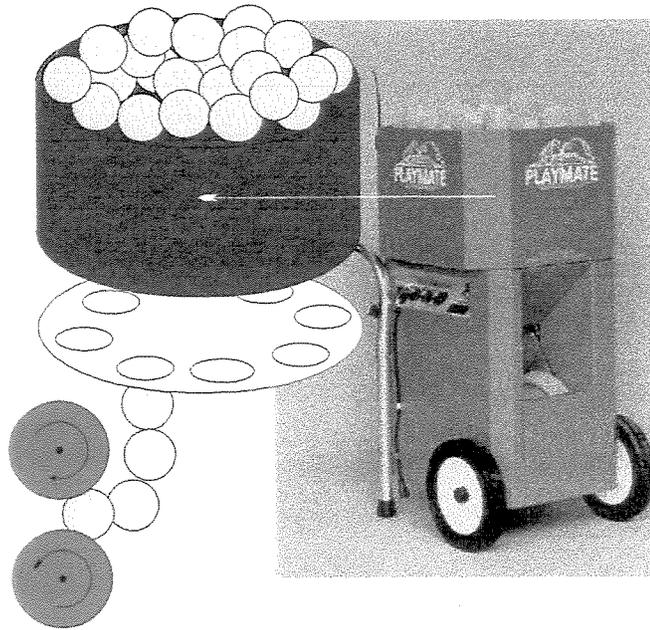


Figura 1-2: Disposição física do mecanismo alimentador de bolas.

1.5 Roldanas arremessadoras com gerador de efeitos

O mecanismo gerador de efeitos é constituído por dois motores, com uma roldana em cada eixo. Essas roldanas estão posicionadas verticalmente, uma sobre a outra, e a distância entre elas é um pouco menor que o diâmetro de uma bola de tênis. Quando a bola passa entre as roldanas, é comprimida, e o movimento giratório a arremessa para frente (Figura 1-3).

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

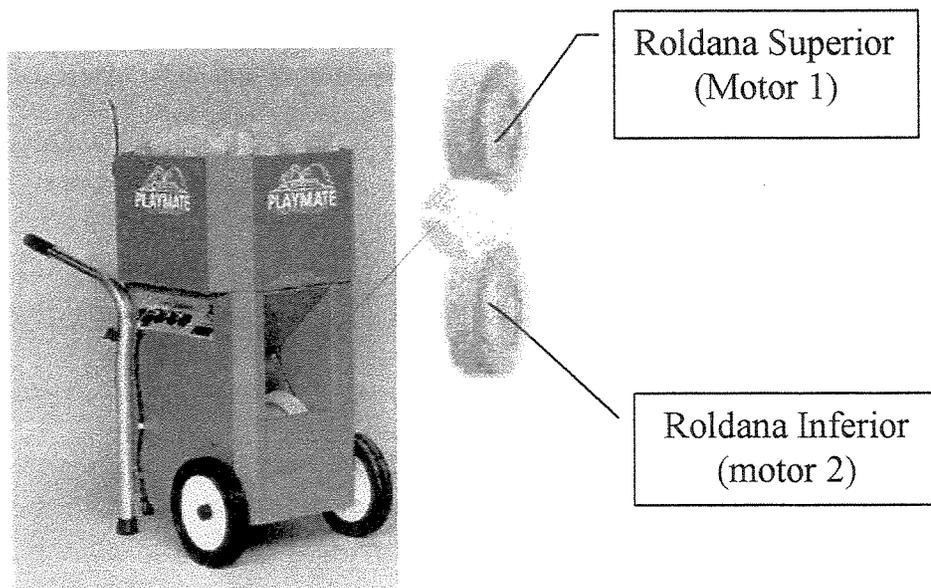


Figura 1-3: Disposição das roldanas arremessadoras na geração de efeitos na bola.

A bola de tênis, ao se deslocar no ar, está sujeita a todas as leis da Aerodinâmica (parte da Mecânica dos Fluidos que estuda as forças que os gases exercem sobre os objetos em movimento) [02, 03].

Na prática do tênis, a bola adquire movimento através da interação com as cordas da raquete. O resultado dessa interação é o deslocamento da bola com determinada velocidade inicial, direção e rotação. Como tática de jogo, o praticante aplica diferentes efeitos (rotações) que mudam a trajetória da bola. Esses efeitos, popularmente denominados “spin”, são classificados como “top-spin” e “under-spin”. A ausência desses efeitos é chamada de “flat”, ou bola chapada [02,03].

No efeito “top-spin”, a bola, ao ser golpeada pelo jogador, sofre um ataque das cordas da raquete no sentido do inferior para o topo, fazendo com que a bola gire a alta velocidade (os jogadores profissionais conseguem imprimir efeito “top-spin” de mais de 5.000 RPM na bola). Assim, ao se deslocar girando rapidamente, a superfície rugosa da

pressão aplicada sobre este corpo, sendo a recíproca verdadeira (isto é uma aplicação da Lei de Bernoulli). Tem-se então que na região superior da bola é aplicada maior pressão e na região inferior menor pressão, existindo um desequilíbrio de forças atuando sobre a bola, que a empurra rapidamente para baixo [02,03].

Na figura 1-4 (fotografia adquirida em um teste realizado no túnel de vento) pode-se observar o deslocamento do fluido (fumaça) em várias camadas contornando a bola. O fluido em contato com a bola segue a mesma rotação da bola; um pouquinho mais afastado da bola o fluido segue a mesma trajetória, porém com uma velocidade menor. Quando o fluido está muito longe da bola ele não recebe influência nenhuma, e mantém a sua velocidade original. Nota-se também que no lado superior direito da bola, as camadas de fumaça misturam-se, não aprofundando para região inferior da bola, causando uma turbulência acentuada nesta região devido à rugosidade do material que é feito a cobertura da bola e também devido a menor velocidade do fluido neste ponto devido aplicação do efeito “Top-spin” [02, 03].

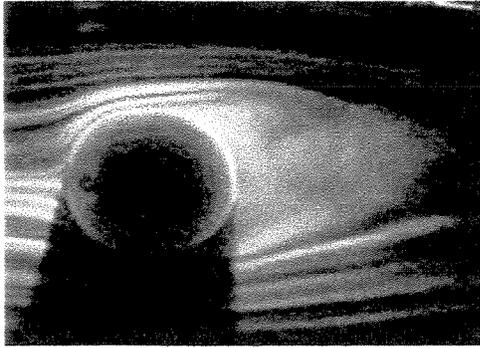


Figura 1-4: Deslocamento da bola em um túnel de vento, submetida ao efeito “Top-spin”.

No efeito “under-spin” a bola é golpeada da região superior para a inferior. Seguindo o mesmo raciocínio anterior, vemos que agora há maior velocidade de fluido deslocando-se na região superior da bola. Aplicando novamente a Lei de Bernoulli, vemos que existe menor pressão na região superior da bola, o que causa o desvio da bola para cima, e, conseqüentemente, a bola “flutua”, e torna-se mais lenta [02, 03]. Na figura 1-5, observa-se maior turbulência na região inferior da bola, também devido ao tipo de material da cobertura da bola e menor velocidade nesta região [02, 03].

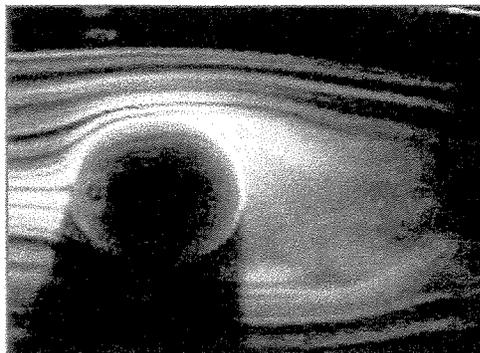


Figura 1-5: Deslocamento da bola em um túnel de vento, submetida ao efeito “Under-spin”.

No efeito “flat” ou “no spin” a bola quando golpeada, apesar de girar (é praticamente impossível golpear uma bola de forma absolutamente "flat", ou seja, sem que a bola gire em nenhuma direção durante todo o percurso), não apresenta significativa diferença de velocidade entre as duas regiões da bola (topo e inferior), tendo assim uma trajetória sem desvio. Na figura 1-6, nota-se a uniformidade das camadas em ambas regiões da bola, sendo que agora à turbulência devido somente as características do material de cobertura da bola.

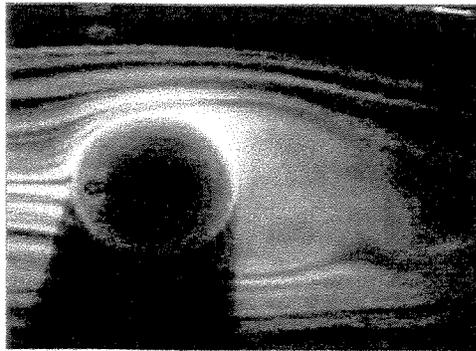


Figura 1-6: Deslocamento da bola em um túnel de vento sem aplicação de efeitos (“no spin” ou “Flat”).

Portanto, para simular uma condição de treino ideal para um tenista, além do controle de velocidade de lançamento da bola (que na verdade determina a velocidade que cada motor gira), deve-se ter também o controle que gera os efeitos "top-spin" e "under-spin". Estes efeitos são obtidos aplicando diferentes valores velocidades às roldanas arremessadoras, ou sejam aos motores da máquina. Esta diferença é obtida variando o valor percentual da velocidade de lançamento, de forma que uma vez ajustado à quantidade

de efeito "top-spin" ou "under-spin", qualquer que seja a velocidade de lançamento ajustada, a quantidade do efeito escolhido será mantida.

Por simplicidade, denominam-se de velocidade central a velocidade de lançamento bola, e velocidade percentual como sendo o valor percentual da velocidade de lançamento que causa a diferença de velocidade entre os motores para gerar os efeitos. Esta diferença de velocidade do motor que controla a roldana superior e a velocidade do motor que controla a roldana inferior é determinada pela operação de uma expressão algébrica entre a velocidade central e a velocidade percentual.

Cada motor é regido por expressões algébricas diferentes. O ajuste externo do controle dos efeitos, realizado com um potenciômetro, tem marcado em seu "dial" as três posições, sendo nas extremidades os efeitos "top-spin" e "under-spin" e, entre os dois, a posição sem efeitos ou "flat".

Quando o controle é "fixado" na posição "top-spin" a expressão algébrica que determina a velocidade do motor que controla a roldana superior tem maior valor que a expressão algébrica que determina velocidade do motor que controla a roldana inferior, sendo aplicado o efeito "top-spin" sobre a bola. Quando o controle está na posição "under-spin", há inversão dos valores das expressões algébricas e a velocidade do motor que controla a roldana inferior é maior que a velocidade do motor que controla a roldana superior, aplicando-se o efeito "under-spin" na bola. Com o controle na posição "flat" ou "no spin" os valores das expressões algébricas são iguais e, conseqüentemente, as velocidades entre os motores são iguais.

Referências

[01] www.sporstutor.com.

[02] www.cislunar.com.

[03] <http://wings.ucdavis.edu/Tennis/>.

Capítulo 2

Projeto dos Circuitos de Controle da Máquina de Lançamento de Bola de Tênis

Neste capítulo é apresentado o projeto de cada bloco funcional do controle da máquina. Cada topologia apresentada nas seções seguintes deste capítulo realiza uma das funções da máquina, conforme descrito no capítulo anterior. Em cada seção apresenta-se a descrição dos componentes do circuito, as características de funcionamento do circuito e o dimensionamento do circuito, seguido da especificação dos dispositivos. O conjunto destes circuitos forma o controle da máquina de lançamento de bolas de tênis. A denominação dos dispositivos dos circuitos apresentados nas figuras deste capítulo segue a ordem de numeração do circuito final construído.

2.1 Alimentação

Para alimentação utilizou-se uma bateria de ácido-chumbo, com tensão nominal de 12 volts, recarregável. Visando oferecer maior flexibilidade ao armazenamento e posicionamento, e transporte da máquina, a bateria utilizada é selada, evitando a possibilidade de vazamento.

Devido à utilização da bateria, implementou-se um carregador de bateria e um circuito de sinalização dos níveis de carga da bateria, para indicar ao usuário qual a expectativa de tempo de utilização equipamento, bem como, no processo de carga, se a

carga está completa. Para completar a esta seção projetou-se um regulador de tensão para a obtenção de um valor de tensão estável, independente das variações de tensão da bateria durante o seu funcionamento, bem como solicitações da carga envolvida.

2.1.1 Circuito do carregador de bateria

O circuito carregador de bateria apresenta topologia simples, como mostrado na figura 2-1. Um transformador abaixador de tensão leva a tensão primária de 110V ac ou 220V ac (selecionável através de uma chave) para uma tensão no secundário de 12V ac. Esta tensão secundária passa por um retificador de onda completa, formado pela ponte com os diodos D7, D8, D9 e D10, cuja saída apresenta um sinal retificado (pulsante). A filtragem deste sinal é obtida através de um filtro capacitivo, utilizando o capacitor C3, que apresenta sobre seus terminais uma forma de onda quase constante, a menos do “ripple” de carga e descarga do capacitor (para o projeto o valor "ripple" é aproximadamente 10%, sendo que este valor não apresenta influência sob a alimentação do circuito que fornecerá a corrente de carregamento da bateria). Depois da filtragem esta forma de onda quase constante é fornecida ao circuito que “gera” a corrente de carregamento da bateria que é formado pelos diodos D9 e D11, o transistor Q9 e o resistor R42.

