



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctrica



“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN
SERVO - MECANISMO DE POSICION
RADIO - CONTROLADO”

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION: ELECTRONICA

Presentada por:

JULIO GONZALO BARZALLO ESPINOZA

Guayaquil - Ecuador

1.988

AGRADECIMIENTO

A la ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL
por todo cuanto me ha
brindado.

DEDICATORIA

A MI MADRE

A MI PADRE

A MIS HERMANOS

DECLARACION EXPRESA

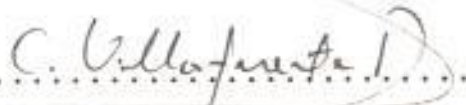
"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Titulos profesionales de la ESPOL).



.....

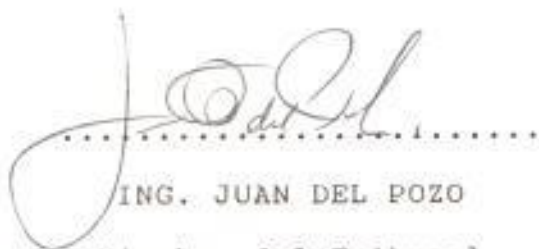
JULIO GONZALO BARZALLO ESPINOZA



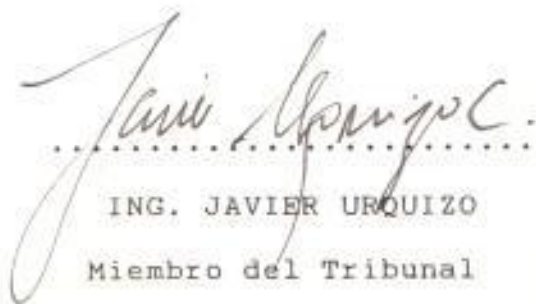
ING. CARLOS VILLAFUERTE
Sub-Decano de la Facultad
de Ingeniería Eléctrica



ING. EDGAR IZQUIERDO
Director de Tesis



ING. JUAN DEL POZO
Miembro del Tribunal



ING. JAVIER URQUIZO
Miembro del Tribunal

RESUMEN

En el presente trabajo se describe el diseño, construcción y pruebas de un servo-mecanismo de posición, cuyas señales de control se envían por ondas de radio. Para la transmisión de la señal de control se utiliza modulación en duración del pulso (PWM), señal que es generada en un microcomputador SDK - 85, lo que permite introducir el ángulo de entrada por teclado y observar el valor digitado en el despliegue visual del microcomputador. La onda cuadrada que así se obtiene a la salida del microcomputador es modulada con una señal de radiofrecuencia en manipulación por deslizamiento de amplitud (ASK).

La potencia de transmisión que se utiliza es la suficiente para transmitir a una distancia de 10 metros aproximadamente, puesto que todas las pruebas que se realizan son dentro del Laboratorio.

Las pruebas estáticas que se realizan son para comprobar si a cada ángulo de entrada el sistema responde con un ángulo igual en la salida.

En las pruebas dinámicas se usa una entrada tipo escalón, que se simula directamente en el teclado del microcomputador al digitar un valor de ángulo diferente al ante-

rior; las pruebas se realizan para varios valores de ganancia en el trayecto directo y ganancia del tacómetro, lo que permite observar y analizar los efectos de la realimentación de velocidad en la respuesta dinámica del servo-mecanismo.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	vi
INDICE GENERAL.....	viii
INDICE DE FIGURAS.....	xi
INTRODUCCION.....	xiv
CAPITULO I	
DISEÑO DE LA UNIDAD MODULADORA.....	16
1.1 Modulador PWM.....	16
1.2 Modulador ASK.....	17
1.2.1 Interruptor electrónico.....	19
CAPITULO II	
DISEÑO DE LA UNIDAD TRANSMISORA.....	22
2.1 Oscilador de Radio-frecuencia.....	22
2.1.1 Elección de la frecuencia del cristal.....	25
2.1.2 Diseño del transformador de radio- frecuencia del oscilador.....	25
2.2 Amplificador de potencia.....	30
2.2.1 Diseño del transformador acoplador de impedancia del transmisor.....	31
CAPITULO III	
DISEÑO DE LAS UNIDADES RECEPTORA Y DEMODULADORA.....	32
3.1 Filtro pasa-banda.....	32

	Pág.
3.2 Amplificador de radio-frecuencia.....	33
3.2.1 Diseño del transformador de radio- frecuencia de la primera etapa en el receptor.....	36
3.2.2 Diseño del transformador de radio- frecuencia de la segunda etapa en el receptor.....	37
3.3 Detector de envolvente.....	38
3.3.1 Frecuencia de corte del filtro pasa-bajo.....	40
CAPITULO IV	
DISEÑO DE LA UNIDAD DE CONTROL.....	41
4.1 Limitador de la señal cuadrada.....	41
4.2 Filtro pasa-bajo.....	43
4.2.1 Elección de la frecuencia de corte.....	44
4.3 Sumador.....	46
CAPITULO V	
SERVO - AMPLIFICADOR Y MOTOR.....	49
5.1 Servo-amplificador.....	51
5.1.1 Determinación de las constantes del pre-amplificador y servo- amplificador.....	51
5.2 Características del motor.....	53
5.2.1 Determinación de las constantes K_m y $\bar{\omega}_m$ del motor.....	55
5.3 Características del tacómetro.....	58

5.3.1 Determinación de la constante del tacómetro.....	59
5.4 Transductor de posición de salida.....	61
5.4.1 Determinación de la constante del transductor de posición de salida.....	61
CAPITULO VI	
PRUEBAS Y RESULTADOS.....	62
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	76
APENDICE A	
Manual del usuario.....	79
APENDICE B	
Listado del programa que genera la onda PWM.....	82
BIBLIOGRAFIA.....	94

INTRODUCCION

Los servomecanismos de posición pueden ser en lazo abierto o en lazo cerrado. En lazo abierto se usan motores de paso, con los cuales se parte de una posición predeterminada y a cada paso que da se sabe su posición por el conocimiento previo del ángulo que gira en cada paso. En los servomecanismos de posición en lazo cerrado se usan varios tipos de motores, entre los cuales están los de corriente continua, de cuyo eje se toma la señal de posición, con algún tipo de transductor de posición, para cerrar el lazo de realimentación.

Es de gran utilidad controlar por radio un servomecanismo de posición cuando se hace imposible enviar señales de control por cable, ya sea porque el sistema controlado se encuentra muy distante o porque es muy móvil con respecto al lugar desde donde se gobiernan.

Para controlar por radio un servomecanismo de posición solo se necesita transmitir la señal del ángulo de posición deseado. La transmisión requiere de la modulación de la señal de control con la portadora de radio-frecuencia.

Para minimizar los efectos de ruido, atenuación y otros fenómenos de la transmisión-recepción se pueden utilizar varios tipos de modulación, como: modulación en duración

del pulso, modulación en posición del pulso, modulación por pulsos codificados. En este trabajo se utiliza modulación en duración del pulso.

La respuesta dinámica del servomecanismo se ve afectada por la inercia del motor y de la carga, puesto que para cambios de posición bastante amplios y rápidos se tiene una respuesta sub-amortiguada, con un tiempo de estabilización demasiado grande.

Para conseguir mejor respuesta dinámica se utiliza un lazo de realimentación de velocidad, para lo cual se usa un transductor de velocidad acoplado mecánicamente al eje de salida, con lo que se consigue limitar la velocidad y obtener respuesta con sobrenivel porcentual y tiempo de estabilización menores, mejorándose notablemente la respuesta dinámica del servomecanismo de posición.

CAPITULO I

DISEÑO DE LA UNIDAD MODULADORA

Esta unidad está constituida por un microcomputador (SDK-85) que genera una señal en PWM (modulación en duración del pulso) y un modulador ASK (manipulación por deslizamiento de amplitud).

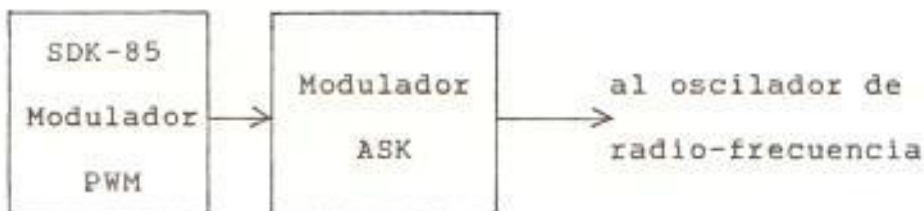


Fig.1.1 Diagrama de bloques de la unidad moduladora

1.1.Modulador PWM

El modulador PWM, es implementado en el microcomputador SDK-85 por medio de un algoritmo cuyo programa es escrito en lenguaje ensamblador. El objetivo de usar un microcomputador en este trabajo, es el de permitir al usuario, ingresar el ángulo de posición de referencia por el teclado, así como también, observar en la pantalla el ángulo de salida deseado.

El programa ha sido diseñado para recibir como entrada el valor del ángulo al cual se desea posicionar el sistema. El valor que puede recibir es: decimal,

entero y dentro del rango de $\pm 180^\circ$, el signo positivo y negativo se representa con 0 y 1 respectivamente en el teclado del microcomputador SDK-85; cualquier número fuera de este rango será ignorado por el microcomputador y mostrará un mensaje de error en pantalla.

Como salida en el puerto A de la memoria RAM (8155) se obtiene una onda cuadrada de frecuencia fija a 70 Hz, en lógica TTL (0 y +5 voltios) con una duración del pulso que puede ser del 2% al 98%, según el valor del ángulo que se digite en el teclado. Cada valor de ángulo que se introduce está conformado por 4 dígitos consecutivos y al momento que se presiona la cuarta tecla se produce el cambio de la duración de pulso de la onda y consecuentemente el cambio de ángulo en la salida del servomecanismo.

En la Fig.1.2 se puede apreciar las variaciones que se producen en la duración del pulso, según el valor del ángulo que se ha digitado.

1.2.Modulador ASK

Este circuito tiene la función de modular la señal de baja frecuencia PWM, proveniente del microcomputador

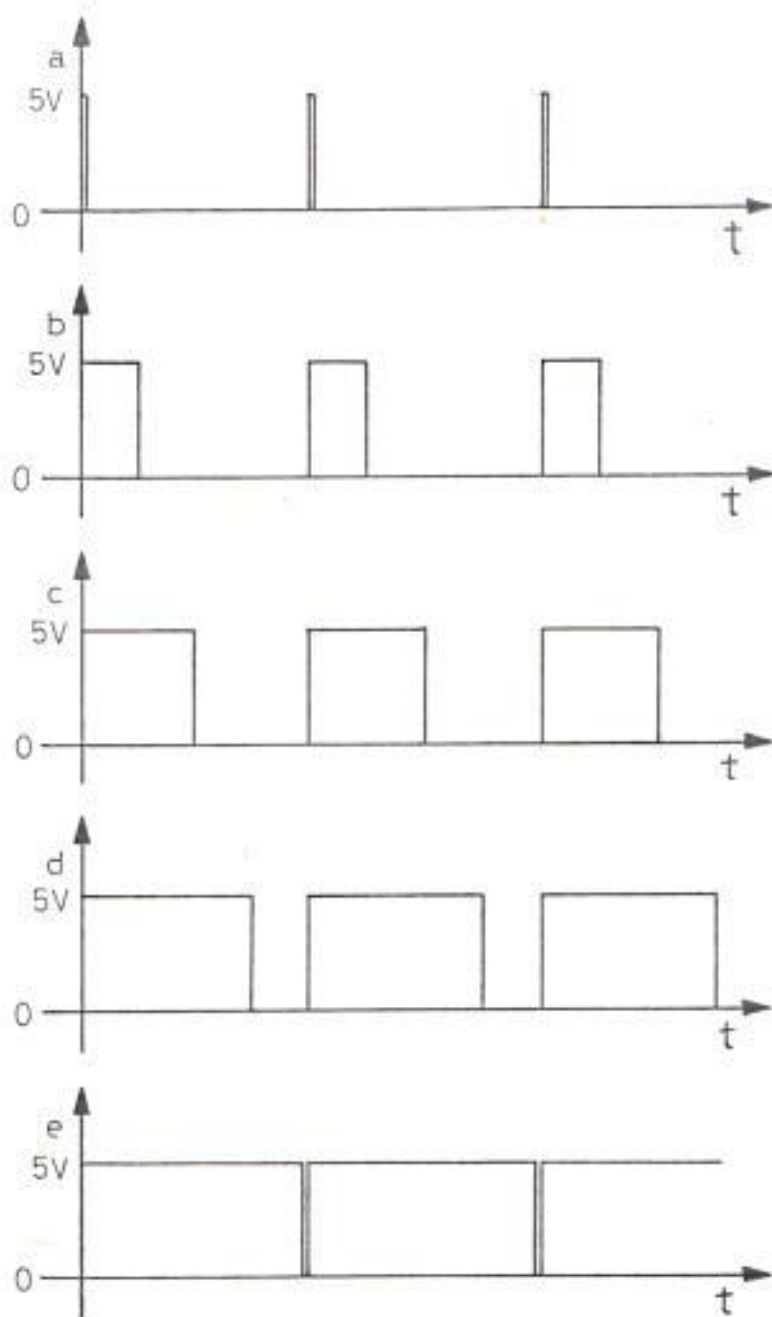


Fig.1.2 Forma de onda de salida del modulador PWM

a) para -180° . b) para -90° . c) para 0° .

d) para $+90^\circ$. e) para $+180^\circ$.

SDK-85 con una onda sinusoidal de radio-frecuencia para que pueda ser transmitida. Para realizar esta función solo se requiere de un interruptor electrónico que opera directamente sobre el oscilador de radio-frecuencia, interrumpiendo su oscilación para cuando la señal esté en nivel alto (+5 voltios), y permitiéndole oscilar para cuando la señal esté en nivel bajo (0 voltios). En la Fig.1.3 se puede observar la señal de salida del Modulador ASK y la relación con la señal de entrada.

1.2.1. Interruptor electrónico

Recibe la onda cuadrada del modulador PWM, y actúa sobre la base del transistor del oscilador de radio-frecuencia, al cual lo satura para voltaje de entrada positivo, de manera que no le permite oscilar; y para voltaje de entrada negativo a este transistor le es permitido trabajar en la región lineal para oscilar libremente.

El interruptor electrónico está constituido por un transistor que sirve para llevar a tierra la base del transistor del oscilador, cuando es requerido; consta además de un resistor para limitar la corriente de base del transis-

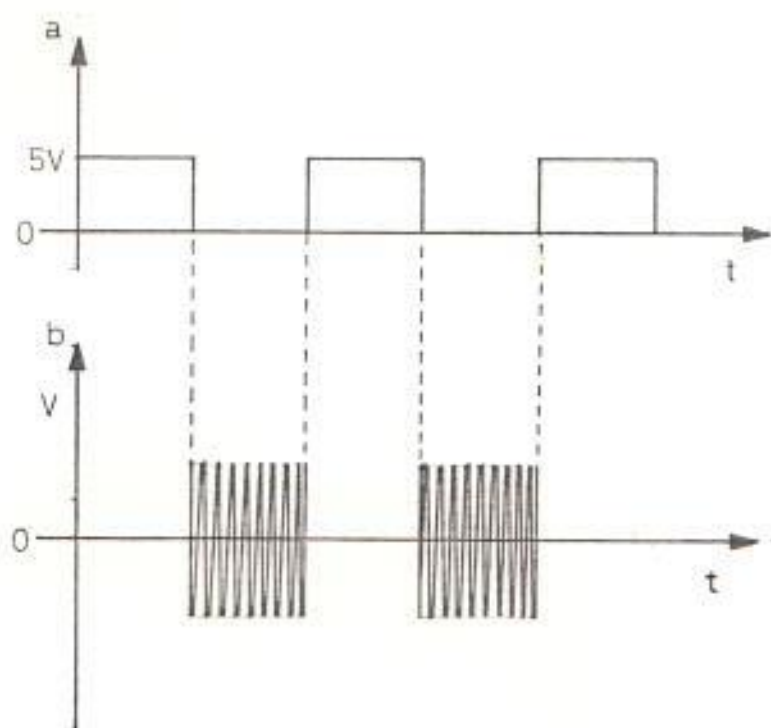


Fig.1.3 Señales del Modulador ASK. a) Señal de entrada. b) Señal de salida para 0° .

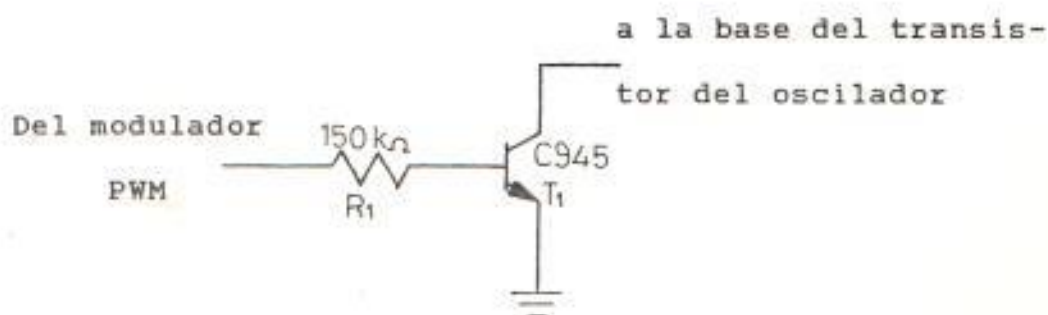


Fig.1.4 Interruptor electrónico

tor del interruptor.

El valor elegido para el resistor es de $150k\Omega$, con el cual se obtiene una corriente de base de $0,03\text{ mA}$ para una entrada de $+5\text{V}$. El transistor del interruptor tiene una ganancia de corriente h_{fe} de 120, obteniéndose por tanto una corriente de colector máxima de 4 mA ; lo cual es suficiente para saturar el transistor del oscilador.

CAPITULO II

DISEÑO DE LA UNIDAD TRANSMISORA

La unidad transmisora debe proporcionar la señal de radio-frecuencia con la suficiente potencia para ser irradiada por la antena, por consiguiente, esta unidad estará constituida por un oscilador y un amplificador de radio-frecuencia. El oscilador recibe la señal del interruptor electrónico y genera a la salida la señal de información del ángulo mezclada con la portadora de 27,125 MHz. El amplificador toma la señal del oscilador, la amplifica en potencia y la entrega a la antena, con la impedancia adecuada para una óptima transmisión.

2.1.Oscilador de Radio-frecuencia

La clase de oscilador de radio-frecuencia que se usa en este trabajo es el Pierce. Este tipo de oscilador funciona a la frecuencia de resonancia en serie de un cristal piezo-eléctrico. Este oscilador posee buena estabilidad en frecuencia, debido a que la señal generada depende únicamente de la oscilación del cristal. El oscilador tiene un circuito LC sintonizado a la frecuencia de resonancia del cristal, donde el inductor posee un devanado secundario del cual se toma la salida que se conecta al amplificador de

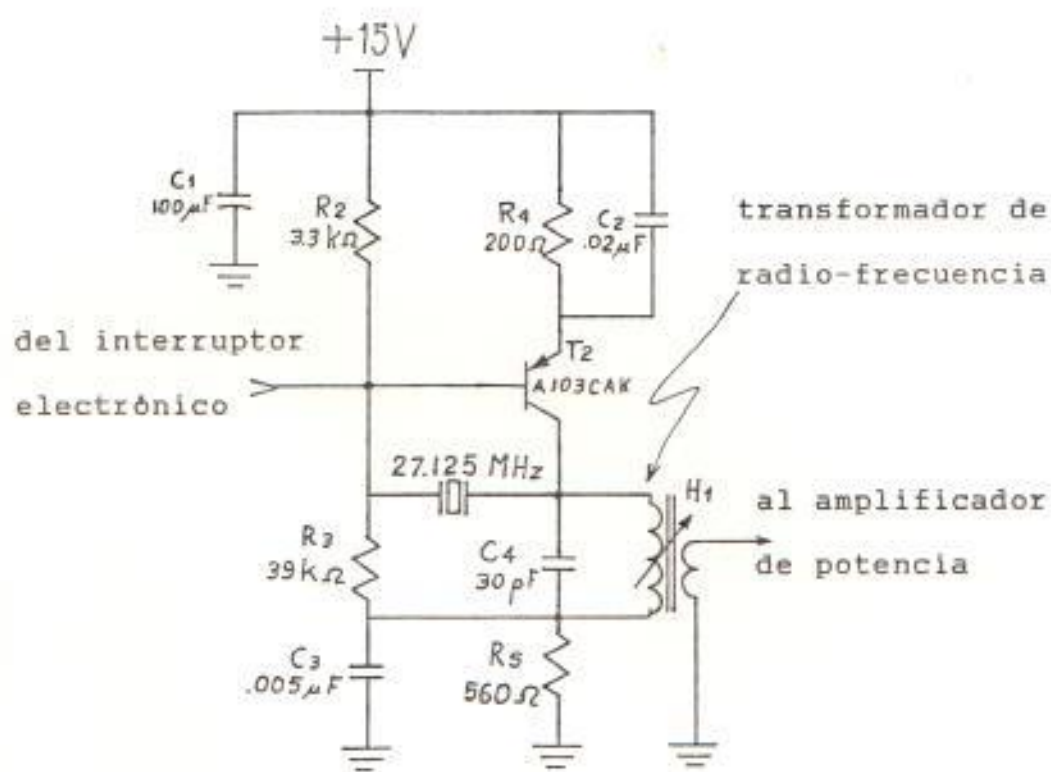


Fig.2.1 Oscilador Pierce

radio-frecuencia.

En la Fig.2.1 se puede observar que el tipo de polarización usado, le da al circuito estabilidad para variaciones de temperatura. La polarización del oscilador se establece de tal manera que la corriente de colector sea de 2 mA y el voltaje en la base del transistor sea de 13,9 v.

Estos valores se han calculado de la siguiente manera:

$$V_b = V_e - 0,7 \quad (2.1)$$

$$I_e = I_c$$

$$V_e = 15 - I_c(200) \quad (2.2)$$

$$V_b = V_c + (15 - V_c)39/39+3,3$$

$$V_b = V_c + 13,8 - V_c(0,92)$$

Donde:

$$V_c = I_c(560) \quad (2.3)$$

$$V_b = 13,8 + I_c(560)(0,08) \quad (2.4)$$

Reemplazando:

$$V_e - 0,7 = 13,8 + I_c(560)(0,08)$$

$$15 - I_c(200) + 0,7 = 13,8 + I_c(44,8)$$

$$I_c = 2 \text{ mA}$$

Se reemplaza I_c en la ecuación 2.4 para hallar V_b

$$V_b = 13,8 + 0,002(560)(0,08)$$

$$V_b = 13,9$$

2.1.1. Elección de la frecuencia del cristal

Debido a que gran parte del espectro de frecuencias está siendo utilizado por radioemisoras y canales de televisión, los mismos que transmiten a gran potencia, es preciso seleccionar una banda en la cual existan solamente transmisores de baja potencia que sirvan para aplicaciones similares a las de este trabajo. Por tal razón, se eligió una frecuencia de portadora de 27,125 MHz, que corresponde a la banda ciudadana (CB), en la misma que existen solamente transmisores de hasta 5 vatios. Además, el equipo objeto del presente trabajo, es un prototipo para ser utilizado en prácticas de laboratorio, razón por la cual, la potencia es suficiente a la frecuencia mencionada para que no sea interferido por otros transmisores que operen a dicha frecuencia.

2.1.2. Diseño del transformador de radio-frecuencia del oscilador

Una vez elegida la frecuencia del oscilador, se calcula el valor de la inductancia para el circuito LC sintonizado a la frecuencia del cristal, de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$\omega = 1 / LC \quad (2.5)$$

$$1,704 \times 10^8 = 1 / LC$$

La fórmula de la ecuación 2.5 corresponde a la frecuencia natural de oscilación para un circuito LC.

Elijiendo un capacitor de 30 pF, se calcula el valor del inductor, que constituye el devanado primario del transformador.

Despejando L de la ecuación 2.5, se obtiene:

$$L = \frac{1}{30 \times 10^{-12} \times (1,704 \times 10^8)^2}$$

$$L = 1,148 \text{ uH}$$

Para poder ajustar el valor de la inductancia se construye un inductor variable entre 0,7 uH y un valor mayor al calculado con la ecuación 2.5, que corresponde a los valores de L cuando el núcleo de ferrita está totalmente fuera y dentro del solenoide respectivamente. La fórmula que permite calcular el valor de la inductancia está dada en la ecuación 2.6.

$$L = \frac{\mu r^2 d^2 N^2}{l} \cdot K \cdot 10^{-3} \text{ (uH)} \quad (2.6)$$

L = inductancia en uH

d = diámetro medio del arrollamiento en cm

N = número de espiras

ℓ = longitud del arrollamiento en cm

K = factor de forma

μ = permeabilidad relativa

Resolviendo la ecuación 2.6 para N

$$N = \frac{1}{\pi d} \sqrt{\frac{L \ell}{\mu K \cdot 10^{-9}}} \quad (2.7)$$

Con el núcleo fuera del solenoide, se obtiene un valor de $N = 9$ espiras, donde:

$d = 0.8\text{cm}$, $\ell = 0,35\text{cm}$, $K = 0,47$.

El valor de K se lo encuentra por interpolación de la Fig 2.2 para $d/\ell = 2,28$.

Con el núcleo dentro del solenoide para $N=9$, $\mu=4$, se calcula el valor de la inductancia, obteniéndose $L=2,8$ uH.

Para calcular el número de espiras del secundario se debe considerar la impedancia de salida del oscilador ($1/h_{oe}=20\text{k}\Omega$) para acoplarla a la impedancia de entrada del amplificador de

radio-frecuencia ($h_{ie}=1k\Omega$), para una máxima transferencia de potencia. Los valores de impedancia considerados corresponden a los datos establecidos de acuerdo a los parámetros de los transistores del oscilador y del amplificador de potencia.

De la ecuación 2.8, la misma que relaciona el número de espiras con la impedancia, se calcula el número de espiras del devanado secundario.

$$\frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (2.8)$$

donde:

N_1 = número de espiras del primario

N_2 = número de espiras del secundario

Z_1 = impedancia de salida del oscilador

Z_2 = impedancia de entrada del amplificador

Con $N_1=9$, $Z_1=20k\Omega$, $Z_2=1k\Omega$, en la ecuación 2.8 se calcula N_2 , obteniéndose $N_2=2$ espiras.

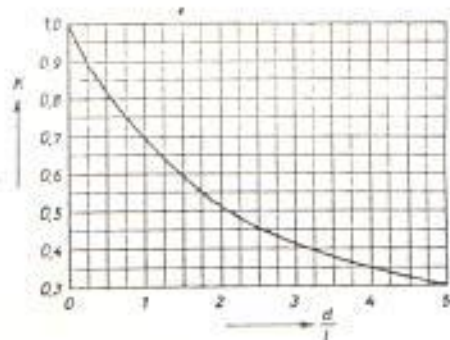


Fig.2.2 K en función de la relación d/l

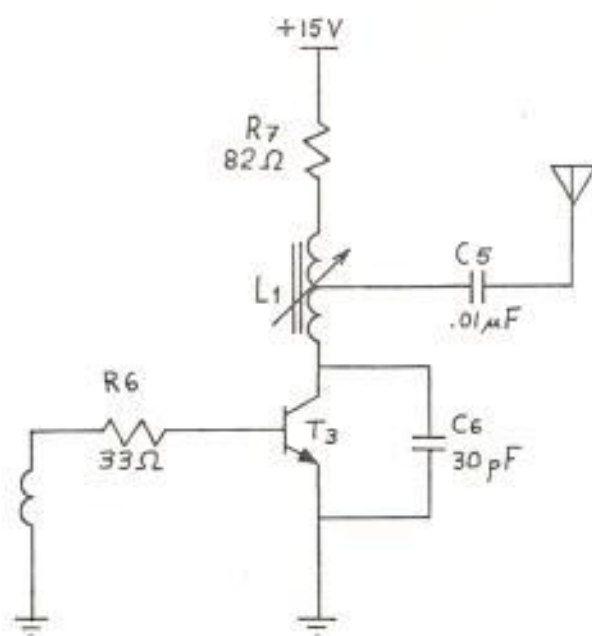


Fig.2.3 Amplificador de potencia

2.2. Amplificador de potencia

La potencia que debe entregar este amplificador depende de la distancia a que se encuentra el sistema que se va a controlar. Para los objetivos de este trabajo es suficiente que la transmisión se pueda realizar a una distancia de 10m aproximadamente, puesto que solo se realizarán pruebas dentro del Laboratorio, por tal razón 20 mW es suficiente para garantizar una correcta transmisión a esa distancia.

En la Fig 2.3, se aprecia el diagrama del amplificador de potencia con todos sus elementos.

En el devanado secundario del transformador de radiofrecuencia se tiene un volteje de pico máximo de 1 V, valor que sobrepasa el voltaje de la unión base-emisor del transistor del amplificador de potencia, para protegerlo de una corriente de base excesiva se usa el resistor de 33Ω .

$$I_b = \frac{1V - V_{be}}{33} = \frac{0,3}{33}$$

$$I_b = 6 \text{ mA máximo}$$

La resistencia de 82Ω limita la corriente de la señal de salida a 180 mA de pico a pico.

2.2.1. Diseño del transformador acoplador de impedancia del transmisor

Este transformador debe tener su devanado primario en resonancia con el capacitor de 30 pF, a la misma frecuencia de 27,125 MHz. Usando la ecuación 2.5 se encuentra que el valor de inductancia de este devanado debe ser de:

$$L = 1,148 \text{ uH}$$

Para realizar el cálculo del número de espiras del devanado primario se usa la ecuación 2.7, donde:

$$\mu=1, d=0,8\text{cm}, \ell=0,25\text{cm}, K=0,4, L=0,4\text{uH}$$

cuando el núcleo de ferrita está totalmente fuera del solenoide. Con estos datos se obtiene $N = 6$ espiras.

Para cuando el núcleo de ferrita está totalmente dentro del solenoide $\mu = 4$ que corresponde a la permitividad relativa del núcleo, y considerando el valor de $N = 6$ obtenido anteriormente se encuentra $L=1,6 \text{ uH}$.

CAPITULO III

DISEÑO DE LAS UNIDADES RECEPTORA Y DEMODULADORA

La unidad receptora está constituida por un filtro pasa-banda y un amplificador de radio-frecuencia de dos etapas.

La unidad demoduladora debe proporcionar en su salida una onda cuadrada de características similares en tiempo, a la onda que se obtiene en la salida del microcomputador SDK-85, la misma que corresponde a la señal de información del ángulo de posición deseado.