Analisando-se o circuito proposto da figura 2-1, desprezando a diferença entre I_E e I_C no transistor Q9 (o que é razoável, uma vez que α_F é muito próximo de 1) determinou-se a corrente de carregamento (corrente proposta que deverá ser fornecida pelo carregador de bateria ($I_{carga}=600mA$)) através da queda de tensão (V_{BE}) aplicada sobre o resistor R42 que é fixado em 1Ω para fornecer a corrente proposta, tendo assim:

$$I_{carga} = I_{R42} = \frac{V_{BE}}{R_{42}} = \frac{600mV}{1\Omega} = 600mA$$

Com a configuração de retificador de onda completa em ponte, desprezando a queda de tensão nos diodos, obtém-se uma tensão de pico aplicada sobre o capacitor igual à tensão secundária de pico, que é igual a:

$$V_{2(pico)} = \frac{V_{2eficaz}}{0,707} = \frac{12V}{0,707} = 17V$$

Com este valor dimensiona-se o capacitor utilizando a regra de 10%, permitindo uma variação de 10% da tensão de “ripple” após filtragem [07], assim para o valor de pico igual à 17V, tem-se:

$$V_{ripple} = V_{2(pico)} \times 0,1 = 17V \times 0,1 = 1,7V$$

O valor do capacitor para este valor é igual a:

$$C = \frac{I_{carga}}{f \times V_{ripple}} = \frac{600mA}{120Hz \times 1,7V} = 2941 \mu f$$

Sendo:

I_{carga} => Corrente de carregamento [mA];

f => Frequência do sinal retificado [Hz];

V_{ripple} => Tensão de “Ripple” [V];

C => Capacitância [μf].

Devido à tolerância de capacitores eletrolíticos estarem na faixa de $\pm 20\%$, assegura-se que um capacitor na ordem de $3600\mu\text{f}$ seja suficiente para atender as necessidades do projeto.

Sendo a corrente de carga a mesma corrente do transistor Q9, e este transistor apresentando ganho de corrente mínimo igual a 100 [12] então a corrente de base é igual a:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{600\text{mA}}{100} = 6\text{mA}$$

É necessária uma corrente maior que 6mA nos diodos D9 e D11 para que o transistor Q9 possa receber efetivamente 6mA na base e o circuito continue operando. Assim, através da configuração de polarização do transistor, definindo que a corrente de polarização nos diodos I_p deva ser aproximadamente igual ao dobro da corrente de base máxima, por simples inspeção calculamos $R_{47} = 1,2\text{ k}\Omega$:

$$I_p = \frac{V_B}{R_{47}} = \frac{17 - 1,2}{1,2\text{k}\Omega} = \frac{15,8}{1,2\text{k}\Omega} = 13,1\text{mA}$$

Assim implementou-se o carregador de bateria de corrente constante indicado para o tipo de bateria utilizado [2].

Especificação dos dispositivos

Para o retificador utilizou-se o diodo 1N4002 que está especificado dentro dos limites de tensão e corrente imposta pelo circuito. O capacitor eletrolítico utilizado tem tensão 25V, suficiente para suportar a tensão de saída do retificador que chega a 17V. O

transistor é o BC328 que suporta perfeitamente as correntes e tensão determinadas pelo circuito, bem como os diodos D9 e D11 também são 1N4002 especificados para suportas os limites anteriores [12]. Baseado na razão de descarga de 2 horas, para corrente total de 6A incluindo os motores, está bateria tem que possuir uma capacidade mínima de 12 ampères-horas [02]. Dessa forma, utiliza-se uma bateria de 18 AH e a carga da bateria (após duas horas de uso) deve se dar em cerca de 18 horas.

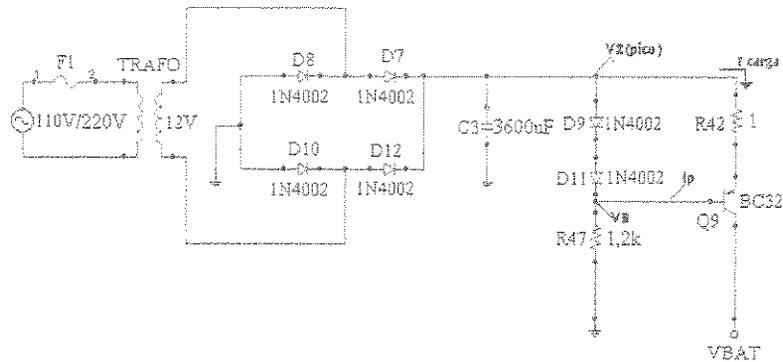


Figura 2-1: Circuito do carregador de bateria.

2.1.2 Circuito do sinalizador do estado de carga da bateria

Tendo por finalidade determinar dos estados de carga da bateria, dando uma indicação para o usuário tanto do tempo de uso restante como também do “fim de carga”, projetou-se um circuito de sinalização que realiza estas funções. O circuito de sinalização aciona três “LEDs” (Diodo Emissor de Luz) que indicam o estado que a bateria encontra-se, baseado no nível de tensão. Esta sinalização serve tanto para determinar os níveis de tensão na carga como na descarga da bateria. Como seu regime de operação está na faixa de 11,5V a 14,5V, determinaram-se as três situações de operação ou estado: quando a tensão

na bateria (durante a carga) atingir valores acima de 14,5V, quando a tensão encontra-se entre 11,5V e 14,5V, indica-se uma condição confortável e para tensões abaixo de 11,5V, indicando necessidade de recarga. Foi projetado o circuito da figura 2-2 para implementar esta sinalização.

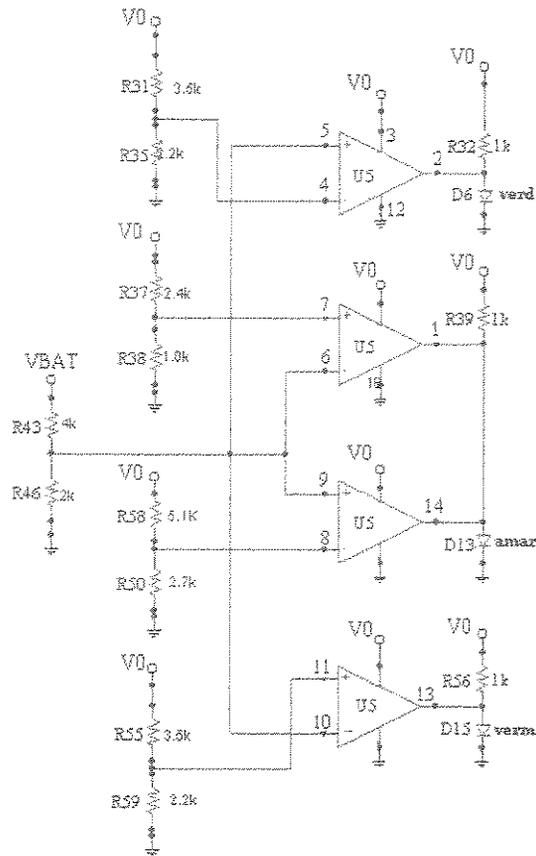


Figura 2-2: Circuito de sinalização dos estados de carga da bateria.

O circuito implementado é formado por um CI comparador LM339, que em conjunto com resistores ligados como divisores de tensão, determinam os níveis de comparação da tensão da bateria. Na saída deste mesmo comparador encontram-se os “leds” de sinalização. Assim tem-se a configuração denominada de comparador de limites.

Neste circuito quando a tensão da bateria esta entre 11,5V e 13V, ela está em condição de funcionamento normal, mas deve-se observar que quando o limite esta tendendo ao descarregamento da bateria então o circuito aciona os “leds” amarelo e vermelho. Quando o limite inferior é ultrapassado, isto é, a tensão da bateria é menor que 11,5V, o circuito desliga o “led” amarelo e o “led” vermelho permanece ligado indicado à situação critica de limite inferior. Entre 13V e 14V o circuito repete a situação anterior só que a agora no carregamento da bateria, assim entre estes limites os “leds” amarelo e verde são acionados pelo circuito e quando acima de 14V, somente o verde permanece ligado indicando a situação de carga completa da bateria.

Através de divisores resistivos os sinais amostrados na bateria são condicionados aos limites de operação do circuito. O primeiro passo foi o condicionamento da tensão de nível superior ($V_{NS}=14V$) através do divisor resistivo formado por R46 e R47, obtendo-se:

$$V_{NS}' = \frac{R_{46} \times V_{NS}}{R_{43} + R_{46}} = \frac{2k\Omega \times 14V}{6k\Omega} \cong 4,66V$$

Após determinar este valor, determinaram-se os divisores resistivos para os demais níveis como se segue:

$$V_0 = \left(\frac{R' + R}{R} \right) \times V_{NS}' \quad (\text{Eq.2-1})$$

Onde:

R' => Resistência determinada pelo projetista;

R => Resistência a ser determinada;

V_0 \Rightarrow Tensão de alimentação estável;

V_{NS} \Rightarrow Tensão de nível superior condicionada.

Assim o desenvolvimento desta equação (Eq.2-1) determinam-se os divisores resistivos para todos dos níveis de tensão da bateria como apresentado na figura 2-2.

O valor da tensão de acionamento para uma boa emissão de luz em um diodo “led” encontra-se especificado na faixa de 1,7V a 3,0V [01]. Assim, utilizando um valor de 2,5V, tem-se uma corrente de acionamento (I_{LED}) igual a:

$$I_{LED} = \frac{V_0 - V_{LED}}{R_{LED}} = \frac{11V - 2,5V}{1k\Omega} = 8,5mA$$

Como os valores das resistências de alimentação dos "LEDs" são as mesmas, utilizou-se como nomenclatura para esta resistência igual a R_{LED} .

2.1.3 Circuito regulador de tensão

Devido à variação de tensão da bateria de uma faixa de 11,5 a 14,5 volts e a necessidade de uma tensão estável para o funcionamento dos circuitos de controle, implementou-se um circuito regulador cuja topologia é apresentado na figura 2-3.

Ao acionar a chave geral a tensão da bateria alimenta o circuito de controle, alimentando o amplificador operacional e diodo zener 1N4741A. A entrada não inversora do amplificador é alimentada com tensão zener de referência (V_z), que é comparada com a tensão saída (V_0), através da realimentação negativa. Assim, se a tensão de saída (V_0) variar, a condução do transistor Q1 é controlada para manter a tensão V_0 constante na saída.

Como esta configuração apresenta ganho unitário a tensão zener (V_Z) é igual à tensão de saída (V_0), como é visto abaixo:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_F}{R_L}\right) \times V_Z$$

Como, $R_F = 0$, tem-se:

$$V_0 = (1 + 0) \times V_Z = (1) \times V_Z = V_Z$$

Portanto, como citado anteriormente, $V_0 = V_Z$.

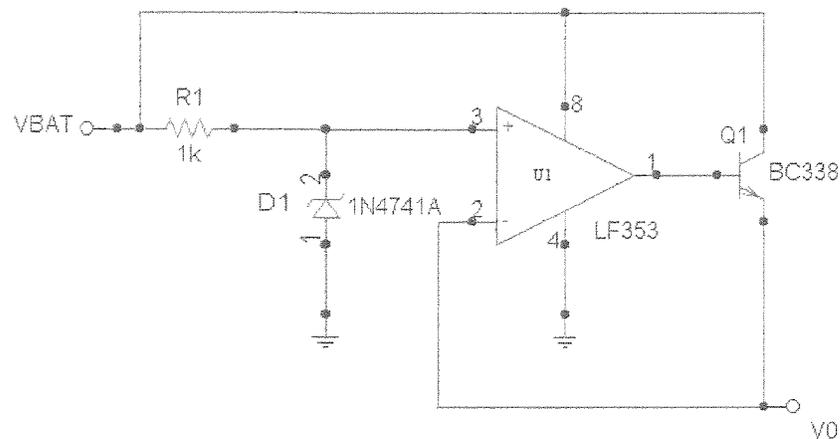


Figura 2-3-Circuito regulador de tensão da bateria.

Para o limite inferior onde a tensão da bateria é 11,5V e a tensão zener é de 11V a corrente zener é igual a:

$$I_Z = I_{R1} + I_P ;$$

Como a corrente de polarização do amplificador (I_p) está na faixa de nano ampères devido à alta impedância de entrada, a corrente zener I_Z é igual a corrente do através do resistor I_{R1} , assim tem-se que:

$$I_Z = I_{R1} = \frac{V_{BAT} - V_Z}{R_1} = \frac{11,5 - 11}{1k\Omega} = 0,5mA$$

Especificação dos dispositivos

Para o regulador de tensão descrito anteriormente utilizou-se um diodo zener 1N4741A, cuja especificação cobre os valores de projeto com a tensão zener igual a 11V e corrente de Zener I_Z maior que a corrente de joelho ($I_Z = 0,25mA$). Este valor é suficiente para que o diodo zener opere como regulador, pois este valor é maior que a corrente mínima para o zener trabalhar na região de ruptura e menor que a máxima corrente zener que danifica o dispositivo conforme especificação [03].

O transistor utilizado foi um BC338 que satisfaz todas os valores de projeto com tensão coletor emissor ($V_{CE} = 50V$) e corrente de coletor ($I_C = 800mA$) e ganho de corrente (β_F) típico igual a 100 [12]. Utilizou-se o amplificador LF353 opera bem em toda a faixa de tensão da bateria pois sua tensão de alimentação varia de $-18V$ a $+18V$ [10].

2.2 Circuito de controle do alimentador de bolas

O circuito alimentador de bola é composto por um circuito temporizador que aciona um transistor de passagem que libera a tensão da bateria para o circuito de controle de velocidade do motor (figura 2-4).

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

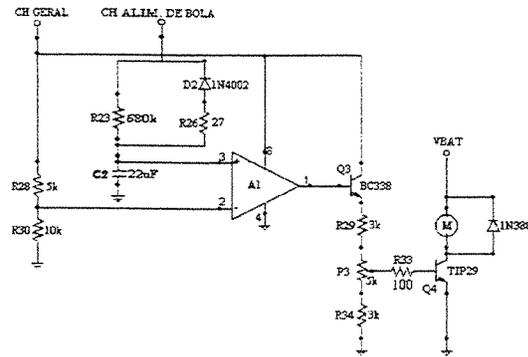


Figura 2-4: Circuito de controle do mecanismo alimentador de bolas.