3.1.Filtro pasa-banda

Este filtro está constituido por un circuito LC cuya frecuencia natural de oscilación es de 27,125 MHz (Fig 3.1).

El capacitor variable permite establecer la frecuencia de oscilación para una correcta sintonía con la señal que llega al receptor. El inductor constituye el devanado primario del transformador construido sobre un mismo núcleo de ferrita.

Con un capacitor variable de 20 a 60 pF, se calcula

el valor del inductor usando la ecuación 2.5 y para el capacitor fijado en 40 pF, obteniéndose:

$$L = 0,86 \text{ uH}$$

Para calcular el número de espiras del inductor, se procede de igual manera que en 2.1.2, considerando que el arrollamiento se realiza completamente sobre el núcleo de ferrita.

Con: $d=0,6\text{cm}$, $L=0,86\text{uH}$, $l=0,8\text{cm}$, $\mu=4$, $K=0,75$ usando la ecuación 2.7 se obtiene $N_1=8$

El cálculo del número de espiras del devanado secundario se realizó en forma empírica tratando de obtener el más alto nivel de señal para el amplificador de radio-frecuencia. Este procedimiento de cálculo es necesario por la dificultad de medir la impedancia de entrada de la antena a la frecuencia de trabajo.

3.2. Amplificador de radio-frecuencia

Debido a que la señal que se recibe a través de la antena es muy débil, se requieren dos etapas de amplificación, las cuales deben estar sintonizadas a la frecuencia de la portadora (27,125 MHz) proveniente del transmisor.

La primera etapa se acopla magnéticamente al filtro

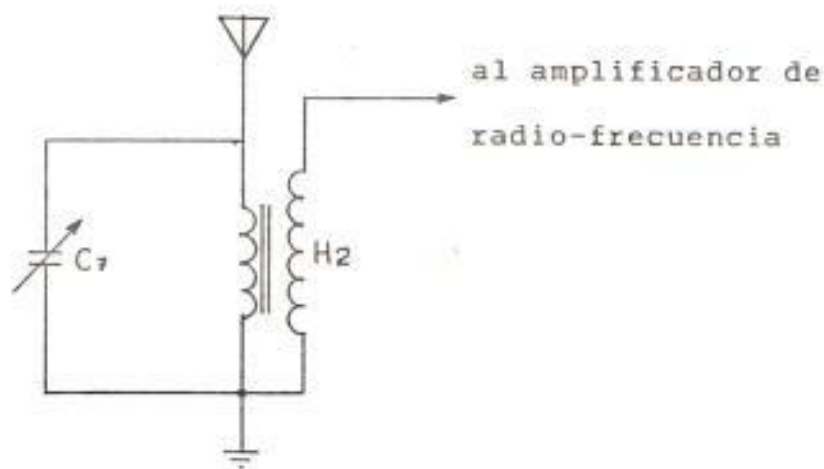


Fig.3.1 Filtro pasa-banda

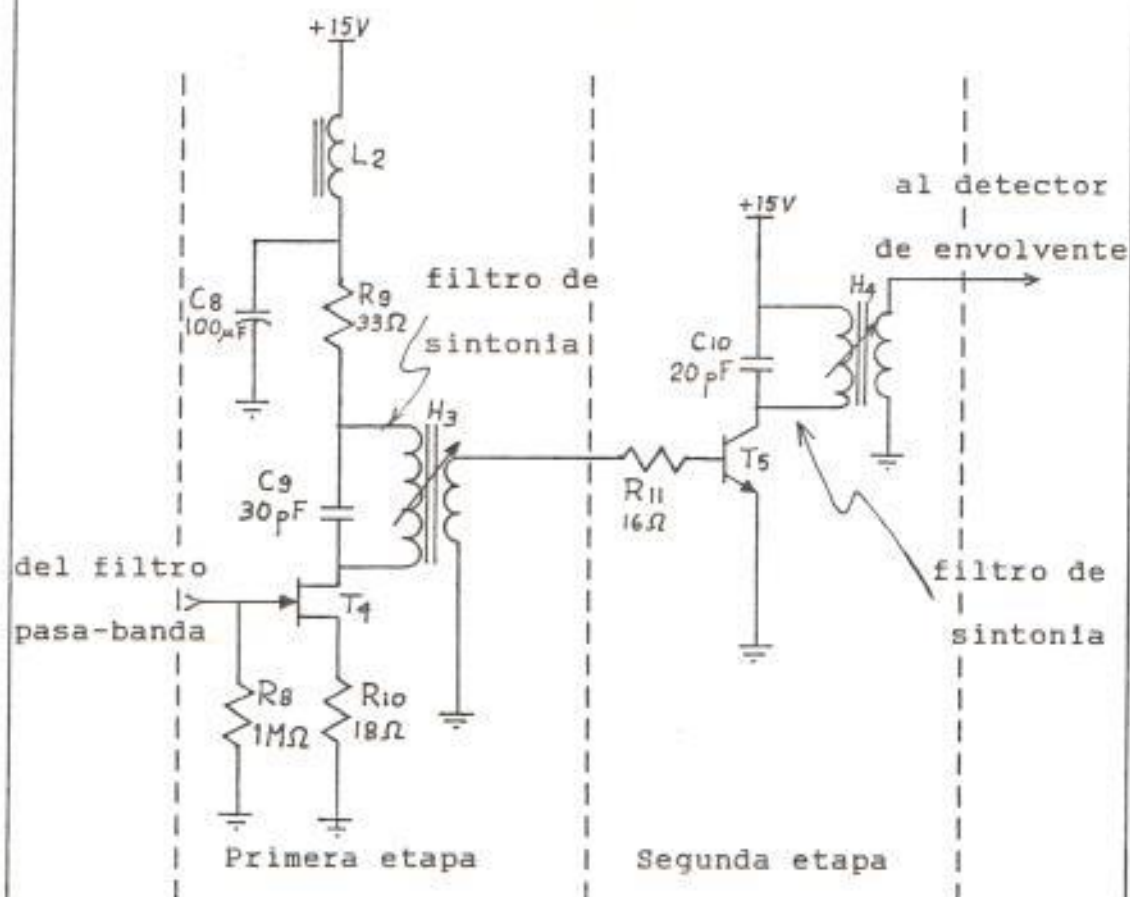


Fig.3.2 Circuito amplificador de radio-frecuencia

pasa-banda, por medio del devanado secundario del inductor, el mismo que presenta una impedancia de salida elevada, la cual se acopla a la impedancia de entrada del FET que constituye la primera etapa de amplificación.

Esta primera etapa es un amplificador centrado en un FET con autopolarización, donde el voltaje de compuerta a surtidor (V_{gs}) es de:

$$V_{gs} = 0 - I_d R_s \quad (3.1)$$

$$V_{gs} = -(4\text{mA})(18\Omega)$$

$$V_{gs} = 72 \text{ mV}$$

El voltaje de drenador a surtidor (V_{ds}) es de:

$$V_{ds} = 15 - I_d R_d - I_d R_s \quad (3.1)$$

$$V_{ds} = 15 - 4\text{mA}(18 + 33)$$

$$V_{ds} = 14,8 \text{ mV}$$

La segunda etapa también se acopla magnéticamente a la primera por medio del transformador acoplador de impedancia del filtro de sintonía de la primera etapa de amplificación. Esta segunda etapa también entrega la señal de salida al detector de envolvente por medio del transformador de su filtro de sintonía.

3.2.1. Diseño del transformador de radio-frecuencia de la primera etapa en el receptor

El devanado primario de este transformador con su correspondiente capacitor deben tener una frecuencia de resonancia de 27,125 MHz. Se elige un capacitor de 30 pF y se calcula el valor de la inductancia usando la ecuación 2.5, obteniéndose:

$$L=1,148 \text{ uH}$$

Para realizar el cálculo del número de espiras del devanado primario se usa la ecuación 2.7, donde:

$$\mu=1, d=0,8\text{cm}, l=0,35\text{cm}, K=0,47, L=0,7\text{uH}$$

cuando el núcleo de ferrita está totalmente fuera del solenode. Con estos datos se obtiene $N_p=9$ espiras.

Para cuando el núcleo de ferrita está totalmente dentro del solenoide $\mu=4$, que corresponde a la permitividad relativa del núcleo, y considerando el valor de $N_p=9$ obtenido previamente se encuentra que $L=2,8 \text{ uH}$.

El número de espiras del secundario se calculan considerando que la impedancia de salida de la primera etapa ($1/g_s=20\text{k}\Omega$) debe acoplarse a la

impedancia de entrada de la segunda etapa ($h_{ie}=1k\Omega$) para una máxima transferencia de potencia. Los valores de impedancia considerados corresponden a datos establecidos de acuerdo a los parámetros de los transistores. Con los valores $N_1=9$, $Z_1=20k$, $Z_2=1k$, en la ecuación 2.8 se obtiene $N_2=2$ espiras.

3.2.2. Diseño del transformador de radio-frecuencia de la segunda etapa en el receptor

Para la segunda etapa, la cual está sintonizada a la misma frecuencia, se elige un capacitor de 20 pF, y se calcula el valor de la inductancia con la ecuación 2.5, obteniéndose:

$$L=1,72 \mu H$$

Para realizar el cálculo del número de espiras del devanado primario se usa la ecuación 2.7, donde:

$$\mu=1, d=0,8cm, l=0,2cm, K=0,35, L=0,9\mu H$$

cuando el núcleo de ferrita está totalmente fuera del solenoide. Con estos datos se obtiene $N_1=9$ espiras.

Para cuando el núcleo de ferrita está totalmente dentro del solenoide $\mu=4$, que corresponde a

la permitividad relativa del núcleo y considerando el valor de $N_1=9$ obtenido previamente se encuentra que $L=3,6 \mu\text{H}$.

Para calcular el número de espiras del secundario se debe considerar la impedancia de salida de la segunda etapa ($1/\text{hoe}=20\text{k}\Omega$) para acoplarla a la impedancia de carga ($2\text{k}\Omega$). Usando la ecuación 2.8 con $Z_1=20\text{k}$, $Z_2=2\text{k}$, $N_1=9$, se obtiene:

$$N_2=2,8 \text{ espiras}$$

3.3.Detector de envolvente

En el presente trabajo se prefirió utilizar, por su menor complejidad, el circuito detector de envolvente mostrado en la Fig 3.3, que constituye el esquema básico de demodulación en AM. Está constituido por un diodo y un filtro pasa-bajo. Este esquema básico es utilizado cuando se tiene una sola frecuencia de portadora. Debido a que en el transmisor se utilizó modulación en duración de pulso (PWM), las variaciones de amplitud de la señal obtenida a la salida de este demodulador no introducen error en la señal de información que se desea recuperar.

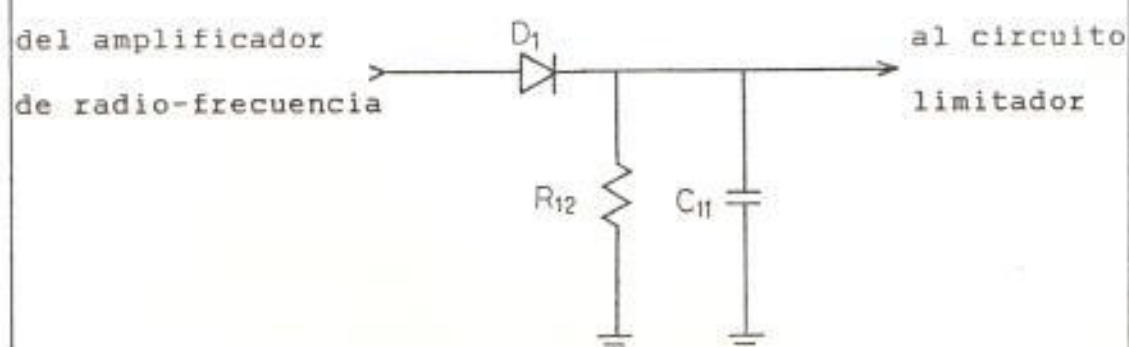


Fig.3.3 Circuito detector de envolvente

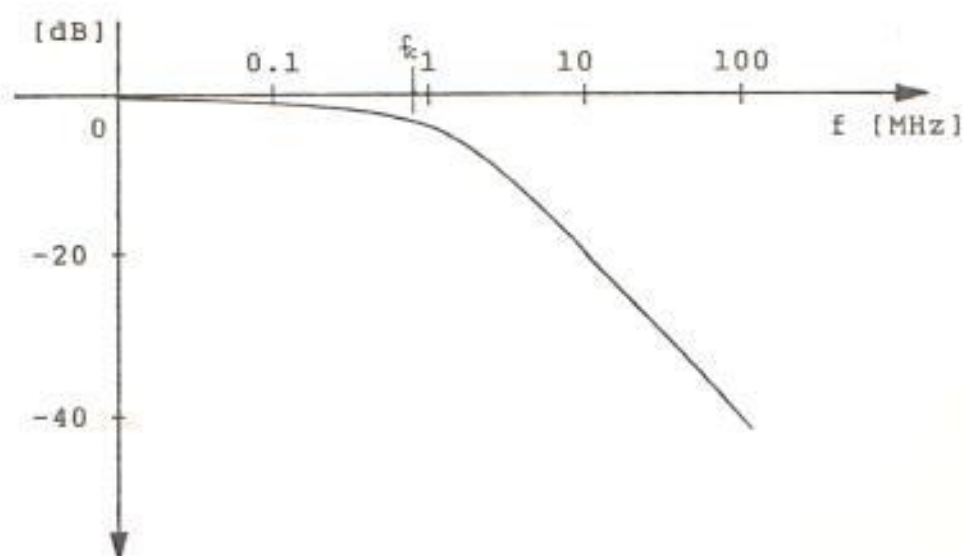


Fig.3.4 Respuesta de frecuencia del filtro pasa-bajo

3.3.1. Frecuencia de corte del filtro pasa-bajo

Este filtro debe permitir el paso de la onda cuadrada que tiene una frecuencia de 70 Hz, y debe rechazar la portadora de 27,125 MHz. Para cumplir con este objetivo se fija la frecuencia de corte del filtro en 0,8 MHz y se calculan los valores de R y C (Fig 3.3)

La frecuencia de corte de un filtro pasa-bajo se encuentra con la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.1)$$

resolviendo para C

$$C = \frac{1}{2\pi fR} \quad (3.2)$$

se elije un resistor de $2k\Omega$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 0,8 \times 10^6 \times 2 \times 10^3}$$

$$C = 99 \text{ pF}$$

CAPITULO IV

DISEÑO DE LA UNIDAD DE CONTROL

Esta unidad está constituida por un limitador, un filtro pasa-bajo, un amplificador de corriente y un sumador. La unidad de control recibe la onda cuadrada del demodulador, la misma que representa la señal de información del ángulo de posición deseado, moldea la onda cuadrada a los niveles de voltaje $\pm 10V$, luego elimina las componentes alternas para obtener una señal de voltaje de C.C., que es la que finalmente sirve para compararse con la señal de realimentación y producir la señal de error que mantiene al servo mecanismo corrigiendo el ángulo de posición hasta obtener el valor de ángulo deseado, momento en el cual el error se hace cero.

La Fig.4.1 ilustra los elementos que componen la unidad de control.