Observando a figura 2-4, nota-se que quando a chave geral é acionada a tensão da bateria alimenta a entrada +VCC do amplificador LF353, o coletor do transistor Q3 (que atua como chave), e estabelece o nível de tensão igual a $\frac{2}{3}VCC$ na entrada inversora através do divisor resistivo formado por R28 e R30. Este nível de tensão além de servir como tensão de referência, é utilizado para manter a saída do amplificador operacional baixa, impedindo assim que qualquer tensão de compensação na entrada leve-o a acionar o transistor Q3. Quando a chave do circuito alimentador é acionada, o capacitor C2 é carregado através da resistência R23 até atingir o nível de tensão determinado na entrada inversora, mudando a saída do amplificador do nível baixo para o nível alto, alimentando o assim o circuito de controle de velocidade do motor através de Q3. O tempo em que o capacitor C2 leva para carregar através do resistor R23 denomina-se de temporização, e é igual a:

$$\tau = 1,1 \times R23 \times C2 = 1,1 \times 680k\Omega \times 22\mu f \cong 15s$$

Em termos de projeto, com a equação acima se determina os valores da capacitância C2 ou a resistência R3 dependendo de qual dos dois componentes é fixado. Para uma temporização de 15 segundos, fixou-se a capacitância C2 em 22 μ F e determinou-se a resistência de R23 igual a 680 k Ω . A dedução desta equação é feita para o valor de $\frac{2}{3} \times VCC$ [08].

Após temporização o transistor Q3 é saturado, deixando a tensão que antes estava no coletor disponível ao circuito de controle de velocidade do motor. Este circuito é formado por R29, P3 e R34, sendo que o potenciômetro P3 ajusta a tensão no resistor de base de Q4, controlando a velocidade do motor conectado ao seu coletor. Como o transistor utilizado tem um ganho de corrente mínimo ($\beta_F = 40$) e corrente no coletor ($I_C = I_M = 1A$) tem-se assim uma corrente de base (I_B) igual a:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{1A}{40} = 0,025A = 25mA$$

Nas condições, de menor tensão da bateria (11,5V) e o potenciômetro P3 fixado no mínimo (tensão igual a 3,136V), a corrente de polarização em R33 é dada por:

$$I_{R33} = \frac{3,136 - 0,6}{R_{33}} = \frac{3,136 - 0,6}{100\Omega} = 25,4mA$$

Para obter-se um produto com maior funcionalidade, observando-se a figura 2-4, nota-se a realização da ligação série do diodo D2 e o resistor R26 que estão em paralelo com a resistência R23. Sendo assim, no momento da carga do capacitor C2 (acionamento da chave do alimentador), o diodo D2 está cortado. Quando a chave do alimentador é

desligada o diodo D2 fica diretamente polarizado e o capacitor descarrega-se através do resistor R26, que é bem menor do que R23, proporcionando a constante de tempo de descarga menor, e conseqüentemente descarregamento mais rápido, proporcionando assim maior funcionalidade prática ao circuito, conforme valor calculado abaixo:

$$\tau_D = 1,1 \times R_{26} \times C_2 = 1,1 \times 27\Omega \times 22\mu f \cong 653\mu s$$

Especificação dos dispositivos

Utilizou-se o amplificador LF353 que opera perfeitamente dentro da faixa de alimentação que é realizada através de bateria que opera na faixa de 11,5V a 14,5V [10]. Também não apresenta problema com o fornecimento de corrente na saída, devido ao transistor Q3 (BC338) apresentar um ganho de corrente típico de 100. Como a corrente do coletor é igual a:

$$I_C = I_E = \frac{V_{BAT}}{R_{29} + P_3 + R_{34}} = \frac{14,5V}{11k\Omega} = 1,36mA$$

temos que a corrente de base I_B fica dada por:

$$I_B = \frac{I_C}{B_F} = \frac{1,36mA}{100} = 13,6\mu A$$

O transistor Q3 é o BC338, do tipo NPN, que pela especificação suporta perfeitamente a corrente e tensão exigida pelo circuito [12]. O diodo D2 1N4002 suporta as correntes bem como as tensões [12]. O transistor de potência Q4 opera em função da corrente do motor, que é 1A, assim o transistor TIP29 e o diodo D5 1N3880 podem ser

usados segundo estas especificações [04]. O capacitor C2 apresenta tensão de operação superior a do circuito projetado (25V).

2.3 Circuito do controle do mecanismo gerador de altitude e oscilador

Estes mecanismos desempenham suas funções através da inversão de rotação do motor. Como são utilizados motores DC, para obter a inversão de rotação basta determinar um circuito que faça a inversão da polaridade em seus terminais. Nesta secção apresenta-se a topologia da configuração ponte completa, utilizando transistores bipolares, que quando acionados através da chave inversora executam a função desejada.

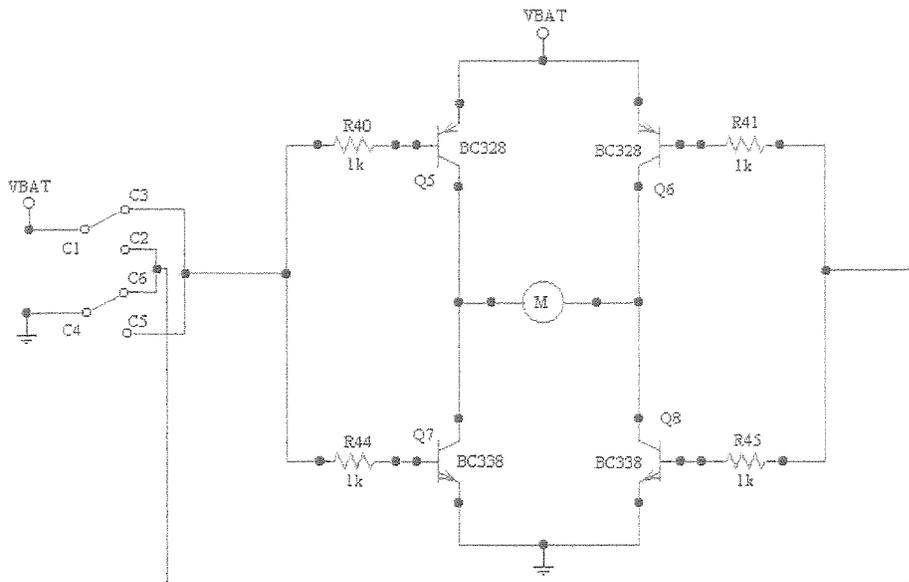


Figura 2-5: Circuito de controle do estado de rotação dos motores do mecanismo oscilador e gerador de altitude.

O circuito apresentado na figura 2-5 realiza a inversão de rotação do motor de cada mecanismo desta seção. Como os circuitos de inversão para os dois mecanismos são iguais, a descrição do funcionamento é a mesma para os dois. Quando a chave parte do repouso para a posição 1 a tensão da bateria que está no terminal C1 sai pelo terminal C3, e através dos resistores da base alimentam os transistores Q5 e Q7. Neste mesmo instante, só que através dos terminais C4 e C6, o terminal de terra conecta-se, através dos resistores R41 e R45 de base, aos transistores Q6 e Q8.

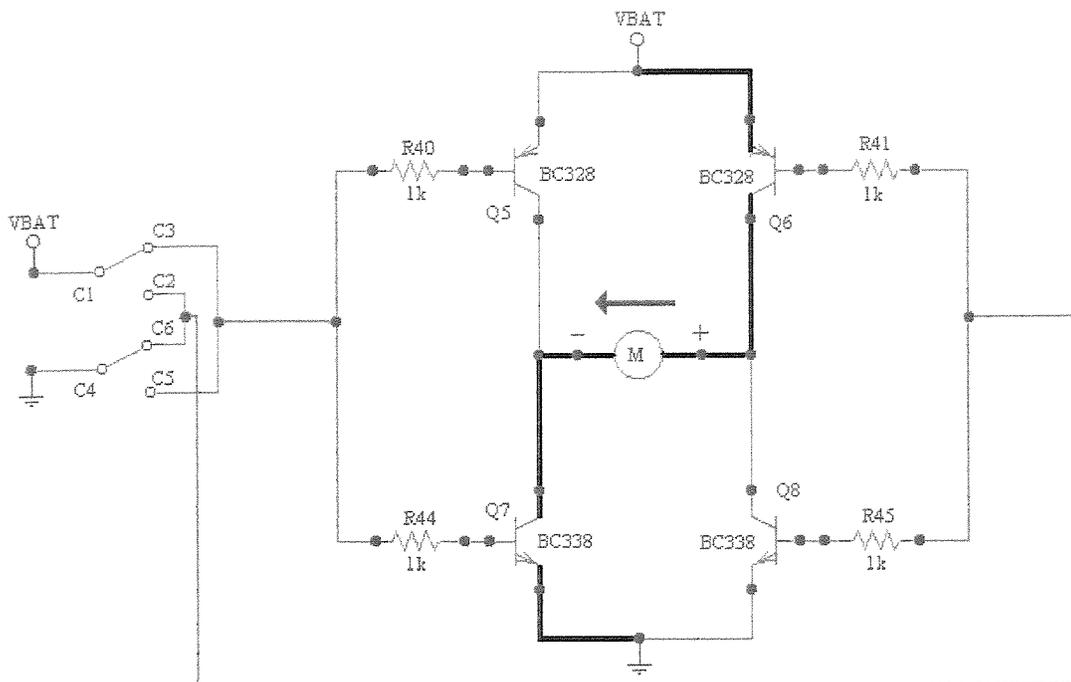


Figura 2-6: Percurso da corrente no motor com a chave na posição 1.

Após a alimentação de cada transistor com seus respectivos potenciais tem-se a condução dos transistores Q6 e Q7, que apresentam diferença de potencial entre as bases e emissores, enquanto que os transistores Q5 e Q8, que tem o mesmo potencial entre as suas bases e emissores, permanecem cortados. Observando a figura 6 tem-se o percurso da

corrente para a excitação do motor na posição 1 da chave, e, conseqüentemente, a rotação do motor em um sentido. Para conseguir a inversão do sentido de rotação do motor muda-se a chave para posição 2, onde haverá a mudança automática dos potenciais de cada transistor e, conseqüentemente, inversão da polarização do motor. Neste instante os transistores que estavam cortados entram em saturação e vice-versa. Observa-se, na figura 2-7, este novo percurso de polarização, com a inversão de rotação do motor.

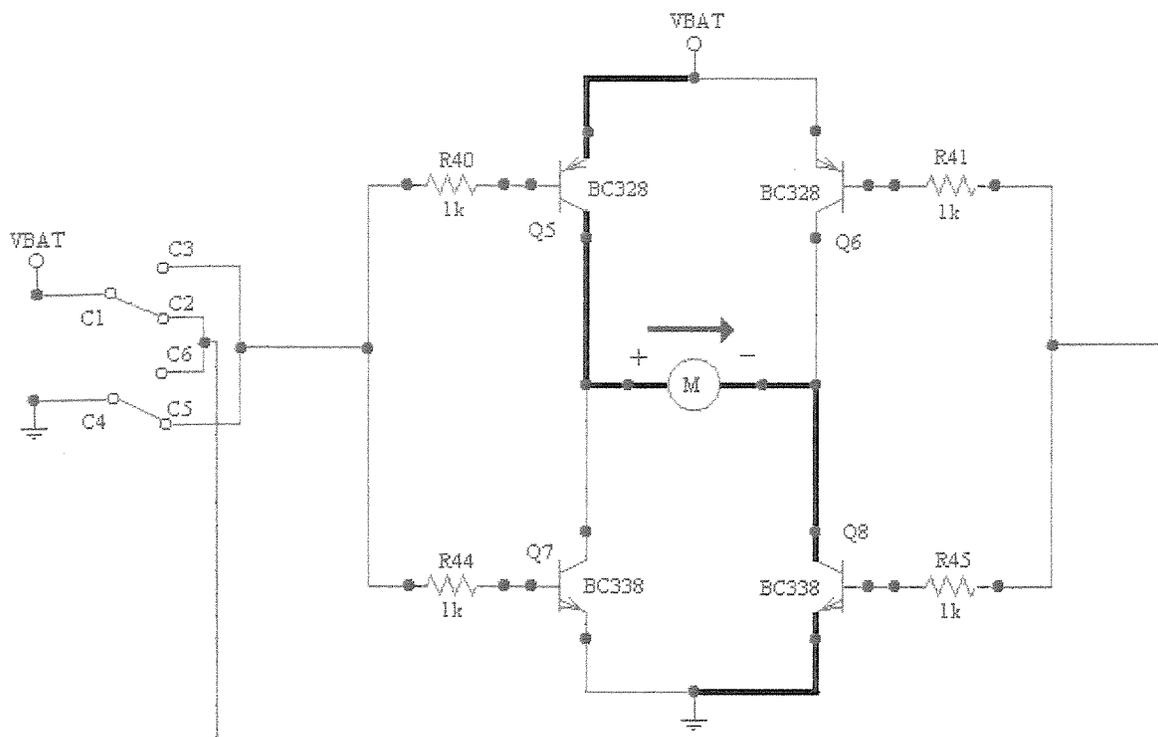


Figura 2-7: Percurso da corrente no motor com a chave na posição 2.

Como a corrente do motor utilizado está na faixa de 20mA, a corrente da base tem que ser maior que a corrente do coletor dividida pelo ganho de corrente β_F . Assim para ganho igual a 100 tem-se:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{20mA}{100} = 0,2mA$$

Para o valor escolhido na resistência da base tem-se:

$$I_B = \frac{V_{BAT} - V_{BE}}{R_B} = \frac{11,5V - 0,6V}{1k\Omega} = \frac{10,9V}{1k\Omega} = 10,9mA$$

A denominação R_B deve-se ao fato de que este cálculo serve para todos os outros transistores do circuito.

Especificação dos dispositivos

Os transistores utilizados são BC338 do tipo NPN e o seu complementar BC328 PNP, ambos especificados [12] conforme limites de tensão da bateria e a corrente de motor.

2.4 Circuito de controle do mecanismo gerador de efeitos

Nesta seção apresenta-se o desenvolvimento do projeto do circuito que aciona os motores para realização dos efeitos “spin” na bola. Recordando-se o que foi explicado no capítulo anterior, onde os efeitos acontecem quando uma diferença de velocidade é aplicada nas roldanas que impulsionam a bola, então nesta seção propõem-se os circuitos que implementam esta diferença de velocidade de forma controlada e simétrica.

O controle de velocidade de motores está ligado diretamente ao controle da tensão terminal, que é o parâmetro que apresenta mais vantagens e simplicidade no seu controle

[06]. Vamos desenvolver equações, baseadas na tensão aplicada ao motor, que determinem o efeito “spin” desejado.

Para a determinação das equações, analisam-se as variáveis envolvidas. A primeira a ser analisada é quem determina a velocidade do lançamento da bola, que se denominou velocidade central. Como se pretende desenvolver as equações em termos de tensão, passa-se a denominar esta tensão de Tensão Central (V_c). As variáveis que indicarão a quantidade de efeito aplicado à bola serão denominadas de tensões percentuais ($V\%$). A última variável definida é o posicionamento de controle (α) que é diretamente proporcional à variação da tensão percentual ($V\%$).

Assim, tem-se a tensão percentual ($V\%$) que é uma porcentagem da tensão central e o posicionamento de controle (α) que é diretamente proporcional a tensão percentual ($V\%$). O objetivo agora é que estas equações demonstrem a situação mostrada no gráfico 2-1, isto é, quando o posicionamento do controle (α) variar, cause uma inversão nos valores da tensão central (V_c) no eixo das ordenadas.

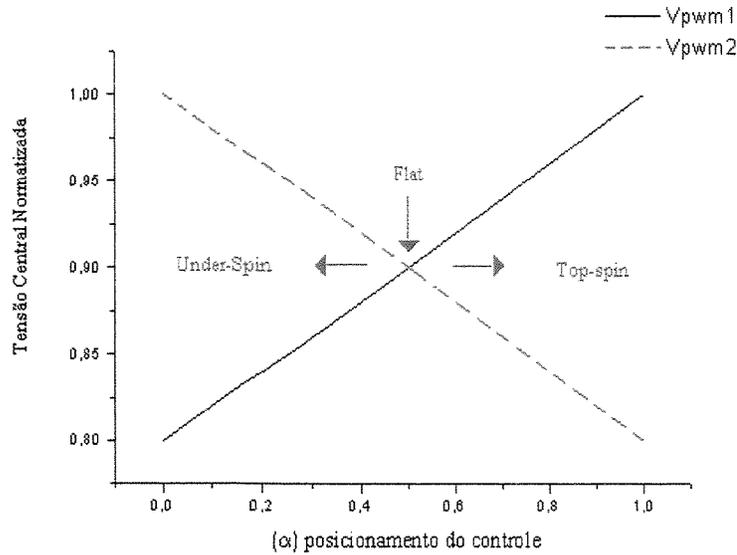


Gráfico 2-1: Variação da tensão central em função do posicionamento do controle.

Observando o gráfico 2-1 nota-se que quando o controle está no seu mínimo a reta decrescente apresenta uma tensão de saída maior que a reta crescente. Aumentando a posição do controle tem-se um ponto onde as duas retas se cruzam (apresenta mesmo valor) e quando o controle chega ao seu máximo, tem-se a inversão da posição das retas.

Para obter a reta crescente desenvolveu-se a equação 2-2, apresentada como se segue abaixo, com o valor de posicionamento do controle (α) variando de 0 a 1, $V_c = 0,8 \times V_c$ e $V\% = 0,2 \times V_c$, assim tem-se:

1. Quando $\alpha = 0$:

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + V\% \times \alpha \quad (\text{Eq.2-2})$$

resolvendo:

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + V\% \times 0$$

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c;$$

2. Quando $\alpha = 0,5$:

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + V\% \times \alpha$$

resolvendo:

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + 0,2 \times V_c \times 0,5$$

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + 0,1 \times V_c$$

$$V_{cpwm1} = 0,9 \times V_c;$$

3. Quando $\alpha = 1$:

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + V\% \times \alpha$$

resolvendo:

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + 0,2 \times V_c \times 1$$

$$V_{cpwm1} = 0,8 \times V_c + 0,2 \times V_c$$

$$V_{cpwm1} = V_c .$$

Para obter a reta decrescente desenvolveu-se a equação 2-3, apresentada como se segue abaixo, com o valor de posicionamento do controle (α) variando de 0 a 1, $V_c = V_c$ e $V\% = 0,2 \times V_c$, assim tem-se:

1. Quando $\alpha = 0$:

$$V_{cpwm2} = V_c - V\% \times \alpha \quad (\text{Eq.2-3})$$

resolvendo:

$$V_{cpwm2} = V_c - V\% \times 0$$

$$V_{cpwm2} = V_c;$$

2. Quando $\alpha = 0,5$:

$$V_{cpwm2} = V_c - V\% \times \alpha$$

resolvendo:

$$V_{cpwm2} = V_c - 0,2 \times V_c \times 0,5$$

$$V_{cpwm2} = V_c - 0,1 \times V_c$$

$$V_{cpwm2} = 0,9 \times V_c;$$

3. Quando $\alpha = 1$:

$$V_{cpwm2} = V_c + V\% \times \alpha$$

resolvendo:

$$V_{cpwm2} = V_c - 0,2 \times V_c \times 1$$

$$V_{cpwm2} = V_c - 0,2 \times V_c$$

$$V_{cpwm2} = 0,8 \times V_c .$$

Comparando-se cada caso descrito anteriormente, nota-se que os valores das equações desenvolvidas tiveram o comportamento observado no gráfico 2-1, bem como, o correspondente efeito "spin" aplicado à bola.

É importante salientar que estes valores de porcentagem foram determinados para o projeto em desenvolvido. A denominação de “Vcpwm” para ambas equações é devido ao fato de que estes valores estarão à disposição de um circuito que realiza a modulação por largura de pulso (PWM - Pulse Width Modulation), que será descrito em seção futura.

Como as equações foram determinadas, serão agora descritos os circuitos que implementam estas equações (figura 2-8). A tensão central é obtida através do potenciômetro P2, que forma um divisor resistivo em conjunto com R27 e R36. Neste projeto, como no exemplo tomado anteriormente para definir os valores das equações, o valor da tensão central é condicionado através de um divisor resistivo formado por R5 e R8 a um valor de cerca de 80% de Vc. Através do divisor formado por P1 e R18 dispõe-se de um valor de 20% da tensão central. Assim têm-se os valores das variáveis que serão processadas, através dos amplificadores operacionais, para determinar as soluções das equações (Eq.2-2) e (Eq.2-3). Utilizando o amplificador operacional com configuração somador não inversor, tem-se a soma das parcelas formadas por:

- tensão percentual ($V\% = 0,2 \times V_c$)
- tensão de posicionamento do controle (que no circuito é o potenciômetro P1)
- valor percentual da tensão central ($V\% = 0,8 \times V_c$)

determinando-se a solução da equação 2-2.

Para equação 2-3, com os valores já disponíveis, implementa-se a diferença entre os valores da tensão central pelo produto da tensão percentual ($V\% = 0,2 \times V_c$) e o valor da tensão de posicionamento do potenciômetro P1, usando um amplificador operacional em configuração subtrator.

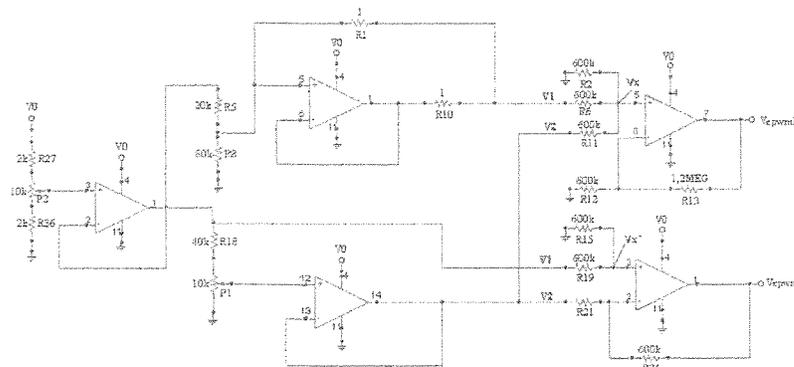


Figura 2-8: Circuito do controle do gerador de efeitos.

Portanto, as saídas destes amplificadores apresentam os valores dos sinais de controle para o circuito que realizam a modulação de largura de pulso, que por sua vez irão controlar a condução dos transistores de saída, ajustando a velocidade de cada motor da máquina de forma simples e simétrica, produzindo os efeitos na bola durante o seu lançamento.

Como o circuito é alimentado com bateria, para o sinal de saída ter a mesma polaridade do sinal de entrada utilizou-se um amplificador operacional em configuração somador [09] não inversor, que apresenta o seguinte sinal de saída para $R_{13}=2R_{12}$:

$$V_{PWM1} = \frac{R_{12} + 2R_{12}}{R_{12}} \times V_X \quad (\text{Eq.2-4})$$

Para V_X , que é a tensão no terminal não inversor (pino 5), que devido ao efeito de amarramento (curto-virtual) [08] aparece na entrada inversora, analisado a figura 2-8, tem-se que:

$$V_X = \frac{\frac{V_1}{R_6} + \frac{V_2}{R_{11}}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{11}}}$$

Sendo que todos os resistores apresentam mesmo valor, tem-se:

$$V_X = \frac{\frac{V_1 + V_2}{R}}{\frac{3}{R}} = \frac{V_1 + V_2}{R} \times \frac{R}{3} = \frac{V_1 + V_2}{3}$$

Substituindo V_X na (Eq.2-4), obtém-se:

$$V_{PWM1} = \frac{R_{12} + 2R_{12}}{R_{12}} \times \frac{V_1 + V_2}{3}$$

Para valores de resistores iguais;

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

$$V_{P_{WMI}} = \frac{3R}{R} \times \frac{V_1 + V_2}{3}$$

Assim tem-se a tensão na saída do amplificador igual a:

$$V_{P_{WMI}} = V_1 + V_2 \quad (\text{Eq.2-5})$$

Para a configuração do amplificador atuando como subtrator, analisando a figura 2-8 têm-se que a corrente, devido à alta resistência de entrada [03,08], flui na maior parte pela realimentação, assim:

$$I_{R_{21}} = I_{R_{24}}$$

Continuando a análise tem-se:

$$\frac{V_2 - V_{X'}}{R_{21}} = \frac{V_{X'} - V_{P_{WM2}}}{R_{24}}$$

Resolvendo a equação anterior para os valores de $R_{21}=R_{24}$, temos:

$$V_{P_{WM2}} = (2 \times V_{X'}) - V_2 \quad (\text{Eq.2-6})$$

Para a determinação de $V_{X'}$ analisa-se o ponto entre os resistores R_{15} e R_{19} , e determina-se o equacionamento, como se segue:

$$V_{X'} = \frac{\frac{V_1}{R_{19}}}{\frac{1}{R_{19}} + \frac{1}{R_{15}}}$$

Como R_{15} e R_{19} iguais, tem-se:

$$V_{x'} = \frac{\frac{V_1}{R_{19}}}{\frac{1}{R_{19}} + \frac{1}{R_{15}}} = \frac{V_1}{2} \quad (\text{Eq.2-7})$$

Substituindo (Eq.2-6) em (Eq.2-5):

$$V_{\text{PWM2}} = V_1 - V_2 \quad (\text{Eq.2-8})$$

Assim determinaram-se as equações (Eq.2-5) e (Eq.2-8) do sinal de controle para o circuito modulador.

Especificação dos dispositivos

O amplificador utilizado foi o LM324, pois aceita operar com valores de tensão de entrada próximo de zero, além de suportar todos os limites de correntes do circuito projetado, bem como os valores das tensões fornecidas pela bateria.

2.5 Projeto do circuito de acionamento dos transistores de potência dos motores do mecanismo gerador de efeitos

O circuito de controle proposto nessa seção tem por finalidade transformar os sinais de controle do gerador de efeitos em sinais compatíveis com o da alimentação dos motores. A melhor alternativa a ser utilizada é o controle da condução de transistores funcionando como chave. Para este controle é utilizado um circuito que transforma um sinal contínuo no tempo em sinal discreto no tempo [11]. Este sinal discreto apresenta por característica o

estado baixo e o estado alto, respectivamente 0 e 1 em sistemas digitais, que neste caso é usado para controlar o estado de condução do transistor. Trabalhando-se com o controle da largura destes sinais, tendo maior permanência deste sinal num nível alto e menor no nível baixo (ou vice-versa) podemos controlar efetivamente a tensão de alimentação aplicada aos motores. A técnica utilizada para este controle é a chamada modulação por largura de pulso (PWM – Pulse Width Modulation), que determina o controle do período de permanência do sinal discreto em um estado alto e no estado baixo. Isto significa o quanto o transistor permanece conduzindo e o quanto ele permanece cortado.

A modulação por largura de pulso consiste em variar a largura do pulso da portadora, proporcionalmente ao sinal modulante em intervalos de tempo que o pulso se repete [05]. Isto, em circuitos, é obtido através da comparação de um sinal modulante (sinal de controle (V_c)) e o sinal da portadora (onda triangular (V_{tri})), resultando o sinal modulado (sinal PWM (V_{pwm})), como observado na figura 2-9.

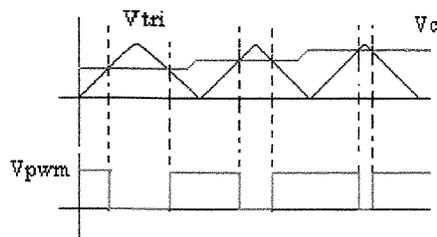


Figura 2-9: Modulação por largura de pulso (PWM).

A modulação por largura de pulso, aplicada neste projeto é do tipo amostragem natural, pois o sinal modulado é obtido pela comparação direta do sinal de controle e a portadora, isto é estes sinais são iguais na comparação [11]. Como já se obteve o sinal de controle na seção anterior, propõe-se a determinação do sinal da portadora a seguir.