4.1.Limitador de la señal cuadrada

La señal cuadrada que sale del demodulador tiene una amplitud dependiente de las condiciones de emisión-propagación-recepción, y además lleva el ruido que se agrega en el medio ambiente; por tal razón, se hace necesario fijar la amplitud y moldear la señal para

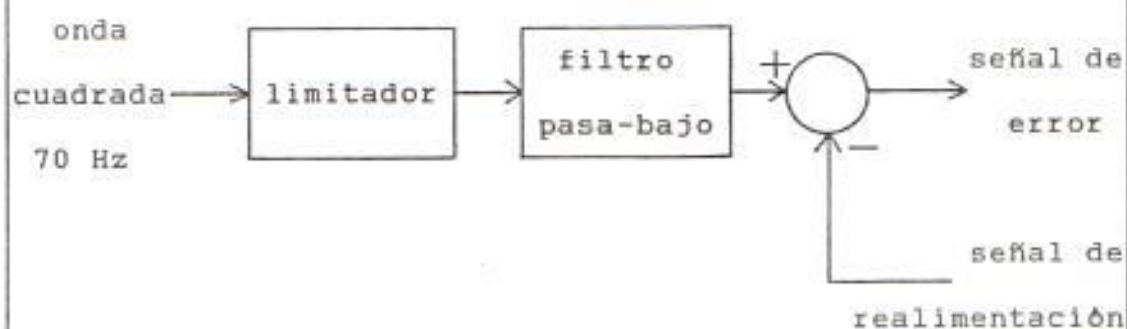


Fig.4.1 Diagrama de bloques de la unidad de control

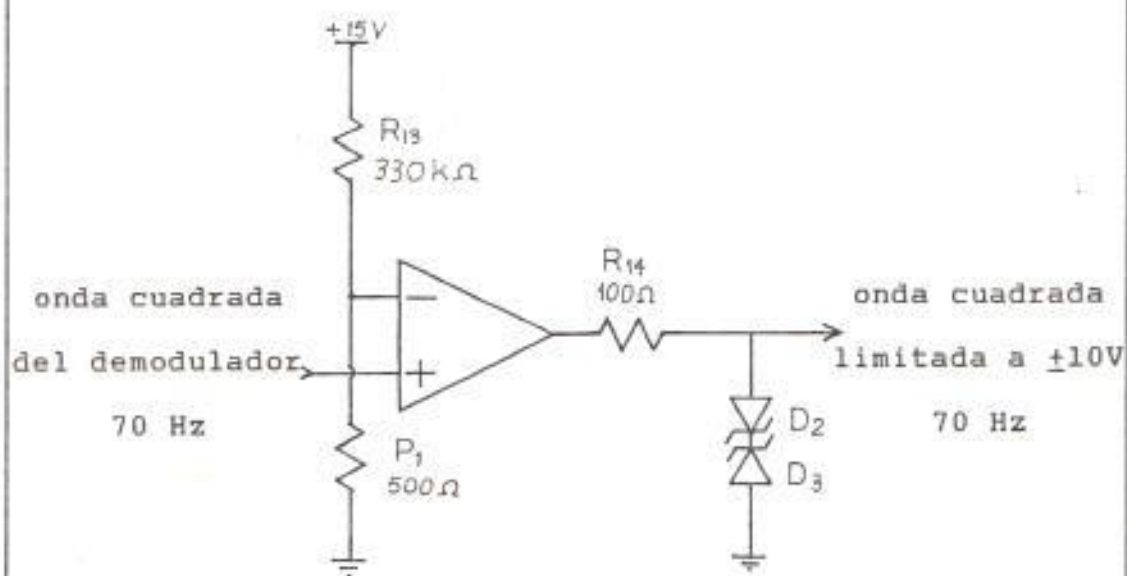


Fig.4.2 Diagrama del circuito limitador

tener una onda cuadrada con niveles de voltaje bien definidos.

Para cumplir con este objetivo se fijaron los niveles en $\pm 10V$.

La Fig.4.2 ilustra el diagrama del circuito limitador.

4.2.Filtro pasa-bajo

De la onda cuadrada que sale del circuito limitador se debe extraer el nivel de C.C., para compararlo con el de realimentación y obtener la señal de error.

El nivel de C.C. que se obtiene de la onda cuadrada debe tener un valor de rizado tan pequeño como sea posible, para lo cual se usa un filtro pasa-bajo de segundo orden. Con este filtro se obtiene una mayor atenuación de las componentes alternas de la onda cuadrada.

La Fig.4.3 ilustra el diagrama eléctrico del filtro pasa-bajo. Los valores de resistencia y capacitancia se seleccionan de acuerdo al nivel de filtrado y la frecuencia de corte que se desea.

4.2.1. Elección de la frecuencia de corte

La frecuencia de corte del filtro de segundo orden se fija a 16 Hz para rechazar gran parte de las componentes alternas de la onda cuadrada de 70 Hz proveniente del limitador y permitir el paso del nivel de C.C.

Existe un compromiso entre el filtrado de la señal del limitador y la respuesta transitoria del sistema. Debido a que la frecuencia natural de todo el sistema es menor a 2 Hz; la frecuencia de corte del filtro pasa-bajo no puede ser inferior a 16 Hz para que no se vea afectada la respuesta transitoria del sistema.

El retardo de tiempo que se adiciona con este tipo de filtro, no desmejora la respuesta transitoria del sistema, debido a que, el retardo propio del motor es mucho mayor si se considera que en este último la inercia es un factor muy influyente. Al tratar de disminuir la frecuencia de corte para obtener un mejor filtrado de la señal, los retardos de tiempo del motor y el filtro serían comparables y al sumarse ambos, el sistema respondería más lentamente.

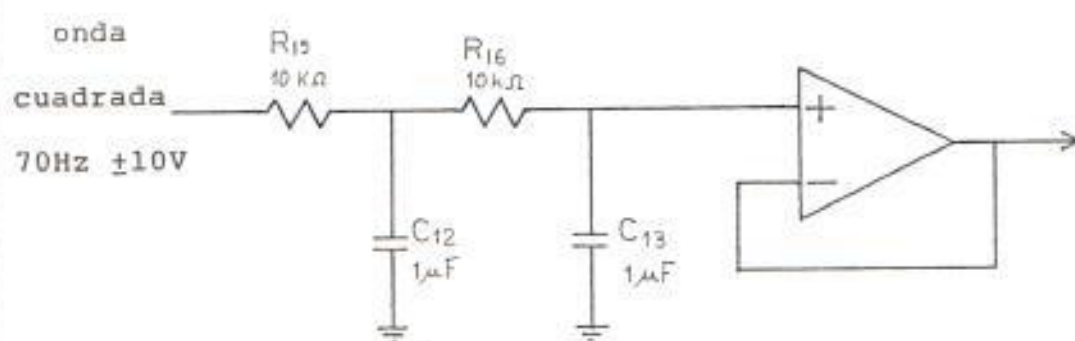


Fig.4.3 Filtro pasa-bajo y amplificador de corriente

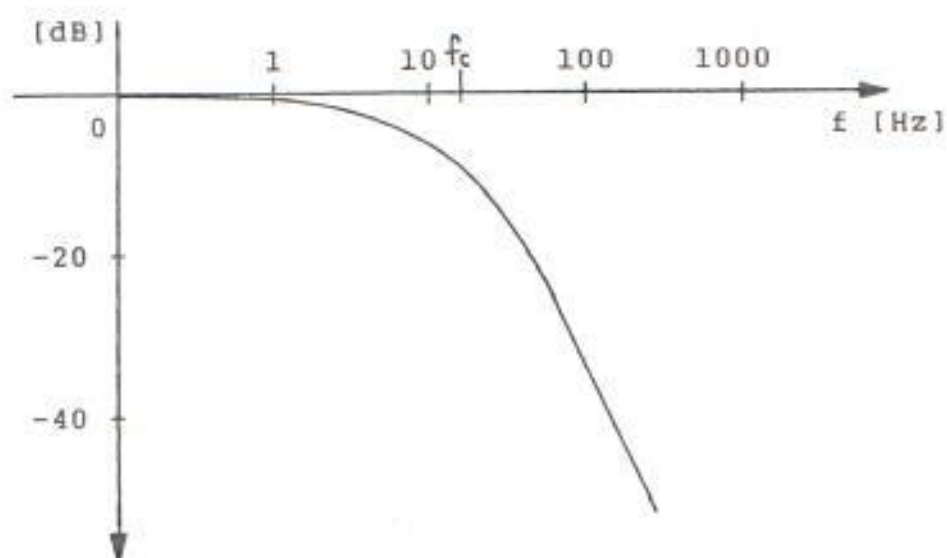


Fig.4.4 Respuesta de frecuencia del filtro pasa-bajo para la onda cuadrada.

La Fig.4.4 ilustra el gráfico de la respuesta de frecuencia del filtro.

La frecuencia de corte del filtro pasa-bajo de segundo orden, cuando $R_{15}=R_{16}$ y $C_{12}=C_{13}$, se encuentra con la ecuación 3.1 resolviendo para C se obtiene la ecuación 3.2, se elige un resistor de $10\text{ k}\Omega$ y se calcula el valor de C.

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 16 \times 10^4}$$

$$C = 9,95 \times 10^{-1} \text{ uF}$$

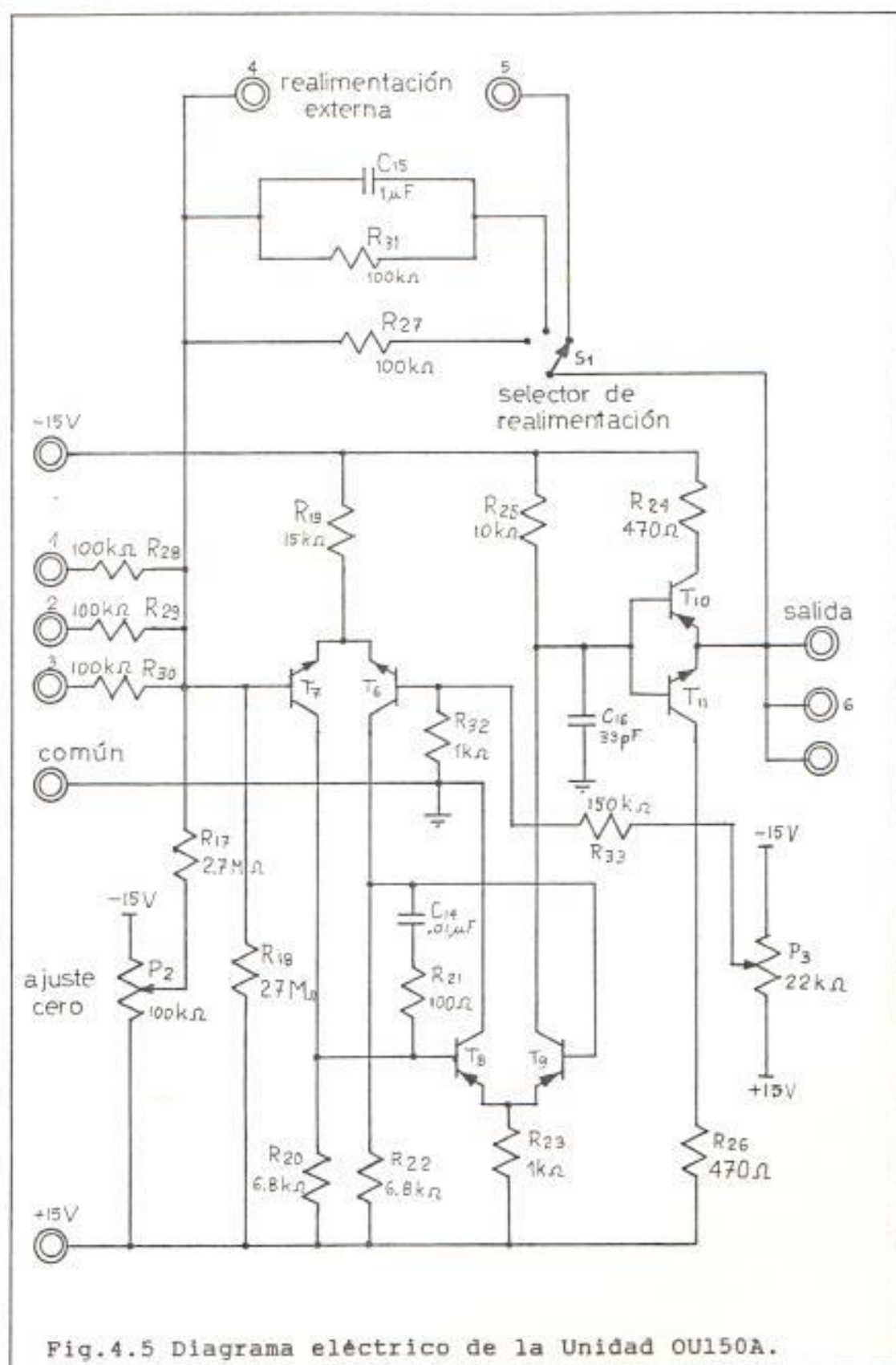
4.3. Sumador

Como sumador se usa la unidad operacional OU150A de "FEEDBACK LTD". Esta unidad tiene tres opciones de realimentación que son: resistiva, una constante de tiempo de 0,1 seg. o una impedancia externa.

Por tratarse de un servo mecanismo de posición que tiene una función de transferencia tipo 1 se usa la realimentación resistiva, con la cual, el sumador funciona como un control proporcional.

La Fig.4.5 ilustra el diagrama eléctrico de la unidad operacional OU150A.

Esta unidad contiene un simple amplificador operacional y resistencias de realimentación asociadas. Los transistores T6 y T7 que constituyen la etapa de entrada del amplificador, están conectados como un par diferencial con el potenciómetro P2 como ajustador de cero. La salida del amplificador es manejada por los transistores T8 y T9, también conectados como un par diferencial. La señal del colector de T9 es tomada para manejar las bases de los transistores T10 y T11, los mismos que son conectados como seguidores de emisor complementarios.



CAPITULO V

SERVO - AMPLIFICADOR Y MOTOR

La señal de error proveniente del sumador, es introducida a una etapa de amplificación en potencia (servo-amplificador) con el objeto de comandar el giro del motor en un sentido o en otro, hasta obtener el ángulo de posición deseado.

El motor utilizado en el presente trabajo, tiene un eje de alta velocidad y otro de baja velocidad. En el eje de alta se mide la velocidad real y en el eje de baja una relación de engranajes de 30:1 reduce la velocidad 30 veces.

En el eje de alta velocidad, se acopla mecánicamente un tacómetro analógico, del cual se toma el voltaje de salida que representa la velocidad en todo instante y es usada como realimentación en el sistema.

Un transductor de posición se acopla mecánicamente en el eje de baja velocidad para producir la señal de realimentación de posición.