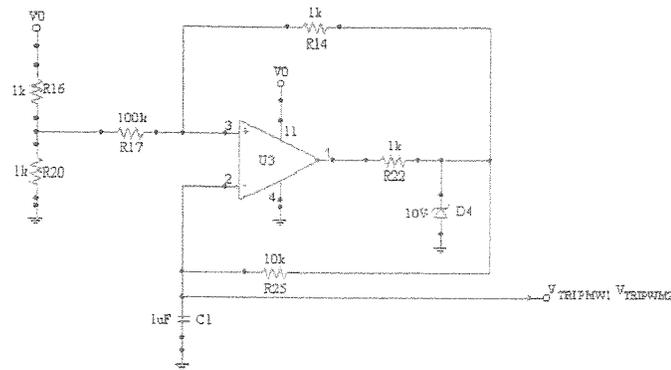


Figura 2-10: Circuito gerador da forma de onda triangular.

O sinal da portadora é obtido com o circuito da figura 2-10, onde na entrada não inversora do amplificador operacional é aplicada a metade da tensão de alimentação para obter-se um nível de referência positivo, através do divisor resistivo formado por R16 e R20. Este sinal é entregue através do resistor R17, de valor maior que os resistores anteriores, para manter a tensão no divisor estável. Como o sinal de controle varia de 1,7V a 9,8V, utilizou-se o diodo zener D4 de tensão de 10V, na saída do amplificador operacional através do resistor R22, assim limitando o sinal da portadora em 10V e consequentemente evitando que exista distorção no sinal modulado (Figura 2-11). Um sinal de onda quadrada (na saída do amplificador operacional (figura 2-10)), após ser ceifado pelo diodo zener D4 (polarizado através do resistor R25), carrega e descarrega o capacitor C1, determinando o valor da frequência do sinal da portadora (triangular) e,

conseqüentemente, a freqüência de chaveamento do transistor. Este sinal, por utilizar um resistor e não uma fonte de corrente constante para a carga do capacitor, gera uma onda que não é uma triangular perfeita, pois isto não é objetivo deste projeto. O fator de interesse é a freqüência de chaveamento, que determinam a tensão média aplicado sobre os motores. Como são utilizados dois motores e, conseqüentemente, dois sinais de controle, este sinal da portadora é apresentado a cada comparador através de dois amplificadores ligados como seguidor (“buffer”). Assim, os dois motores recebem os mesmos sinais sincronizados e com mesma amplitude e mesma freqüência.

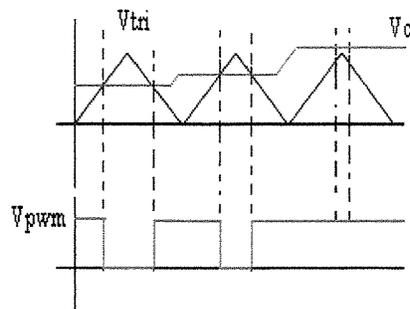


Figura 2-11: Efeito da sobremodulação do sinal modulado.

A configuração da figura 2-10 apresenta um período (τ_T) de valor igual a:

$$\tau_T = R_{25} \times C_1 = 10k\Omega \times 1\mu F = 10ms \quad (\text{Eq.2-9})$$

E a freqüência do circuito que é a freqüência de chaveamento (f_s) igual a:

$$f_s = \frac{1}{\tau_T} = 100\text{Hz} \quad (\text{Eq.2-10})$$

Em seguida, o sinal da portadora e o sinal de controle gerado no circuito de gerador de efeitos são comparados através de um amplificador operacional com uma pequena realimentação positiva para gerar uma pequena histerese (aproximadamente $0,001 \times V_{pwm1}$ (ou $0,001 \times V_{pwm2}$) (figura 2-12)), cuja saída fornece o sinal modulado para acionar o circuito de potência, como será visto na seção seguinte.

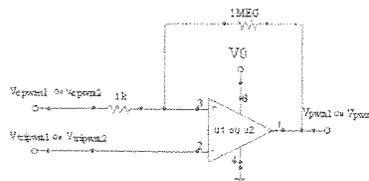


Figura 2-12: Circuito do comparador PWM.

Em termos de potência, na modulação de largura de pulso há transferência de potência do sinal de entrada para o sinal de saída através de “pacotes” de energia, que são controlados pela largura de pulso (T_{ON}). A alimentação do motor vem de uma fonte de tensão contínua mas, devido à variação do pulso (T_{ON}), este sinal é apresentado ao motor com característica do sinal discreto invertido em relação ao sinal modulado que atua na base o transistor. Como o valor médio de uma forma de onda é determinado pelo somatório das suas áreas, tem-se que neste tipo de sinal a área é igual ao produto do tempo em que o sinal permanece alto (T_{on}) pela amplitude do sinal (V_{BAT}), dividido pelo período da onda [11].

$$V_{\text{médio}} = \frac{T_{\text{ON}}}{\tau_{\text{pwm}}} \times V_{\text{BAT}} \text{ [V]} \quad (\text{Eq.2-11})$$

Assim, através da técnica descrita nesta seção, variando-se a largura em que este tempo permanece alto (Ton), entrega-se a ao motor um valor médio de tensão que é programado apenas por este parâmetro Ton.

Especificação dos dispositivos

O amplificador operacional LM324 em sua operação funciona perfeitamente como comparador, atendendo as solicitações do circuito. O capacitor C1 com 25V suporta a tensão do circuito.

A corrente de projeto do diodo zener é igual a:

$$I_Z = I_{R22} = \frac{V_Z}{R_{22}} = \frac{10V}{1k\Omega} = 1mA$$

Assim, para este valor de corrente, o diodo 1N960B é especificado por apresentar uma corrente de joelho menor que I_{R22} , e a máxima corrente maior que I_{R22} [11].

2.6 Projeto do circuito do estágio de saída

Nesta seção destaca-se o projeto do circuito de potência que aciona os motores dos geradores de efeitos na bola. Devido ao fato destes motores solicitarem altas correntes durante o seu funcionamento, não é possível liga-los diretamente ao circuito de controle, tendo sido idealizado o circuito da figura 2-12 para realizar esta função.

Analisando o circuito da figura 2-12, observa-se que o isolamento entre a corrente do circuito de controle e a corrente do motor é realizada pelo alto ganho de corrente da configuração deste dois transistores BC338 e 2N3055. Eles apresentam, respectivamente, ganho de corrente mínimo, iguais à (pior caso para o projeto) 100 e 20. Assim através desta configuração (par Darlington) [09] tem-se o ganho total igual:

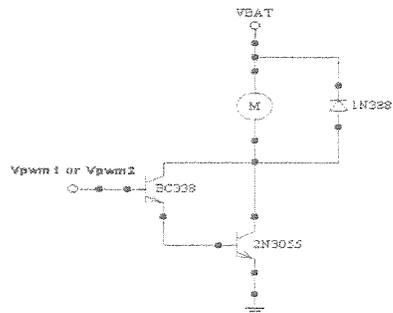


Figura 2-12: Circuito de potência para acionamento dos motores do gerador de efeitos.

$$\beta_F = \beta_{F1} \times \beta_{F2} = 100 \times 20 = 2000$$

Logo a corrente da base da configuração é:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{I_M}{\beta_F} = \frac{8A}{2000} = 4 \text{ mA}$$

Nota-se, assim, o isolamento entre o sinal de controle e o sinal da saída. Além desta isolação, o circuito da figura 2-12, varia o sinal fornecido pela bateria entre o seu máximo e o seu mínimo (o valor mínimo é cerca de $V_{BE} + V_{CEsat}$). Tem-se, portanto, sobre a carga, uma forma de onda quadrada com frequência igual a do sinal PWM, mas com amplitude

defasada deste sinal em 180° , isto é, quando o sinal PWM é alto a amplitude da onda quadrada é baixa (e vice-versa).

Especificação dos dispositivos

O transistor de potência utilizado foi o 2N3055 [12] que suporta perfeitamente a corrente que o motor solicita, bem como a tensão aplicada entre os terminais que é a tensão da bateria. O transistor BC338, suporta perfeitamente a corrente de base do transistor 2N3055 [12].

2.7 Projeto e construção da placa de circuito impresso

Após o desenvolvimento do projeto, foi realizado o “layout” e confeccionada a placa de circuito impresso, em dupla face. Para sua realização foram utilizados o “software” TANGO 2.0 e o “software” PROTEL 98. O diagrama esquemático foi realizado no “software” TANGO 2.0, e após todas as verificações, o circuito foi importado pelo “software” PROTEL 98, que realizou a confecção da placa de circuito impresso (PCB) com roteamento automático.

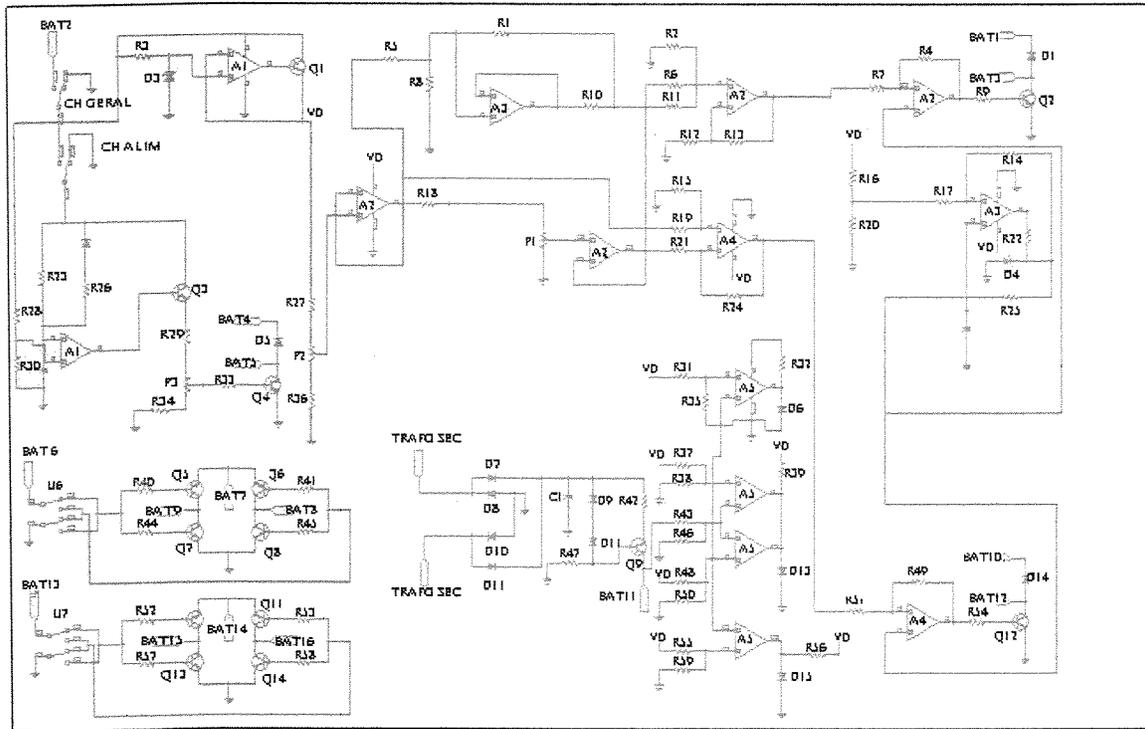


Figura 2-13: Esquemático do circuito geral da máquina para confecção da placa de circuito impresso.

Na figura 2-13 tem-se o diagrama do circuito implementado no “software” TANGO 2.0. É importante ressaltar que os pinos que estão flutuando na figura 2-13 serão ligados aos motores, ao transformador, à bateria e ao circuito de potência formado pelo transistor 2N3055 com dissipador de calor, que não estão contido na figura 2-13. Na figura 2-14 está disposto o “layout” da placa, bem como a disposição dos componentes na mesma.

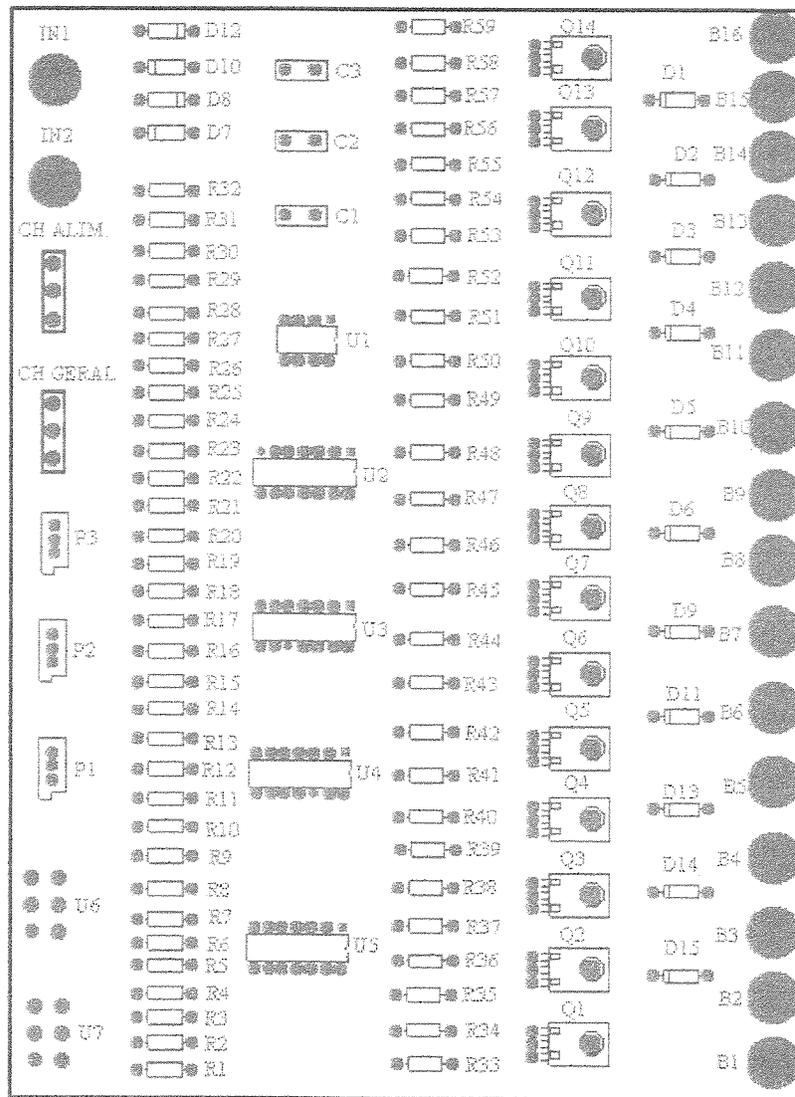


Figura 2-14: Disposição dos dispositivos na placa do circuito impresso.

Observa-se nas figuras 2-15 e 2-16 a disposição das vias, sendo que na figura 2-15 encontram-se as vias da face superior e na figura 2-16 as vias da face inferior, completando assim a placa de circuito impresso de duas faces. Destaca-se entre as características de regras de projeto, a perpendicularidade entre as vias e a não passagem entre os pinos dos circuitos integrados, determinado-se assim uma característica de bom desempenho das regras por parte do “software”.

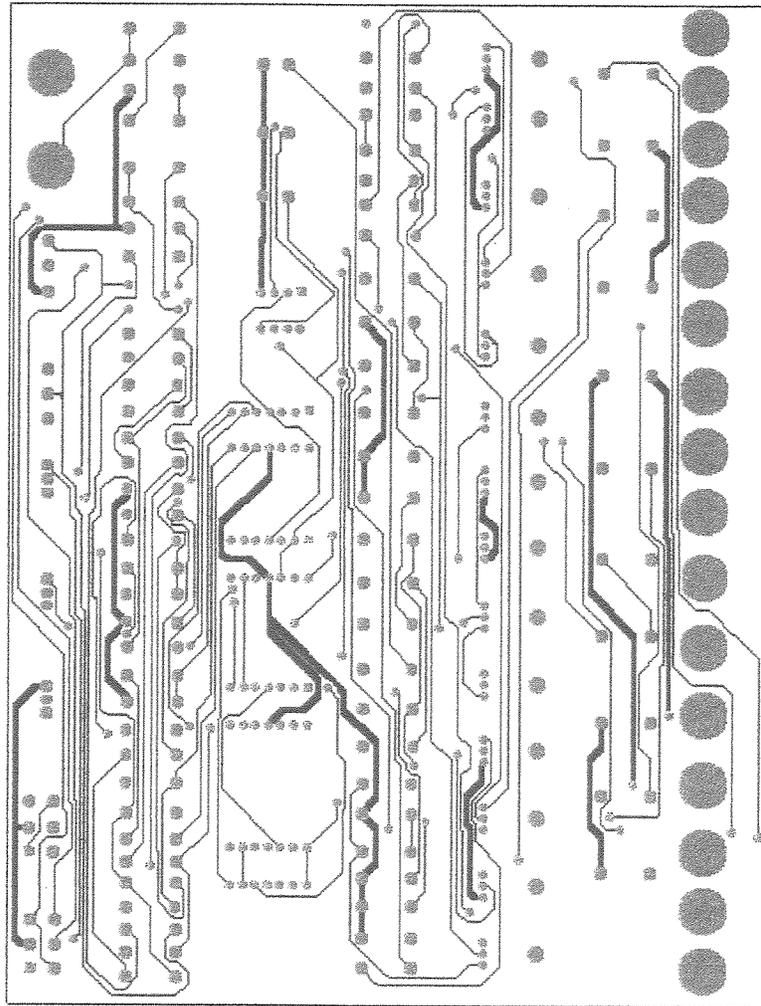


Figura 2-15: Disposição da vias da placa na face superior.

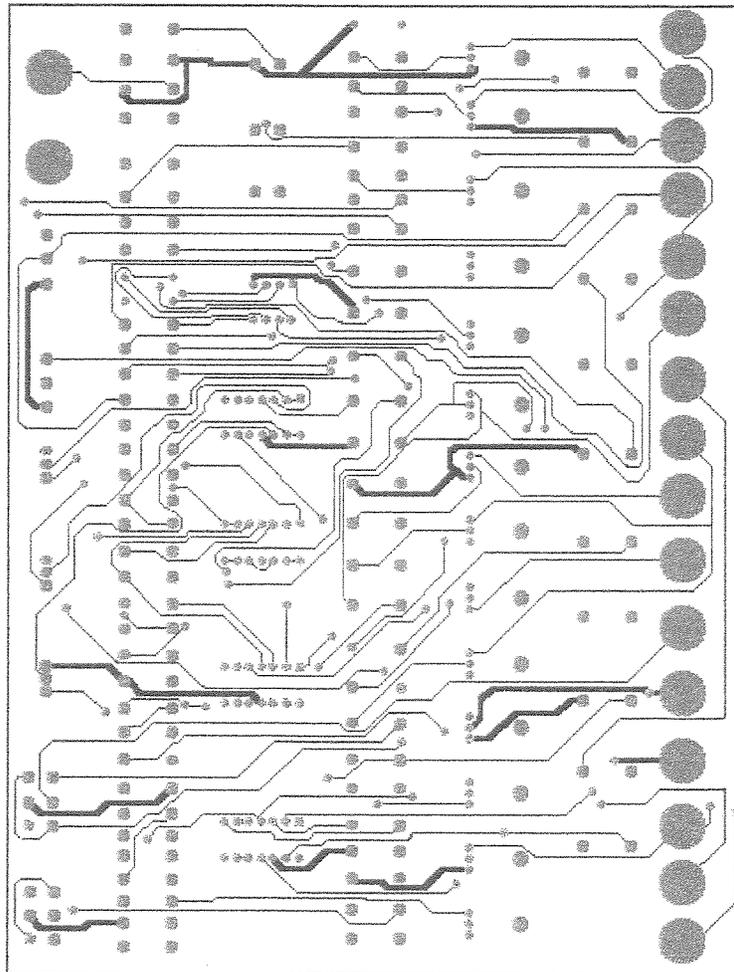


Figura 2-16: Disposição da vias da placa na face inferior.

Depois do desenvolvimento do “layout” através dos “softwares” citados. A placa foi enviada para o laboratório LCIF (Laboratório de Circuito Impresso e Fotografia) na FEEC (Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação) localizado no DEMIC (Departamento de Eletrônica e Microeletrônica). Neste laboratório a placa foi confeccionada utilizando-se os processos necessários, por exemplo, preparação da placa, laminação (Fixação do filme sobre a placa), sensibilização (exposição), revelação, corrosão, decapagem (retirada do filme), lavagem, furação e verniz).A montagem e os testes do circuito em bancada foram também realizados no DEMIC.

2.8 Referências Bibliográficas

- [01]-Boylestad, R Nashelsky, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Rio de Janeiro - RJ: Editora Prentice-Hall do Brasil, 5.^a Ed., 1994. 858p.
- [02]-Dawes, chester L. **Curso de Eletrotécnica I**. Porto Alegre - RS: Editora Globo S.A. 1.^a Ed., V1, p. 88-133, 1967.
- [03]-Fairchild Semiconductor Corporation. **Discrete Power & Signal Technologies**. 1997.
- [04]-Fairchild Semiconductor Corporation. **Medium Power Linear Switching Applications**. 1999.
- [05]-Gomes, Alcides tadeu. **Telecomunicações: Transmissão – Recepção AM – FM e Sistemas Pulsados**. São Paulo: Érica Editora LTDA, 14.^a Ed. p 250 – 251. 1998.
- [06]-Lander, Cyrilw. **Eletrônica Industrial: Teoria e Aplicações**. São Paulo: McGraw-Hill, p.330 – 363. 1988.
- [07]-Malvino, A. P. **Eletrônica**. São Paulo: McGraw-Hill, 1.^a Ed., v1,1987. 520p.
- [08]-Malvino, A. P. **Eletrônica**. São Paulo: McGraw-Hill, 1.^a Ed., v2,1987. p.521 - 804.
- [09]-Millman, Jacob, Grabel, Arvin. **Microeletrônica**. Lisboa: McGraw–Hill, p.520 – 1134. 1992.
- [10]-National Semiconductor. **National Operational Amplifiers Databook**. 1995.
- [11]-Pereira de Mello, L. F. **Projetos de Fontes Chaveadas**. São Paulo: Érica Editora LTDA, p.140 – 142. 1996.
- [12]-Philips Semiconductors Corporation. **Discrete Semiconductors Datasheet**. 1999.

Capítulo 3

Resultados Experimentais e Conclusões

Neste capítulo são mostrados os resultados obtidos experimentalmente no circuito de controle desenvolvido. A discussão desses resultados segue a seqüência utilizada em capítulos anteriores, onde foram descritos e apresentados os projetos de cada bloco.

3.1 Alimentação

Na alimentação da máquina, o regulador de tensão apresentou um bom desempenho permanecendo estável em 10,5V para uma variação da tensão da bateria numa faixa de 11V a 20V. Este valor de tensão estável está dentro da faixa de tolerância do diodo zener 1N4741A de valor igual a 11V, que admite $\pm 5\%$ de tolerância.

Os gráficos da figura 3-1 apresentam os níveis de tensão aplicado na polarização de cada “led” para uma variação da tensão da bateria de 0V a 25V. Com a variação da tensão da bateria e observando o pico de tensão aplicada a cada “led” tem-se representado a indicação dos estados de carga da bateria como enfatizado na seção 2.1.2, onde estão explicados os limites críticos da bateria durante carga e descarga. A figura 3-1(b) representa estes limites, onde o “led” amarelo apresenta um pico máximo entre a tensão da bateria variando de aproximadamente 11,5V a 14V. Nota-se na figura 3-1 que para os valores inferiores aos limites estabelecidos durante o projeto somente o “led” vermelho está ligado, indicando assim que o limite inferior está sendo ultrapassando, sendo necessário o

desligamento da máquina para que a bateria não sofra danos. Nesta mesma figura apresenta-se o estado normal de funcionamento que estão entre os limites inferiores e superiores de tensão na bateria, sendo que neste estado existe o acionamento de dois “leds” que, além da indicação do estado normal, indica também uma condição de alerta tanto para nível superior como para o nível inferior. Assim observando a figura 3-1 (b) e (c) tem-se os “leds” amarelo e vermelho acionados alertando-se que o nível de carga da bateria aproxima-se do limite inferior. Observando agora a figura 3-1 (a) e 3-1 (b), tem-se que os “leds” amarelo e verde estão acionados, alertando-se que o nível de carga da bateria aproxima-se do limite superior. Na figura 3-1, quando a tensão ultrapassa o limite superior, somente o “led” verde é acionado, indicando o fim da carga da bateria.

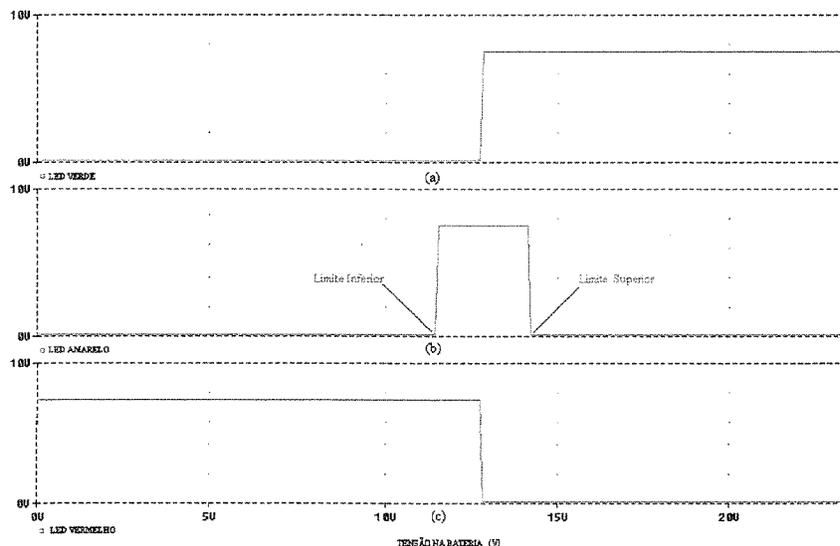


Figura 3-1- Indicação dos limites de tensão aplicada a bateria durante carga e descarga.

3.2 Circuito Alimentador de Bolas

O circuito do alimentador de bolas apresentou uma temporização, (a tensão da entrada inversora do amplificador operacional LF353 realmente permaneceu no valor de

$\frac{2}{3} \times V_{cc}$, determinado pelo divisor resistivo) de 22 segundos, conforme a figura 3-2, onde observa-se que, após esta temporização, o transistor de passagem libera a tensão para o circuito de que controla a velocidade do motor. Este valor é superior ao valor calculado no projeto (15 segundos) devido à tolerância do resistor e do capacitor (capacitância medida aproximadamente igual a $32\mu\text{f}$), que apresentou maior influência pois sua tolerância é maior.