La figura 5.1 ilustra en diagrama de bloques la conexión del servo amplificador, motor y transductores de veloci-

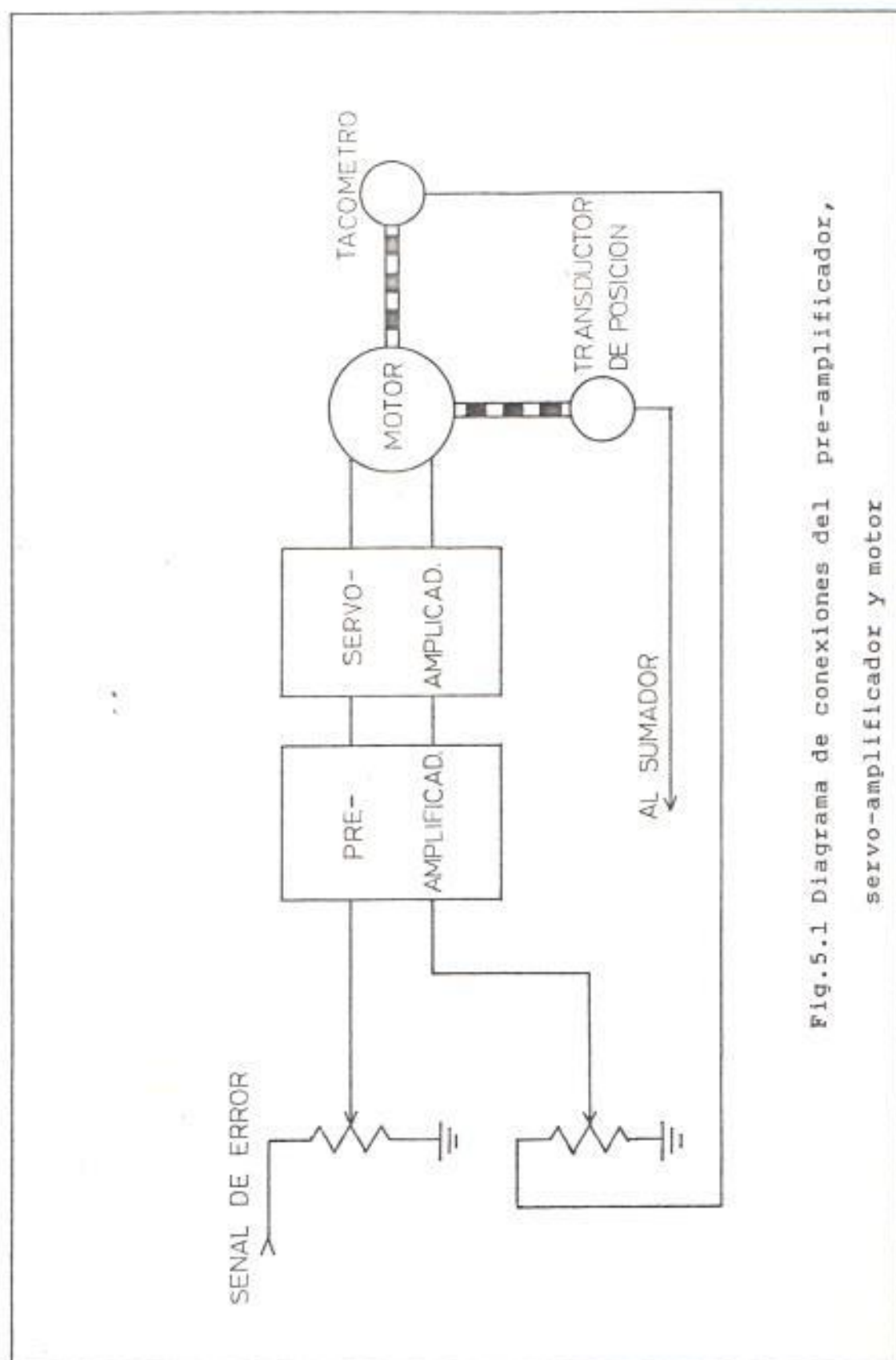


Fig.5.1 Diagrama de conexiones del pre-amplificador, servo-amplificador y motor

dad y posición.

5.1. Servo-amplificador

El servo-amplificador se encarga de recibir la señal de error y la de realimentación de velocidad, a través del preamplificador, para amplificar en potencia y comandar el funcionamiento del motor en un sentido o en otro.

Las señales del preamplificador son recibidas por los terminales 1 y 2 y a través de los transistores T16 y T17 el motor girará en un sentido si el voltaje en el terminal 2 es más positivo que en el terminal 1, o en el otro sentido si el voltaje en el terminal 1 es más positivo que en el terminal 2.

El motor utilizado en este trabajo puede operar bajo control por campo o por armadura, para lo cual, los pares de terminales (3,4), (6,7), (5,8) se conectan entre sí para control por campo, o los pares de terminales (4,5), (3,6), (7,8) son conectados entre sí para control por armadura.

5.1.1. Determinación de las constantes del Preamplificador y Servo-amplificador

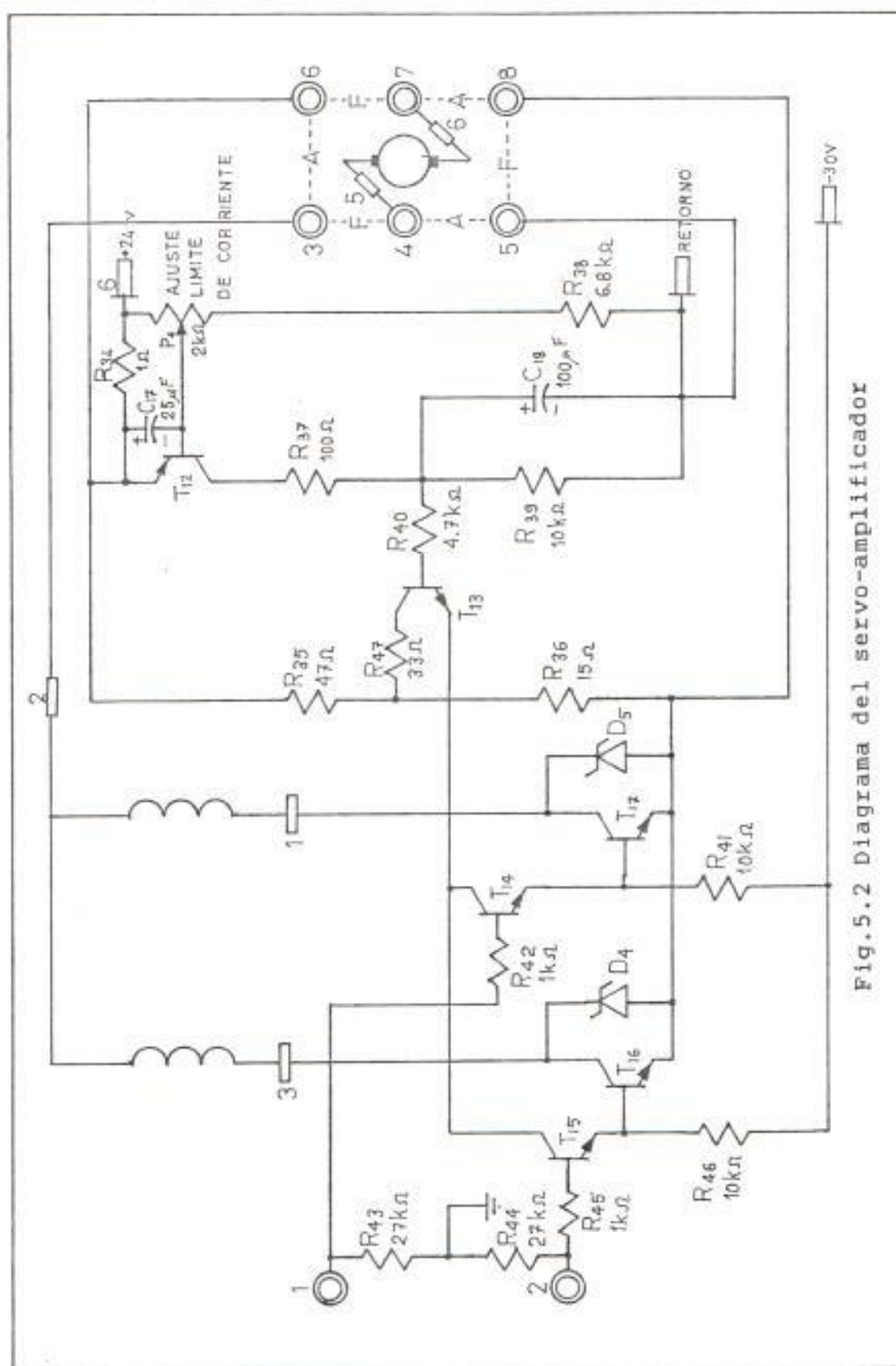


Fig. 5.2 Diagrama del servo-amplificador

Para el análisis matemático de este Sistema de control de posición, se requiere elaborar un modelo matemático de cada uno de los componentes del sistema. Con esta finalidad se sigue un procedimiento para obtener la característica del bloque de amplificación.

La característica de este bloque es del tipo lineal cuya ganancia es obtenida al aplicar un voltaje a la entrada del preamplificador y se mide el voltaje de salida para cada valor de entrada. Con los datos tabulados se grafica la característica voltaje de salida V_o vs voltaje de entrada V_i y la pendiente de la recta resultante representa la ganancia del preamplificador.

La figura 5.3 ilustra la curva característica del preamplificador, de la cual se obtuvo el valor de ganancia $K_{pre}=19,6$

5.2.Características del Motor

El motor (figura 5.4) tiene fijado en su eje un engranaje de reducción de 30:1, para tener un eje de baja velocidad. En el eje de alta velocidad está también acoplado mecánicamente el transductor de

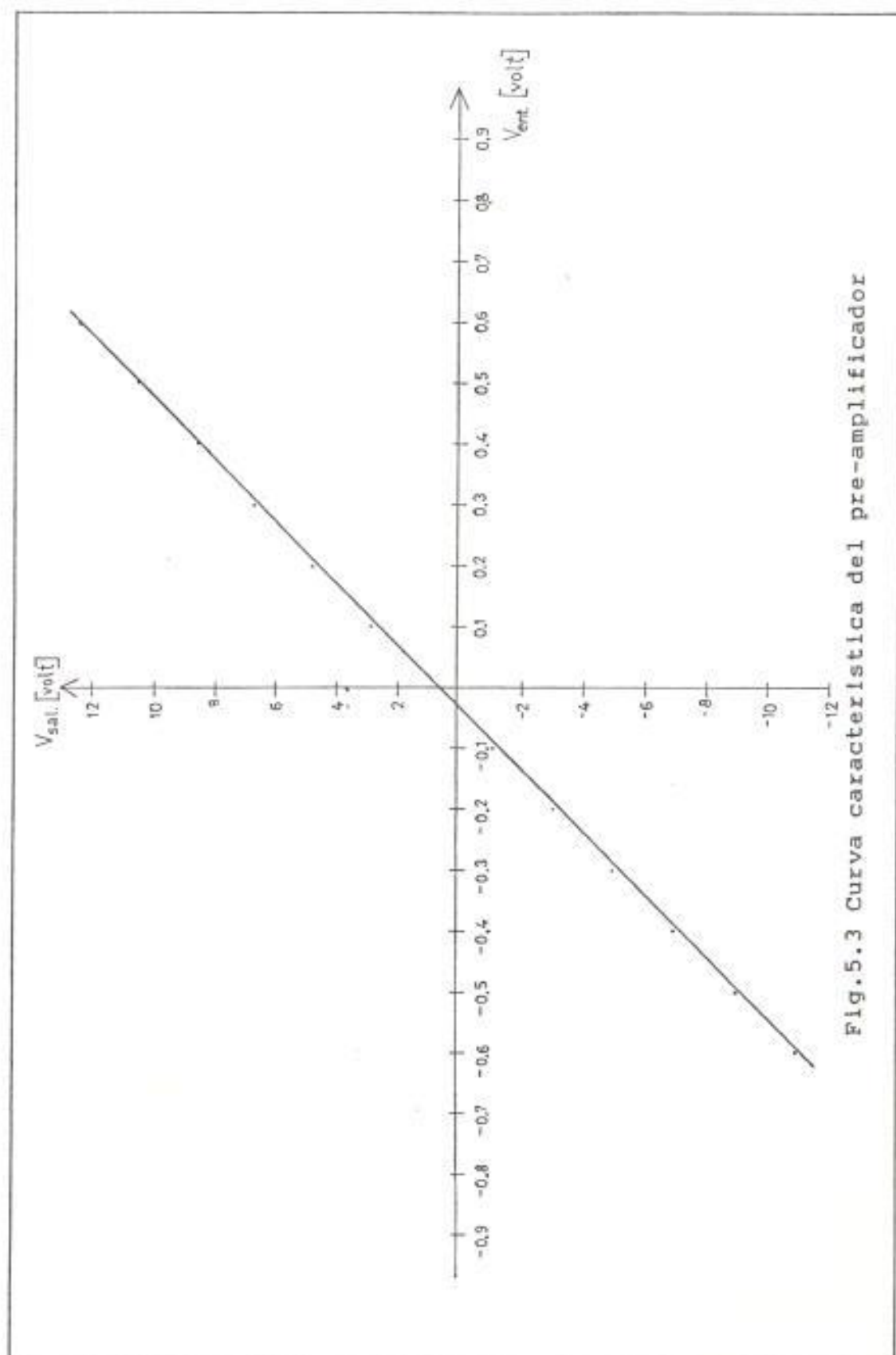


Fig.5.3 Curva característica del pre-amplificador

velocidad (tacómetro).

Este motor debe comenzar a rotar cuando la corriente suministrada sea de alrededor de 0,9 amperios (medida en el amperímetro incorporado) cuando está conectado para control por armadura.

El torque desarrollado es de 600 gr-cm a 2 amp. La inercia es de aproximadamente 3×10^{-4} Kg-m. Estos datos son suministrados por el fabricante.

5.2.1. Determinación de las constantes K_m y Z_m del motor

Para obtener la función de transferencia del motor, debe determinarse la constante de velocidad K_m y la constante de tiempo Z_m . La función de transferencia para el motor es de primer orden como se describe a continuación:

$$\frac{\dot{\theta}}{V_s} = \frac{K_{pre} K_m}{1 + j\omega Z_m} \quad (5.1)$$

K_{pre} = constante de ganancia del preamplificador

V_s = señal de entrada

$\dot{\theta}$ = velocidad del motor en el eje de alta

K_m = constante de velocidad del motor

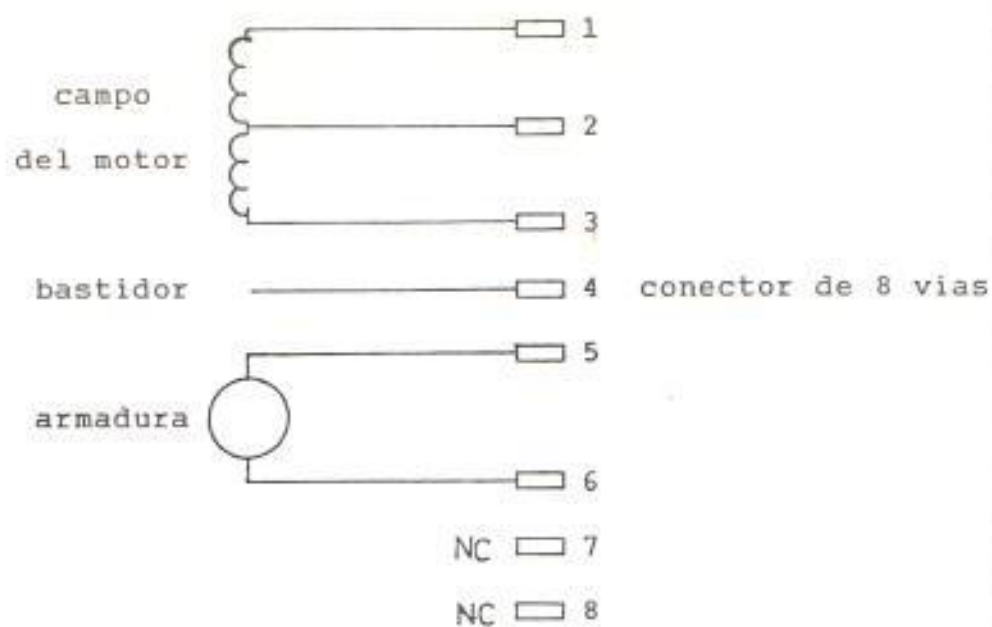


Fig.5.4 Diagrama del motor

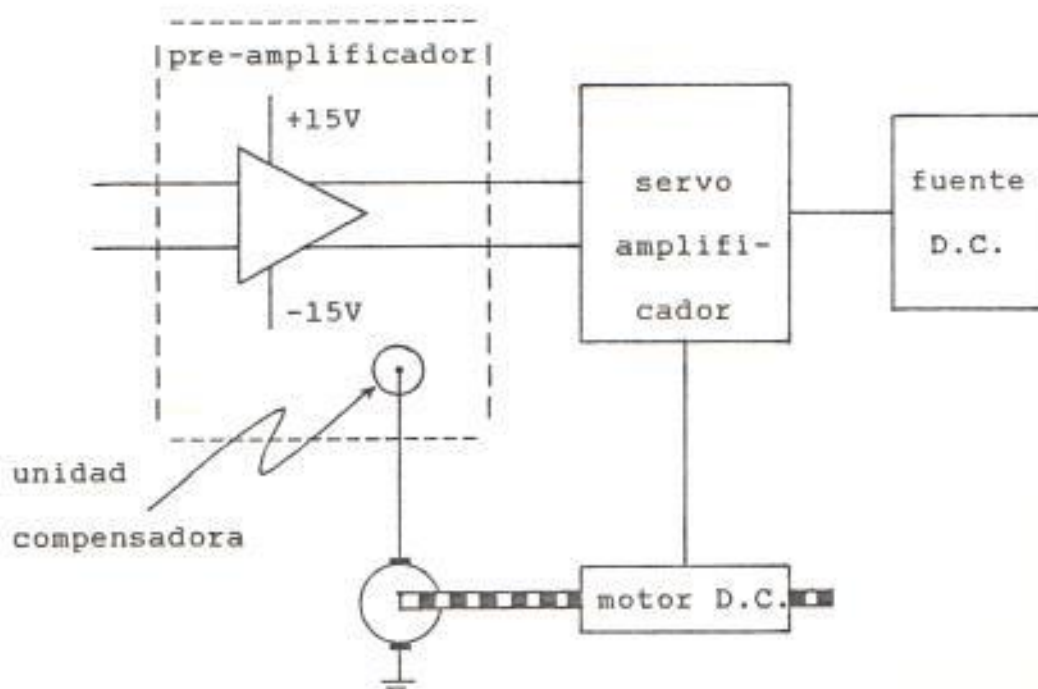


Fig.5.5 Conexiones del motor

τ_m = constante de tiempo del motor

Para una señal de tipo escalón cuya magnitud es V_s , la ecuación 5.1 en el dominio del tiempo nos da la expresión:

$$\dot{\theta} = K_m K_{pre} V_s (1 - e^{-t/\tau_m}) \quad (5.2)$$

La figura 5.5 ilustra las conexiones del preamplificador, servo amplificador, motor y tacómetro para la obtención de las constantes K_m y τ_m del motor.

Experimentalmente se mide el tiempo que tarda el motor en alcanzar el 63% de su velocidad en estado estable como respuesta a una señal tipo escalón.

Cuando el motor llega a su velocidad estable, en el tacómetro se mide 8,0 voltios de salida y se calcula el voltaje para el 63% de la velocidad (voltaje de salida del tacómetro) y con la constante del tacómetro se transforma este voltaje en velocidad de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\dot{\theta} = \frac{V_o}{K_t} \quad (5.3)$$

V_o = voltaje de salida del tacómetro

K_t = constante del tacómetro

Con $V_o = 5,04$ (63% de 8,0 voltios)

y $K_t = 0,031$

$$\dot{\theta} = \frac{5,04}{0,031} = 162,6 \text{ (rad/seg)}$$

K_m se obtiene despejando de la ecuación 5.2 como sigue:

$$K_m = \frac{\dot{\theta}}{K_{pre} V_s (1 - e^{-t/\tau_m})}$$

Para $t = \tau_m$, $\dot{\theta} = 162,6$ rad/seg, $K_{pre} = 19,6$

$V_s = 1,2$ voltios

Se obtiene:

$$K_m = 10,94 \text{ rad/volt.seg}$$

5.3 Características del tacómetro

El tacómetro está acoplado mecánicamente al eje de alta velocidad del motor. Este dispositivo permite sensar la velocidad en cada instante a través del voltaje generado por él. La constitución interna del

tacómetro está ilustrada en la figura 5.6, como puede observarse tiene un imán permanente y un devanado por medio del cual se obtiene el voltaje de salida que representa la velocidad del motor. Para eliminar el rizado de la señal generada, posee un filtro RC, de tal manera que a 1800 RPM el rizado es de alrededor de + 0,25 voltios pico.

5.3.1. Determinación de la constante del tacómetro

Para determinar la constante del tacómetro se hace girar el motor a una velocidad conocida y se mide el voltaje generado. Puesto que la relación de engranajes del motor es de 30:1 para el eje de baja velocidad, lo hacemos rotar a 60 RPM en el eje de baja velocidad, lo cual representa 1800 RPM en el eje de alta velocidad, en este instante se mide el voltaje del tacómetro, el cual es de 5,88 voltios y con la ecuación 5.3 se obtiene el valor de K_t .

$$K_t = \frac{V_{tac}}{\dot{\theta}}$$

$$K_t = \frac{5,88}{1800} \times \frac{60}{2\pi}$$

$$K_t = 0,031 \left[\frac{\text{voltios}}{\text{rad/seg}} \right]$$

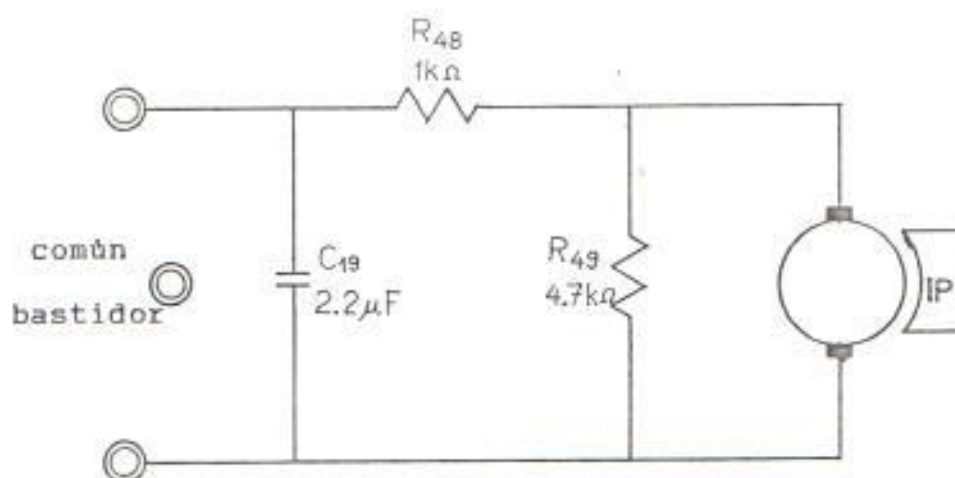


Fig.5.6 Diagrama del tacómetro y filtro RC

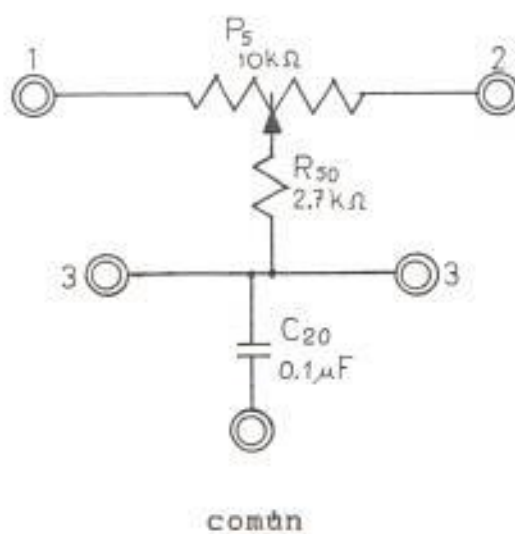


Fig.5.7 Diagrama del potenciómetro de salida

5.4. Transductor de posición de salida

El transductor de posición de salida que se usa es el OP150K, el cual es un potenciómetro lineal de alambre, de 10 k $\pm 1\%$, y puede disipar una potencia de 5 vatios. Este potenciómetro se acopla mecánicamente al eje de baja velocidad del motor para dar el voltaje de realimentación correspondiente a la posición de salida del sistema.

La figura 5.7 ilustra el diagrama del circuito del potenciómetro de salida.

5.4.1. Determinación de la constante del transductor de posición de salida.

El potenciómetro de salida tiene un ángulo de acción de 360° y el voltaje total a través de él es 20V si se alimenta con $\pm 15V$, con lo cual se tiene 0.055 voltios/grado, lo que es igual a 3.2 voltios/radian.

CAPITULO VI

PRUEBAS Y RESULTADOS

Para observar los resultados del funcionamiento de la transmisión-recepción se conectan todos los componentes que constituyen esta parte del sistema. En la sección de transmisión está: el microcomputador SDK-85, el modulador por desplazamiento de amplitud (ASK) y el circuito transmisor; estos dos últimos han sido construidos en una misma tarjeta de circuito impreso, como se observa en las Figs: 6.1 y 6.2. Este circuito impreso se ha montado dentro de una caja metálica (Fig 6.5), en la cual se ha fijado también la antena de transmisión y los terminales de entrada para la conexión del microcomputador.

En la sección de recepción, también se han construido en una misma tarjeta de circuito impreso el receptor y el demodulador, como se observa en las Figs: 6.3 y 6.4. Esta tarjeta se ha montado dentro de una caja metálica (Fig 6.6) en la cual se han fijado la antena de recepción y los terminales para la alimentación de ± 15 voltios, los terminales para alimentar el potenciómetro de salida (± 10 voltios) y los terminales de salida, que llevan la señal de información del ángulo deseado, que es conectada a la entrada del sumador.