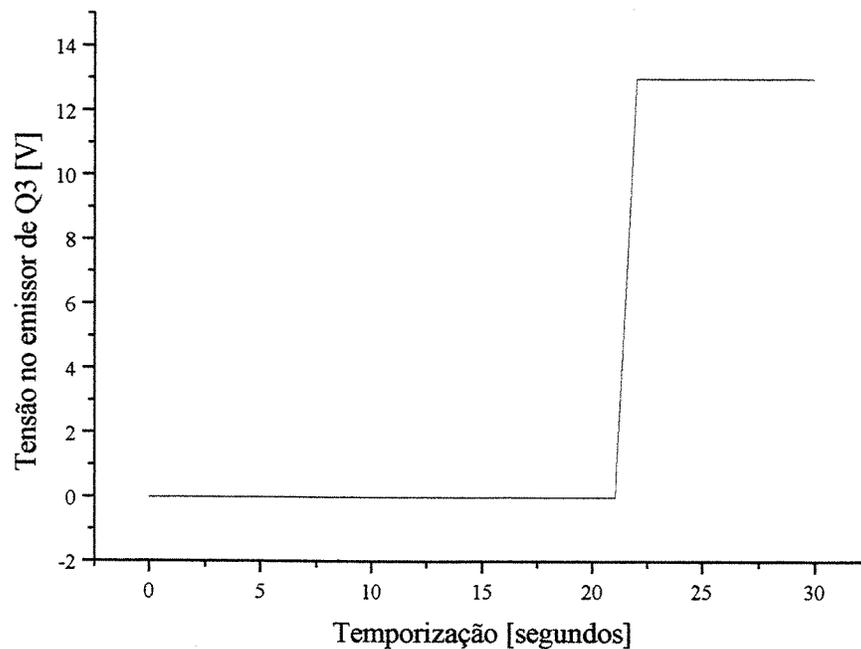


Figura 3-2. Sinal de temporização, onde o transistor de passagem fornece tensão ao controle de velocidade do alimentador de bolas.

3.3 Gerador de efeitos

A tensão do regulador de valor igual a 10,5V é aplicada ao divisor de tensão onde encontra-se o potenciômetro P2, que determina a variação da tensão central em uma faixa de 1,6V a 8,9V, sendo que o valor calculado previa uma variação de 1,57V a 9,42V. A

diferença entre o valor calculado e o valor medido deve-se a redução do valor calculado de alimentação de 11V para o valor experimental de 10,5V e também devido à tolerância dos resistores que formam este divisor.

A seguir são apresentados tabelas e gráficos que mostram a mudança dos valores da tensão em cada motor (V_{pwm1} e V_{pwm2}), para produzir os efeitos “spin” desejados na bola de tênis. Foram medidos os valores de tensão central, tensões percentuais e o resultado do processamento destes sinais geram as tensões obtidas na saída de cada configuração do amplificador operacional como somador (V_{cpwm1}) e subtrator (V_{cpwm2}).

Através das tabelas e gráficos a seguir nota-se que os valores obtidos experimentalmente estão próximos aos valores calculados (Principalmente os valores de saída que variaram dentro da quantidade de efeito "spin" pretendidos (variação da tensão central em 20%), tendo assim uma boa definição de que efeito está sendo aplicado na bola de tênis.), sendo que, novamente, o fato de que a tensão de alimentação ter sido menor do que a prevista, é o fator de maior significado nas diferenças observadas entre o teórico e o experimental.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	1,57V	1,256V	0,314V	1,256V	1,570V
100%				1,570V	1,256V

Tabela 3-1: Valores calculados das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	1,6V	1,3V	0,3V	1,3V	1,6V
100%				1,6V	1,3V

Tabela 3-2: Valores medidos das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

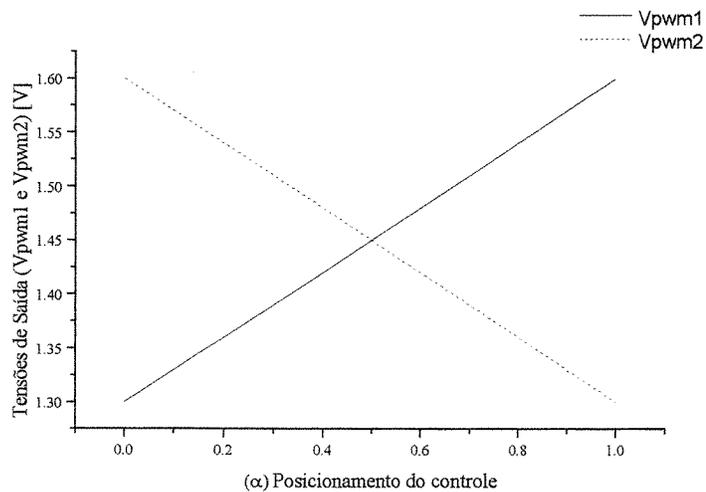


Gráfico 3-1: Variação das tensões de saída (apartir da tensão central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	3,14V	2,512V	0,628V	2,512V	3,140V
100%				3,140V	2,512V

Tabela 3-3: Valores calculados das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	3,06V	2,480V	0,600V	2,480V	3,100V
100%				3,080V	2,480V

Tabela 3-4: Valores medidos das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

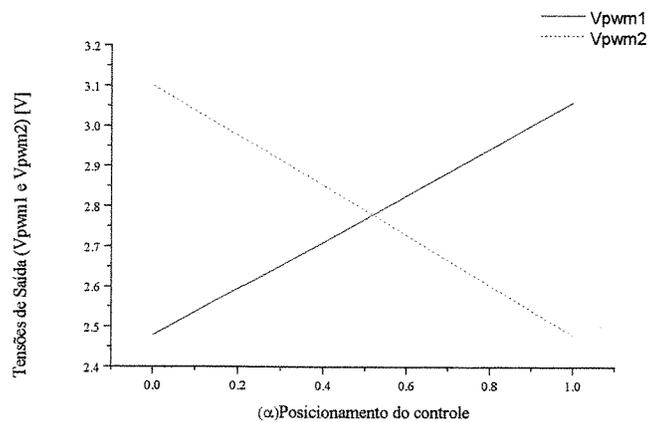


Gráfico 3-2: Variação das tensões de saída (apartir da tensão central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	4,710V	3,768V	0,942V	3,768V	4,710V
100%				4,710V	3,768V

Tabela 3-5: Valores calculados das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	4,520V	3,670V	0,890V	3,500V	4,600V
100%				4,450V	3,600V

Tabela 3-6: Valores medidos das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

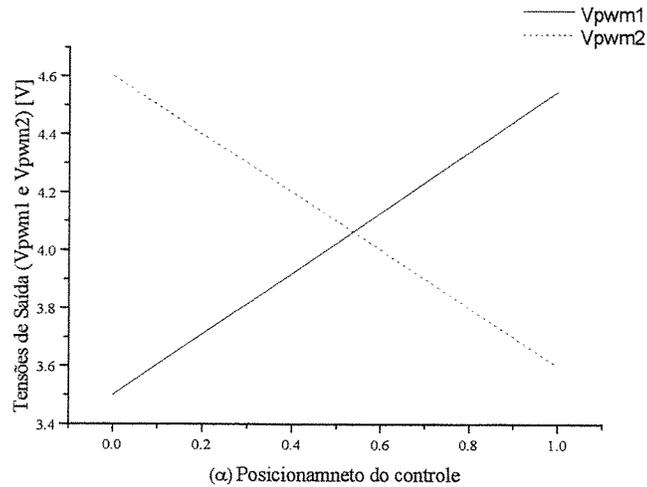


Gráfico 3-3: Variação das tensões de saída (apartir da tensão central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	6,280V	5,024V	1,2560V	5,024V	6,280V
100%				6,280V	5,024V

Tabela 3-7: Valores calculados das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída (V_{pwm1})	Tensão de Saída (V_{pwm2})
0%	5,980V	4,800V	1,200V	4,700V	6,000V
100%				5,900V	4,800V

Tabela 3-8: Valores medidos das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

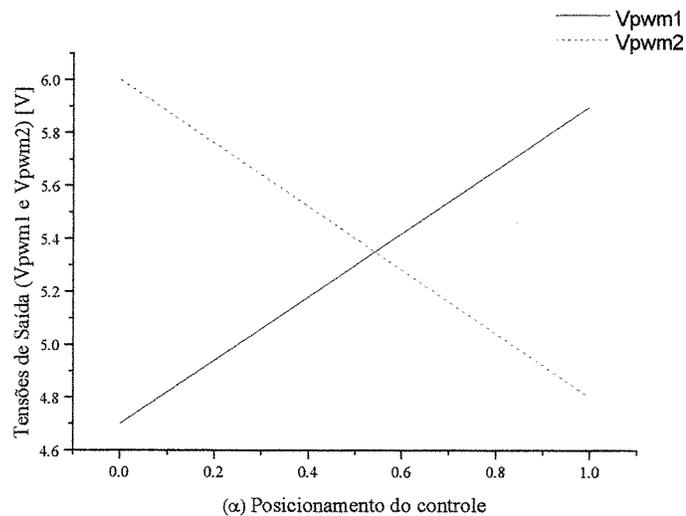


Gráfico 3-4: Variação das tensões de saída (apartir da tensão central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM1}}$)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM2}}$)
0%	7,850V	6,280V	1,570V	6,280V	7,850V
100%				7,850V	6,280V

Tabela 3-9: Valores calculados das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM1}}$)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM2}}$)
0%	7,440V	6,100V	1,500V	5,900V	7,600V
100%				7,300V	6,000V

Tabela 3-10: Valores medidos das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

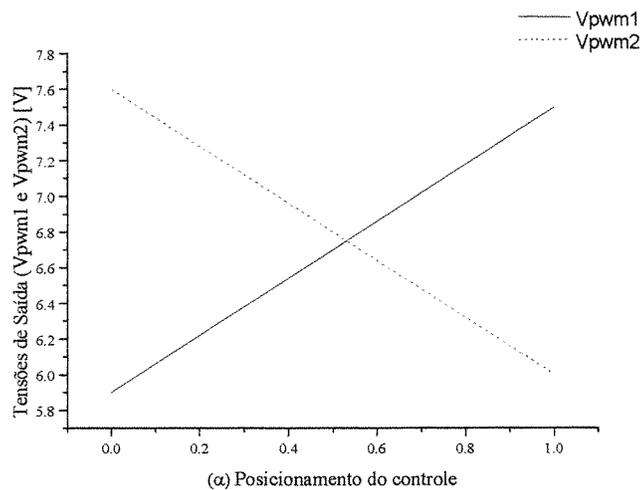


Gráfico 3-5: Variação das tensões de saída (apartir da tensão central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM1}}$)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM2}}$)
0%	9,420V	7,536V	1,884V	7,536V	9,420V
100%				9,420V	7,536V

Tabela 3-11: Valores calculados das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

Posicionamento do controle (α)	Tensão Central (V_C)	Tensão Percentual (80% de V_C)	Tensão Percentual (20% de V_C)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM1}}$)	Tensão de Saída ($V_{P_{WM2}}$)
0%	8,900V	7,300V	1,800V	6,900V	8,900V
100%				8,800V	7,200V

Tabela 3-12: Valores medidos das tensões de saída (apartir da Tensão Central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

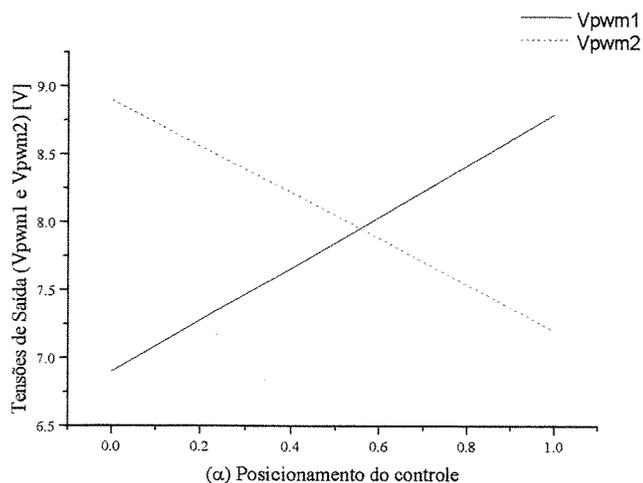


Gráfico 3-6: Variação das tensões de saída (apartir da tensão central fixa) com relação ao posicionamento do controle (α).

3.4 Estágio de saída

O estágio de saída utiliza, os sinais de controle obtidos do gerador de efeitos, a onda portadora (que é uma triangular) obtida pelo circuito oscilador que são processados pelo comparador PWM. Este comparador compara estes dois sinais, apresentando em sua saída uma forma de onda de largura variável, usada para acionar a base do transistor de potência. O transistor de potência, por sua vez, controla a tensão da bateria aplicada a cada motor gerador de efeito.

A frequência do circuito oscilador calculado é de 100Hz, sendo que o valor medido é 90Hz (figura 3-3). A diferença observada deve-se, principalmente, à tolerância dos dispositivos empregados (capacitor e resistor).

Pode-se observar, na figura 3-3, que o valor de pico da onda portadora (triangular) está dentro do valor determinado no circuito oscilador projetado, valor este determinado através do diodo zener 1N960B (tensão de 10V). Este valor mostrou-se suficiente para permitir a excursão do valor de tensão de controle medida no circuito gerador de efeitos “spin”, que variou de 1,6V a 8,9V. Assim quando o sinal de controle e o sinal da portadora (triangular) são comparados, através do comparador PWM, evita-se que ocorra a sobremodulação no sinal modulado. O sincronismo entre os dois sinais motores foi conseguido, como pode-se observar na figura 3-3, onde os sinais das ondas triangulares medidos experimentalmente apresentam mesmo amplitude e mesma frequência.

A comparação entre o sinal de controle e a onda triangular fornece o sinal modulado (forma de onda quadrada), com característica de frequência da onda triangular da figura 3-3 para ambos as saídas dos motores.

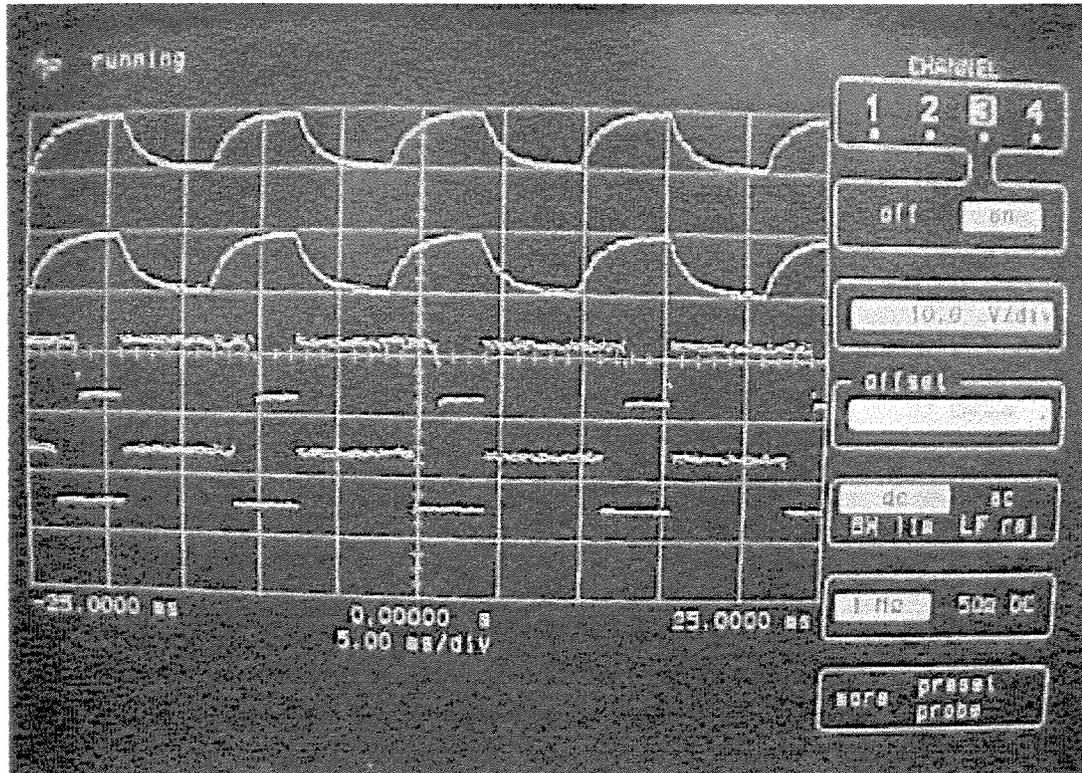


Figura 3-3: Sincronismo entre os sinais (ondas "triangulares") utilizados para acionamento dos motores que controlam as roldanas arremessadoras.

Observando a figura 3-4 nota-se que os sinais da onda quadrada (sinal PWM) são aproximadamente iguais. Isto resulta em uma aplicação da mesma tensão aos motores que controlam a velocidade das roldanas que provocam efeito "spin" na bola de tênis, resultando em um lançamento de bola "Flat".

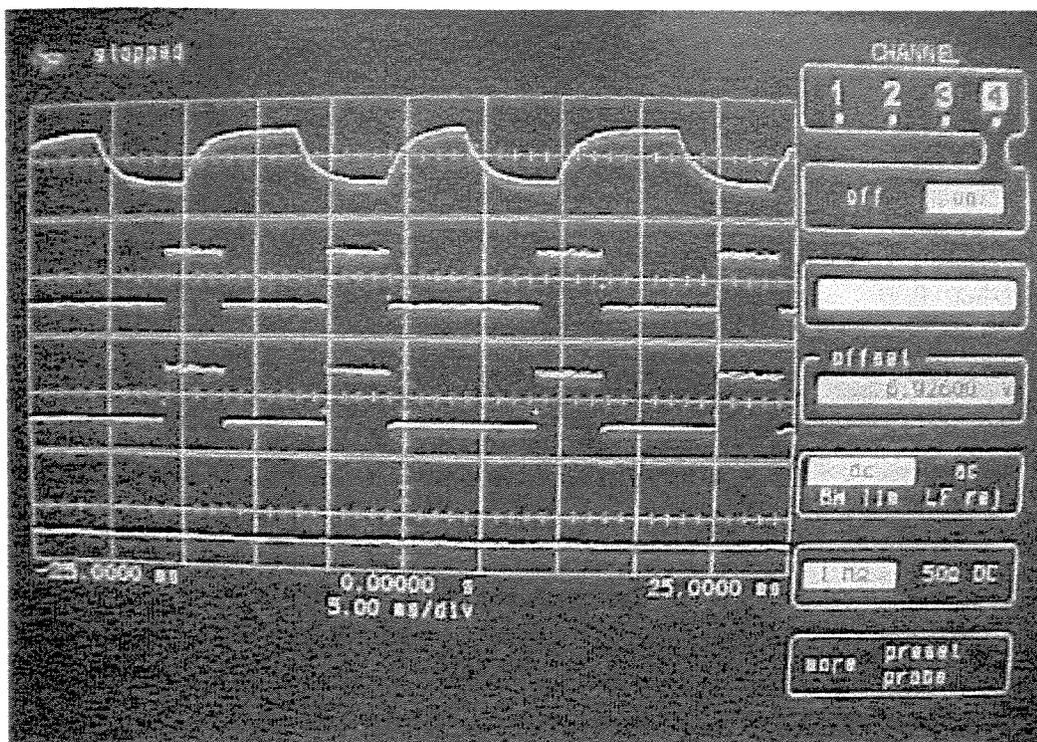


Figura 3-4: Sinais de onda quadrada (sinal PWM) para dois motores com velocidades iguais (Efeito “Flat”).

Tomando como referência que a forma da onda quadrada (sinal PWM) superior mostrada através da figura 3-5 é aplicada ao motor que controla a velocidade da roldana superior, e a onda quadrada (sinal PWM) inferior define a tensão aplicada ao motor que controla a roldana inferior, tem-se, conforme figura 3-5, menor tensão (forma de onda quadrada superior apresenta menor permanência no estado alto do que a forma de onda quadrada inferior) aplicada ao motor que controla a roldana superior e conseqüentemente menor velocidade será aplicada na parte superior da bola quando a mesma passar por entre as roldanas. Dessa forma, estaríamos aplicando o efeito “Under-spin” na bola de tênis.

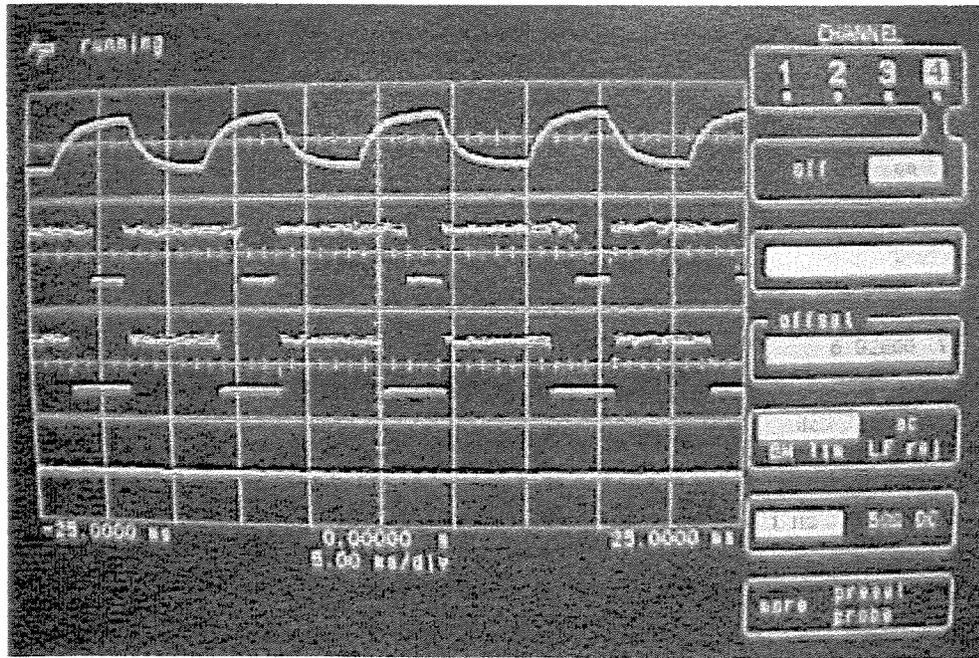


Figura 3-6: Sinais de onda quadrada (sinal PWM), onde a velocidade do motor superior é maior que a velocidade do motor inferior (Efeito “Top-spin”).

Na figura 3-7 tem-se a montagem final da placa de circuito impresso do protótipo, onde se vê que para facilidade de construção, os potenciômetros, chaves comutadoras e chaves inversoras foram colocados na placa, sendo que, em uma máquina comercial, deveriam estar alocados em um painel. Na figura 3-8 é apresentada à mesma a placa de circuito impresso durante realizações das medidas, para obtenção dos dados para posterior discussão.

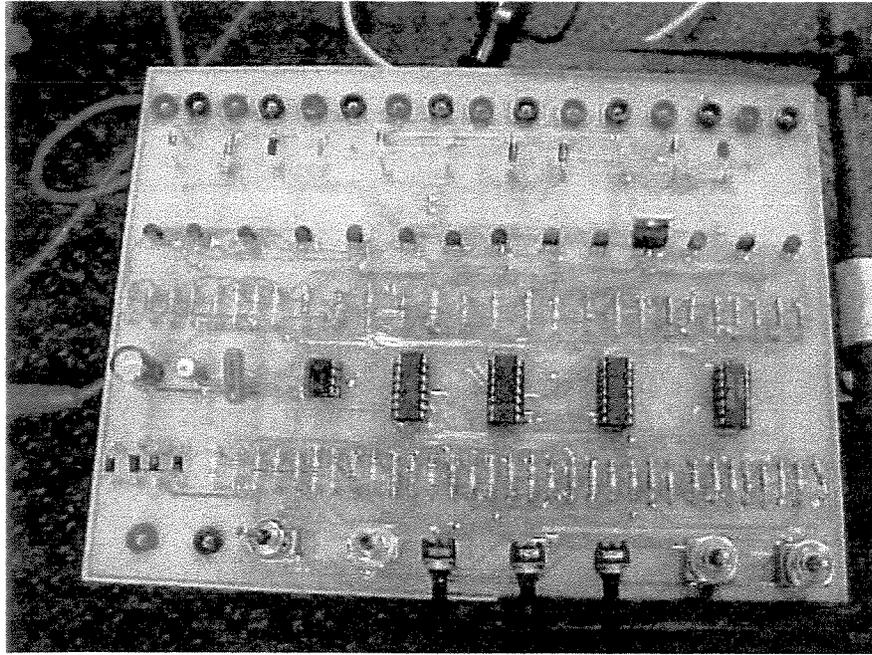


Figura 3-7: Disposição dos dispositivos na placa de circuito impresso confeccionada

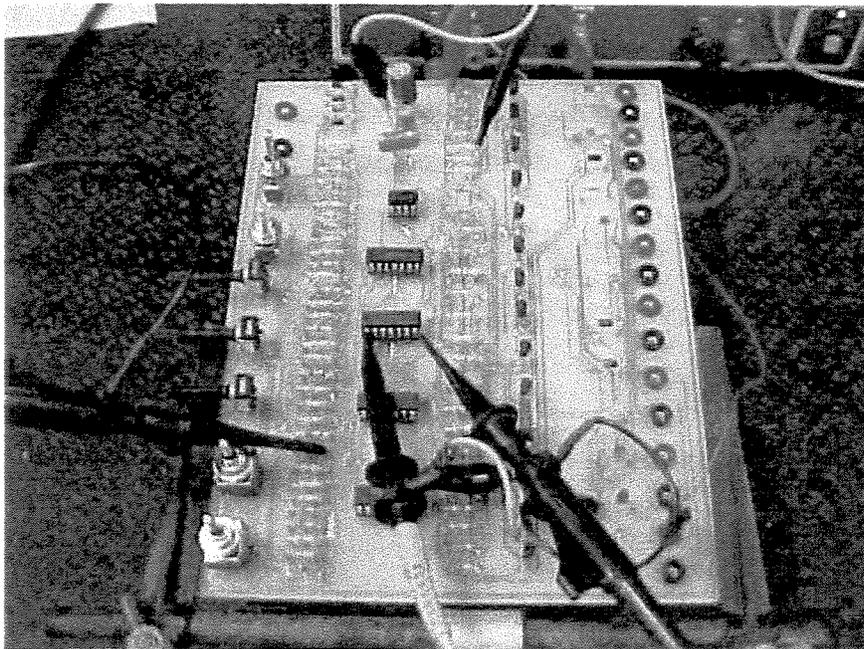


Figura3-8: Placa de circuito impresso confeccionada durante realização das medidas.

3.5 Conclusões

O projeto aqui desenvolvido atendeu aos objetivos desejados. Foi realizado o projeto e a construção do controle de todas as partes da máquina de lançar bolas de tênis, partindo do princípio de funcionamento das máquinas já existentes no mercado. Este controle apresenta um circuito compacto de baixo custo, de fácil reprodução e com seus componentes facilmente encontrados no mercado nacional, o que permitiria a sua utilização por alguma empresa nacional interessada em produzir o equipamento em questão.

Conforme verificado, os valores medidos ficaram próximos dos valores projetados, indicando que o circuito deve apresentar boa reprodutibilidade em uma linha de produção.

Foram obtidos circuitos para geração dos efeitos (“Flat”, “Under-spin” e “Top-spin”), conforme projetado, e sua implementação foi possível através de uma configuração barata e simples.

Com o circuito oscilador obteve-se uma forma de onda triangular com as características necessárias tanto no que se refere à frequência como à amplitude, que após comparação com sinal de controle obtido do gerador de efeitos “spin” resulta no sinal modulado com mesma característica de frequência.

A utilização da modulação por largura de pulso (PWM - Pulse Width Modulation), além de tornar preciso o controle da tensão aplicada aos motores que determinam a velocidade às roldanas que geram o “spin” na bola de tênis, também apresenta características importantes para o acionamento dos transistores de potência (estágio de saída) e os motores controlados por eles.

Teve-se a satisfação de, neste trabalho, desenvolver os circuitos de controle de um equipamento de prática esportiva comercial, o que dá uma contribuição importante à indústria nacional, que pode basear-se neste desenvolvimento para a eventual construção de uma máquina de lançamento de bolas, além da oportunidade de trabalhar com vários tipos de circuito, o que proporcionou uma ampla visão da eletrônica.

É importante ressaltar que o projeto foi apenas um protótipo inicial, que pode ser facilmente alterado para incluir mais funções, tornando-o mais sofisticado e aumentando tanto à versatilidade como o potencial comercial do mesmo.