Fig.6.1 Vista frontal del Modulador ASK y Transmisor

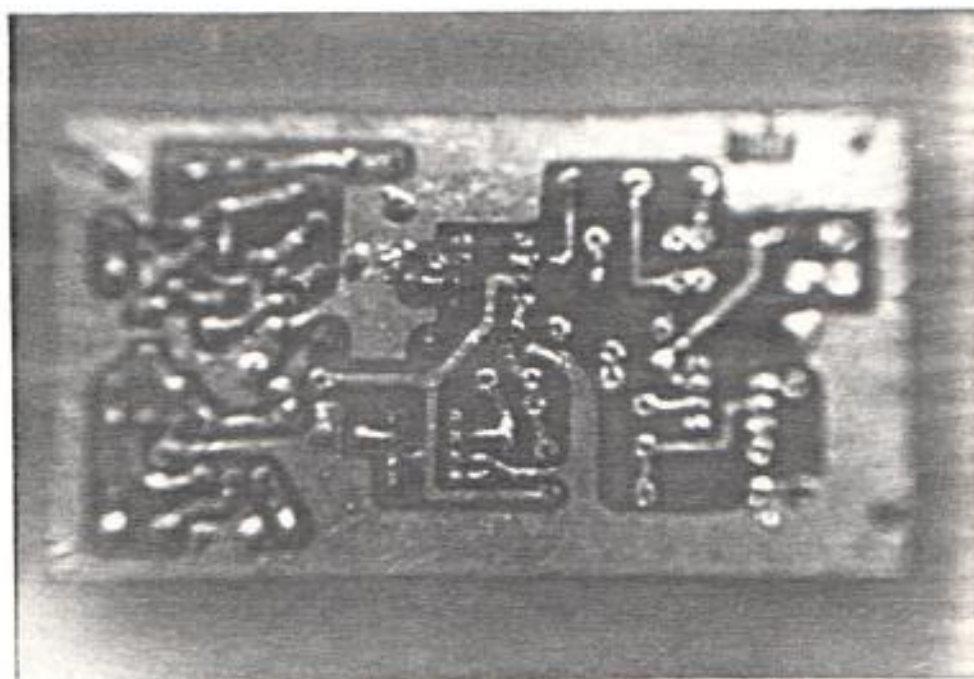


Fig.6.2 Vista posterior del Modulador ASK y Transmisor

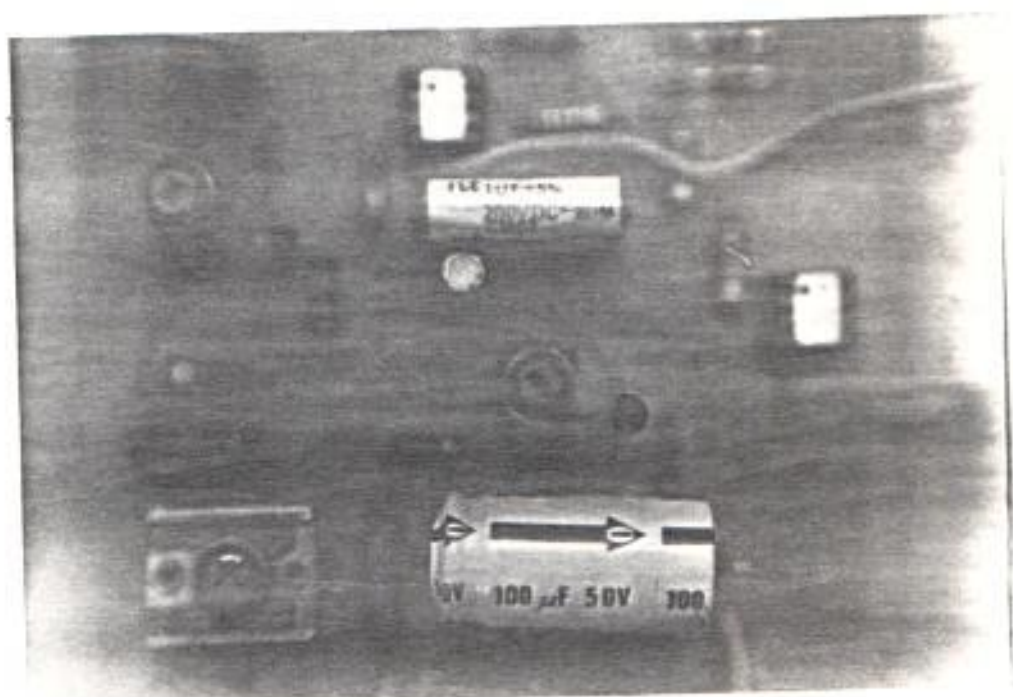


Fig.6.3 Vista frontal del Receptor y Demodulador

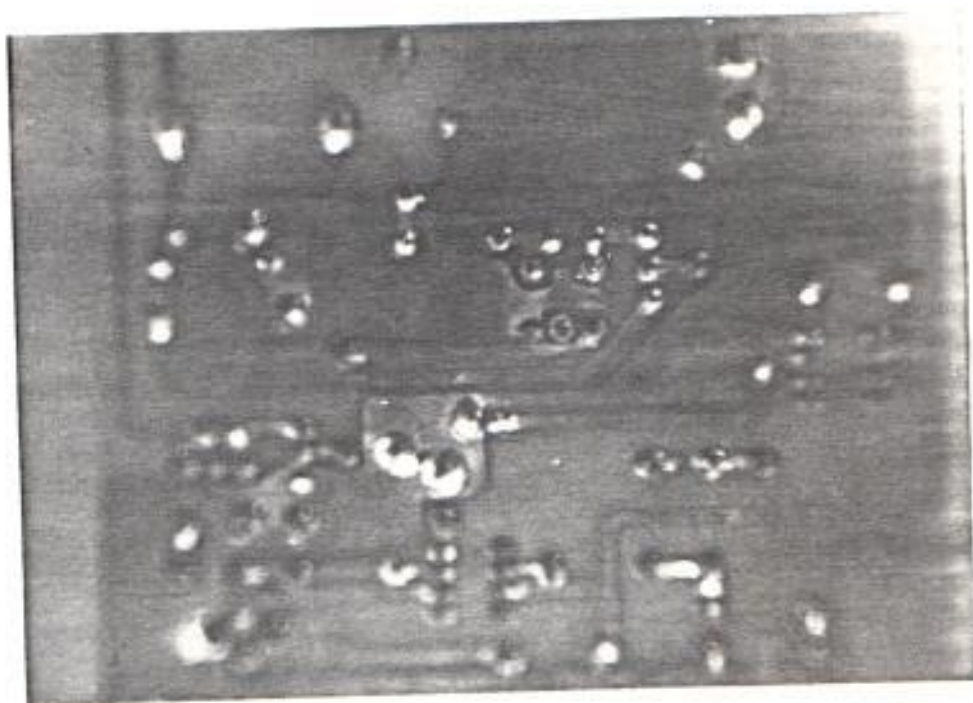


Fig.6.4 Vista posterior del Receptor y Demodulador

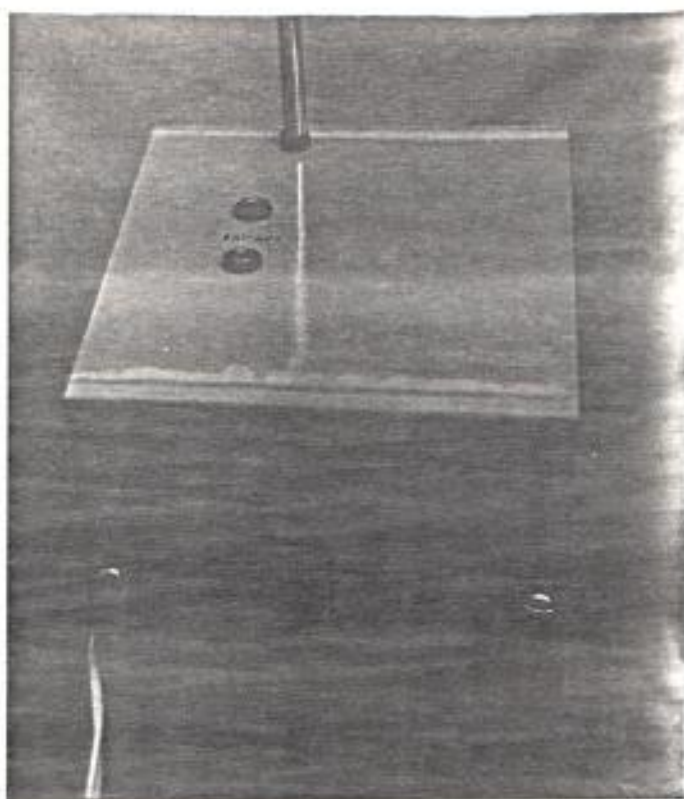


Fig.6.5 Unidades Moduladora y Transmisora

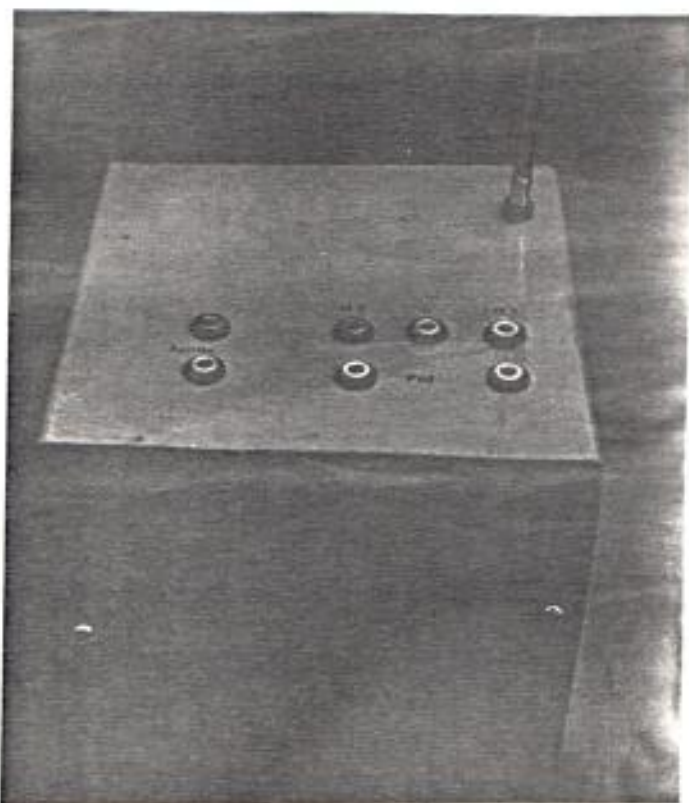


Fig.6.6 Unidades Receptora y Demoduladora

Para verificar el correcto funcionamiento del modulador PWM se enciende el microcomputador y se digita el programa, luego se digitan varios valores incorrectos, tales como: números fuera del rango de $\pm 180^\circ$ y números hexadecimales, y en ambos casos el microcomputador envía el mensaje de error por el despliegue visual. Luego se probaron varios valores correctos de ángulo, observándose en el osciloscopio la onda de salida del microcomputador, la cual es una onda cuadrada que tiene niveles de + 5 voltios y 0 voltios, frecuencia de 70 Hz, y un ancho de pulso que varía de acuerdo al valor que se ha digitado en el teclado. Esta onda de salida se puede observar para: -90° en la Fig 6.7 y para 0° en la Fig 6.9.

Luego se prueban las secciones de transmisión y recepción, para conseguir esto se conectan el microcomputador al modulador ASK, se encienden el transmisor y el receptor, que para esta prueba se han colocado a una distancia de 5 metros, observándose la señal en el receptor en la Fig 6.8 para -90° y en la Fig 6.10 para 0° .

Una vez realizadas estas pruebas preliminares se conectan el sumador, el pre-amplificador, el servo-amplificador, y el motor, para observar el funcionamiento del sistema en su totalidad.

En las primeras pruebas que se realizaron se notó una

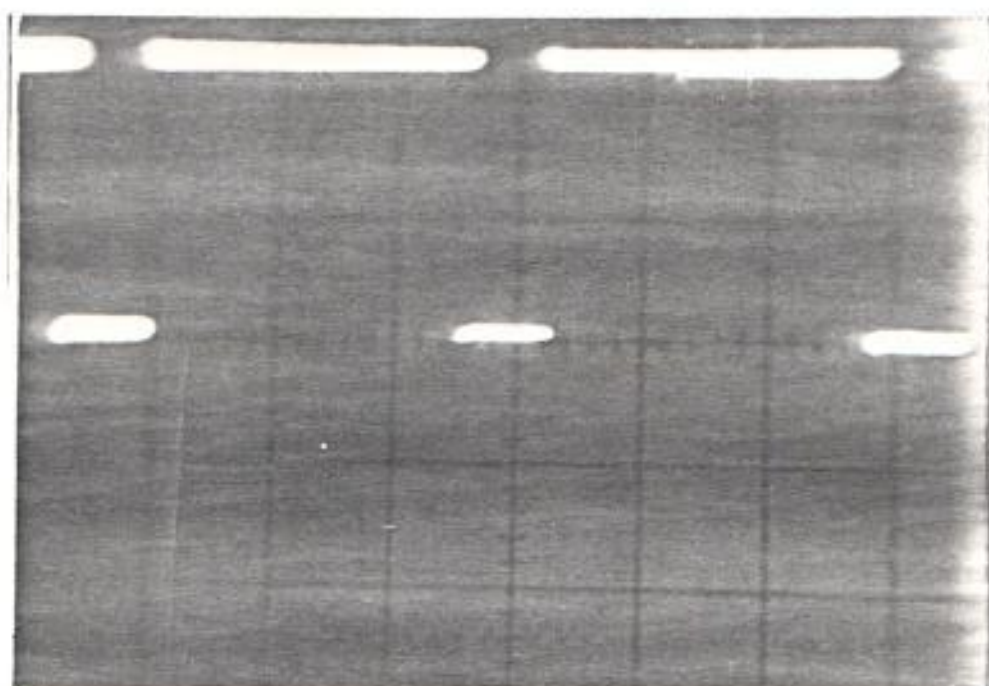


Fig.6.7 Señal de salida del modulador PWM, para -90°
(2 V/div, 5 ms/div)

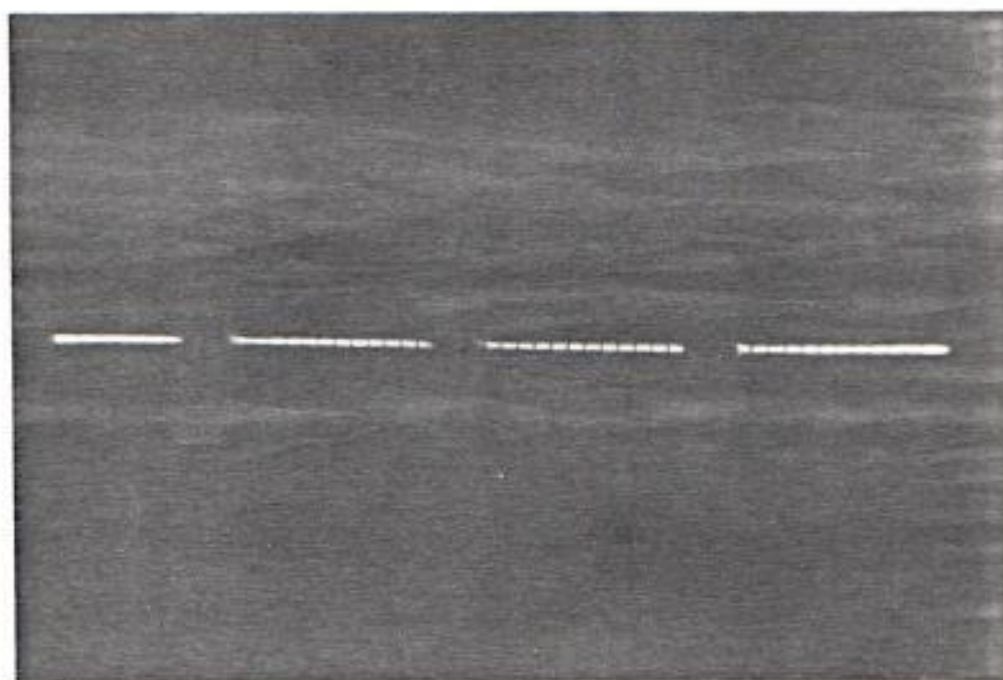


Fig.6.8 Señal de salida de la segunda etapa de amplificación en el receptor, para -90° . (2V/div, 5ms/div)



Fig.6.9 Señal de salida del modulador PWM, para 0°
(2 V/div, 5 ms/div)



Fig.6.10 Señal de salida de la segunda etapa de amplificación en el receptor, para 0° . (2V/div, 5ms/div)

desviación de un 10% del ángulo de salida con respecto al ángulo de entrada, es decir, que cuando en la entrada se digita 0° , se alinea la salida en 0° , y luego para realizar un cambio de ángulo se digita $+50^\circ$ en el microcomputador, el ángulo de salida llega tan solo a $+45^\circ$; para ángulos mayores, por ejemplo $+100^\circ$ digitados en el microcomputador hacen girar al eje de salida tan solo hasta $+90^\circ$.

Esta desviación se debía a que, inicialmente, la onda cuadrada que sale del circuito limitador tenía valores de $\pm 13,8$ voltios aproximadamente, que corresponden a los voltajes de saturación positivo y negativo del amplificador operacional (IC1), luego el valor de voltaje de C.C. que se obtenía de esta onda cuadrada también quedaba limitado a los voltajes de saturación, por lo que al compararse con el voltaje de realimentación, del potenciómetro de salida que estaba alimentado con ± 15 voltios producía la diferencia de voltajes, y consecuentemente la desviación del ángulo de salida con respecto al ángulo que se ha digitado en el teclado del microcomputador.

Para corregir esta desviación se tuvo que modificar el circuito limitador agregando R14, D2, y D3, de manera que la onda cuadrada sale limitada a ± 10 voltios; y también se cambió la alimentación del potenciómetro de salida a ± 10 voltios. Con estas modificaciones se logró corregir

la desviación de ángulo que existía, observándose que a cada valor de ángulo de entrada, el servomecanismo responde con un ángulo igual en la salida.

Para realizar pruebas dinámicas del servomecanismo, previamente se calcula la función de transferencia a partir del diagrama de bloques que se muestra en la Fig 6.11.

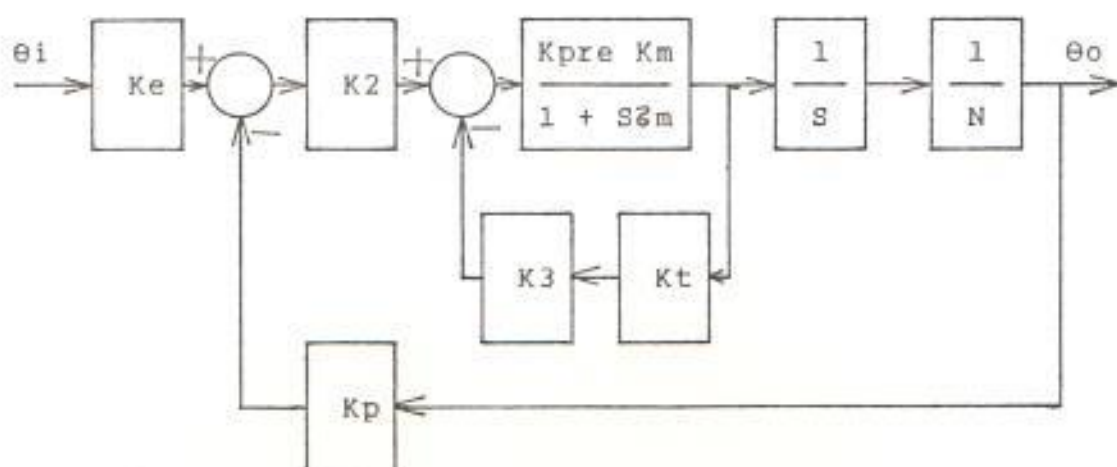


Fig.6.11 Diagrama de bloques del servomecanismo de posición.

donde:

θ_o = ángulo de salida

θ_i = ángulo de entrada

K_e = constante de entrada

K_2 = ganancia en el trayecto directo

K_{pre} = ganancia del pre-amplificador

K_m = constante de velocidad del motor

ζ_m = constante de tiempo del motor linealizado

K_3 = control de ganancia del tacómetro

K_t = constante del tacómetro

K_p = constante del potenciómetro de salida

La función de transferencia, calculada a partir del diagrama de bloques (Fig.6.11), está dada por la siguiente expresión:

$$\frac{\Theta_o(S)}{\Theta_i(S)} = \frac{K_2 K_{pre} K_m K_e / N}{S \zeta_m + S(1 + K_{pre} K_m K_3 K_t) + K_2 K_{pre} K_m K_p / N} \quad (6.1)$$

donde:

$K_{pre} = 19,6$

$K_m = 10,94 \text{ rad/volt.seg}$

$K_e = 3.2 \text{ volt/rad}$

$\zeta_m = 0,25 \text{ seg}$

$K_t = 0,031 \text{ volt/rad/seg}$

$K_p = 3.2 \text{ volt/rad}$

Las pruebas que se realizaron, son para el cambio de ángulo en la entrada de 0° a 72° para valores de ganancia del tacómetro (K_3) en 0% y ganancia en el trayecto directo (K_2) de 10% y 20%, la respuesta del servomecanismo a esta prueba se aprecia en las figuras 6.12 y 6.13 respectivamente. Estas señales han sido tomadas del potenciómetro de salida, cuyo voltaje representa el ángulo de salida en todo momento.

Las pruebas, con K_3 fijado en 10% y K_2 en 10% y 20%, se observan en las figuras 6.14 y 6.15 respectivamente.

Finalmente, se puede observar en la figura 6.16 la prueba con $K_3 = 30\%$ y $K_2 = 10\%$. En esta prueba se aprecia la gran influencia de K_3 en la respuesta dinámica del servomecanismo, pues el sistema responde de manera sobreamortiguada.

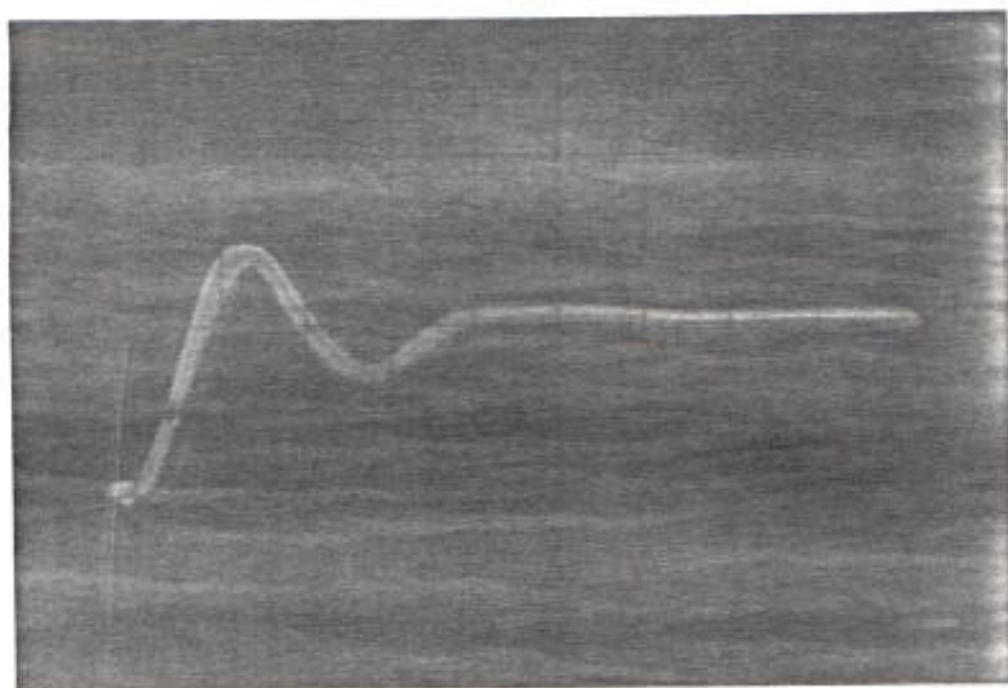


Fig.6.12 Señal del potenciómetro de salida, para $K_2=10\%$ y $K_3=0\%$. (2 V/div, 0,5 seg/div).

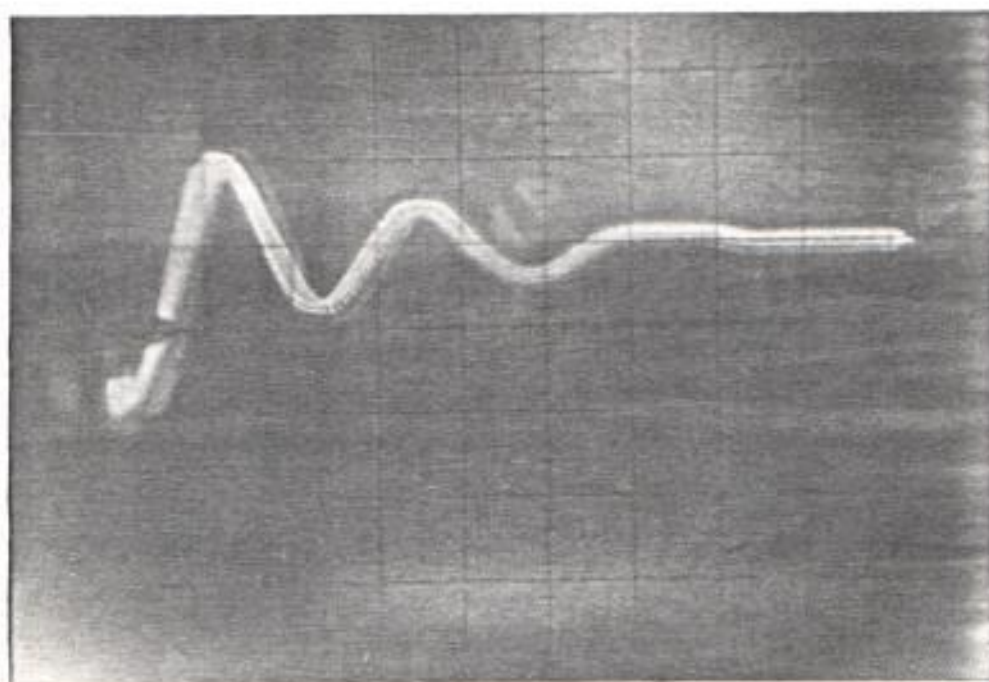


Fig.6.13 Señal del potenciómetro de salida, para $K_2=20\%$ y $K_3=0\%$. (2 V/div, 0,5 seg/div).

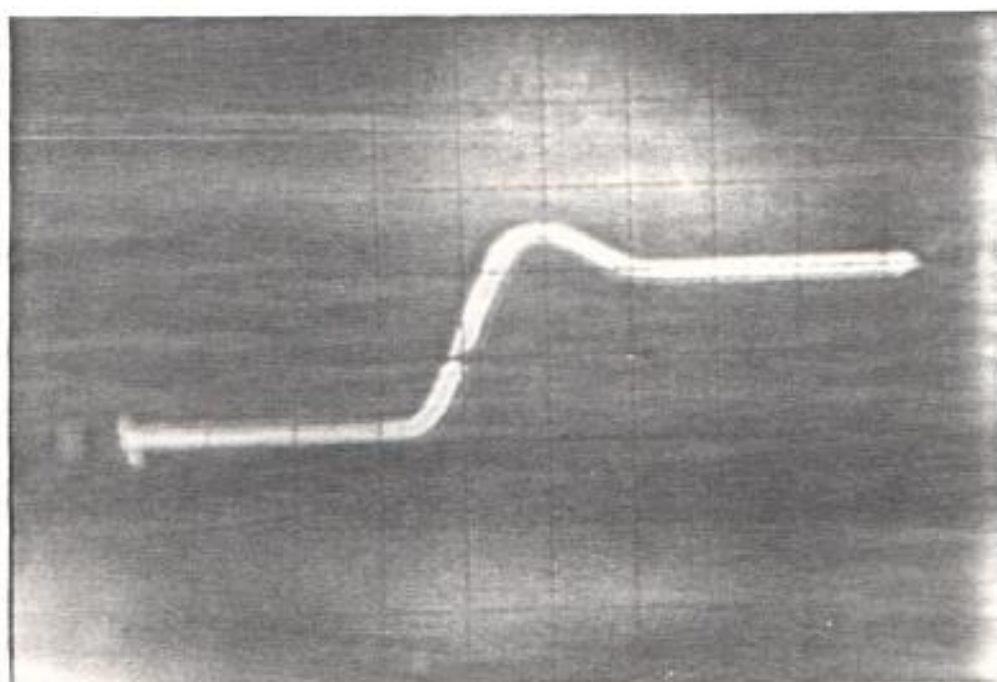


Fig.6.14 Señal del potenciómetro de salida, para $K_2=10\%$ y $K_3=10\%$. (2 V/div, 0,5 seg/div).

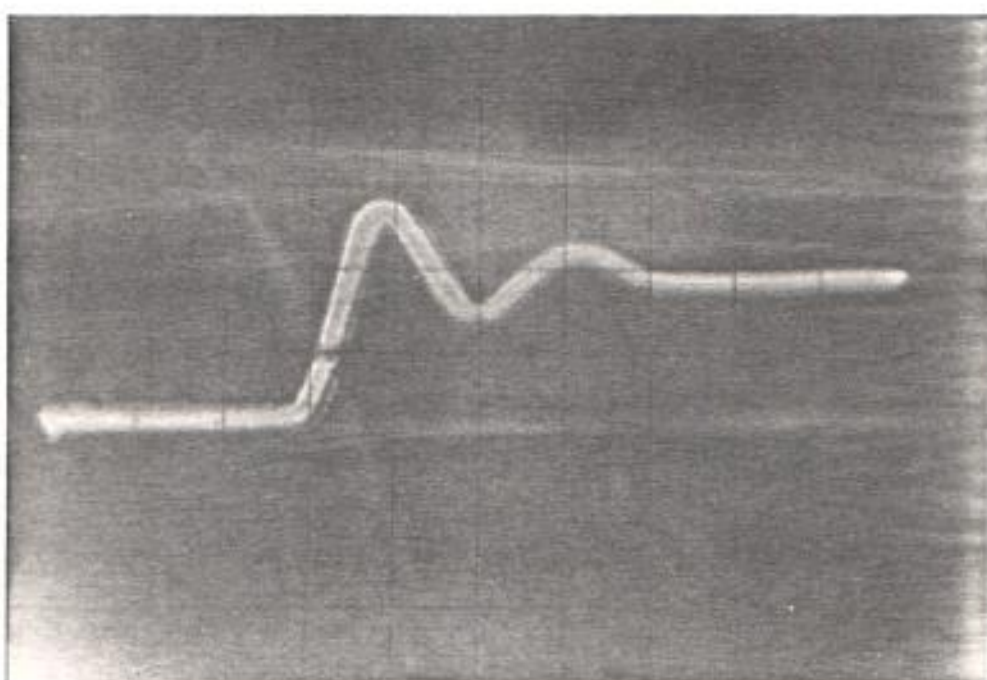


Fig.6.15 Señal del potenciómetro de salida, para $K_2=20\%$ y $K_3=10\%$. (2 V/div, 0,5 seg/div).

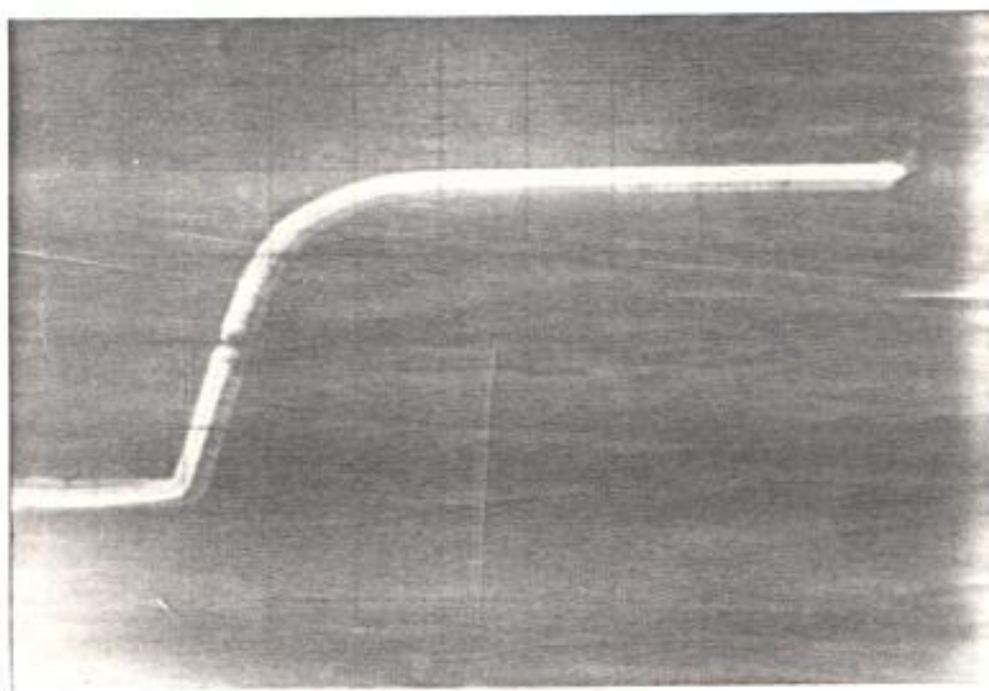


Fig.6.16 Señal del potenciómetro de salida, para $K_2=10\%$ y $K_3=30\%$. (1 V/div, 0,5 seg/div).

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Finalizado este trabajo se pueden establecer las siguientes conclusiones:

- 1.- El diseño y construcción de las Unidades Transmisora y Receptora, fue lo más dificultoso de todo el servomecanismo de posición.
- 2.- El servomecanismo de posición ha sido diseñado, y construido para ser usado solamente dentro del Laboratorio, habiéndose obtenido resultados satisfactorios.
- 3.- El haber obtenido buenos resultados, se debe también a la utilización de modulación en duración del pulso, puesto que, durante las pruebas no se detectaron ni vibraciones, ni cambios de ángulo de salida involuntarios, debidos al ruido.

En base a lo anterior se puede finalizar con las siguientes recomendaciones:

- 1.- Tratar en lo posible de no suspender el dictado de la materia de Laboratorio de Radiofrecuencia, para que el estudiante pueda adquirir mayor conocimiento, en la práctica sobre transmisión y recepción de señales

de radio.

- 2.- Considerar como tema de una tesis futura, el diseño y construcción de un servo-mecanismo de posición controlado por radio, con un transmisor de mayor potencia de emisión, de manera, que pueda ser usado en una aplicación practica.
- 3.- Proyectar una tesis, que cubra el diseño y construcción de un sistema similar al de este trabajo, pero con la diferencia de, en vez de usar modulación en duración del pulso (PWM), usar modulación por pulsos codificados (PCM), de tal forma, que el sistema sea totalmente digital.
- 4.- Analizar este servo-mecanismo de posición y agregarle un sub-sistema de transmisión que traerá de vuelta una señal, que indicará en que instante el motor alcanza el ángulo deseado, es decir, que cada vez que se realice un cambio de ángulo, en el lugar desde donde se controla el sistema, se conocerá el momento en el cual el motor llega al estado estable.

BIBLIOGRAFIA

1. BILDSTEIN PAUL, Filtros activos, Marcombo, S.A, Barcelona, 1977
2. BOYLESTAD R. AND NASHELSKY L., Electronic devices and circuit theory, Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1982.
3. DORF C. RICHARD, Sistemas automáticos de control, Fondo Educativo Interamericano, S.A, México, D.F, 1977.
4. FEEDBACK INSTRUMENTS LIMITED, Modular servo type MS150 parts I & II, Crowborough.
5. HAYT W. AND KEMMERLY J., Análisis de circuitos en ingeniería, McGraw-Hill, México, D.F, 1975.
6. INTEL CORPORATION, SDK-85 System design kit user's manual, Santa Clara, California, 1978
7. SUTANER HANS, Bobinas de RF, Marcombo, S.A, Barcelona, 1975.
8. SYLVANIA ECG SEMICONDUCTORS, Master replacement guide, Philips ECG Inc., Williamsport, 1981.