

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

DISEÑO Y COMPROBACION DE UN MODULO PARA
CONTROL OPTIMO DE POSICION DE UN MOTOR D.C.

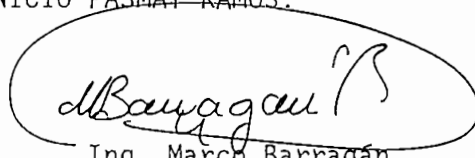
TESIS DE GRADO PREVIA
A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

FAUSTO VINICIO PASMAY RAMOS

MARZO 1983



CERTIFICO QUE EL PRESENTE TRABAJO
DE TESIS HA SIDO REALIZADO EN SU
TOTALIDAD POR EL SEÑOR FAUSTO VI-
NICIO PASMAY RAMOS.

A handwritten signature in black ink, enclosed within a hand-drawn oval. The signature appears to read "M. Barragán" with a stylized flourish at the end.

Ing. Marco Barragán

DIRECTOR DE TESIS

A G R A D E C I M I E N T O

Agradezco al Ing. Luis Barajas, por la sugerencia del tema y el inicio en el mismo; y en forma muy especial al Ing. Marco Barragán, sin cuya ayuda y hábil dirección, no hubiese sido posible la culminación de este trabajo

DEDICATORIA

A MIS PADRES, A QUIEN MAS QUE A ELLOS . . .

I N D I C E

	Página
PROLOGO	
CAPITULO I.- INTRODUCCION	
1.1 .Objetivos del trabajo	1
1.2 Diagrama de bloques y funcionamiento en general	4
CAPITULO II FUNDAMENTOS TEORICOS DEL CONTROL OPTIMO	
2.1 Introducción al control óptimo	7
2.2 Control óptimo tipo Bang-Bang para tiempo mínimo	9
2.3 Desarrollo del algoritmo para el control óptimo del motor	14
CAPITULO III DISEÑO DE LAS ETAPAS DEL SISTEMA	
3.1 Diseño del comparador	34
3.2 Implementación del algoritmo de control óptimo	37
3.3 Diseño del amplificador relé de potencia	58
3.4 Determinación de las constantes de realimentación	85
3.5 Diagrama general	88

CAPITULO IV RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Apendice A- Anexo de Resultado

Apendice B- Hojas de datos

BIBLIOGRAFIA

PROLOGO

Al iniciar los estudios universitarios lo hice con la idea de que más que una oportunidad era una obligación y con la creencia que el conocimiento me sería dado como el alimento diario.

Luego de probar lo que son: el empalagoso manjar de aprender, - la emoción de enfrentarse a un problema y resolverlo, y el esfuerzo de tratar de imaginarse, en base a un dibujo en la pizarra, lo que sucede en cualquier dispositivo físico o fenómeno; apenas sí tuve tiempo de darme cuenta que lo poco que aprendemos en la universidad cuesta, y también, que la experiencia de una universidad es algo más que una oportunidad, ya que puede ser como en un caso, la vida misma.

Es la vida misma, por el efecto liberador que tiene el aprender a más que por lo que se aprende, por el esfuerzo, por la confianza que desarrollamos al intentar resolver un problema y fracasamos, pero sin perder la fé, lo intentamos nuevamente, sin preocuparnos del tiempo y recursos que nos cueste; y todo ésto libera, por que forja el espíritu dentro de las inclemencias de lo que son los fracasos, y el calor que

prodiga una amistad como las que he encontrado en la universidad.

Es por todo ésto que creo que la vida me ha dado mucho, puesto que la maravillosa experiencia de pasar por la universidad no esta destinada a ser vivida por todos, por lo que fuese; el destino, el sistema, etc.; y aún, incluso entre los que pueden iniciar esta aventura, no to dos logran culminar, o ver más allá que el factor netamente económico - que implica una carrera universitaria.

A pesar de todo ésto, al culminar mi carrera me ha quedado un sabor amargo por todo lo que no se pudo aprender y más que todo por lo que se creyó saber y no fue así.

N O M E N C L A T U R A

X_1, X_2	VARIABLES de estado
$n \text{ ó } N$	Reductor de velocidades
$E_a(s)$	Transformada de laplace del voltaje de armadura E_a
$E(s)$	Transformada de laplace de la fuerza contraelectromotriz E
L_a	Inductancia de armadura
R_e	Resistencia de armadura
I_a	Corriente de armadura
K_e	Constante de fuerza contraelectromotriz
$\omega(s)$	Transformada de laplace de la velocidad angular $\omega(t) = \dot{\theta}(t)$
$\theta(s)$	Transformada de laplace de la posición angular $\theta(t)$
L	Transformada de laplace
J_m	Momento de inercia del motor
J_s	Momento de inercia de los engranajes
J_e	Momento de inercia equivalente
B_m	Constante de fricción del motor
J_s	Constante de fricción de los engranajes
K_T	Constante de torque mecánico

$T(s)$	Transformada de Laplace del torque mecánico
e	Error
\dot{e}	Derivada del error
e_v	Señal de voltaje proporcional al error
\dot{e}_v	Señal de voltaje proporcional a la derivada del error.

C A P I T U L O I

I N T R O D U C C I O N

1.1 OBJETIVOS DEL TRABAJO

Con la presente tesis perseguimos la implementación física de un circuito para lograr el control óptimo de posición con criterio de tiempo mínimo de un eje acoplado al de un motor DC.

Inicialmente el control clásico lineal para este tipo de motor, lo ilustramos en el siguiente diagrama de bloques. (Fig. 1.1)

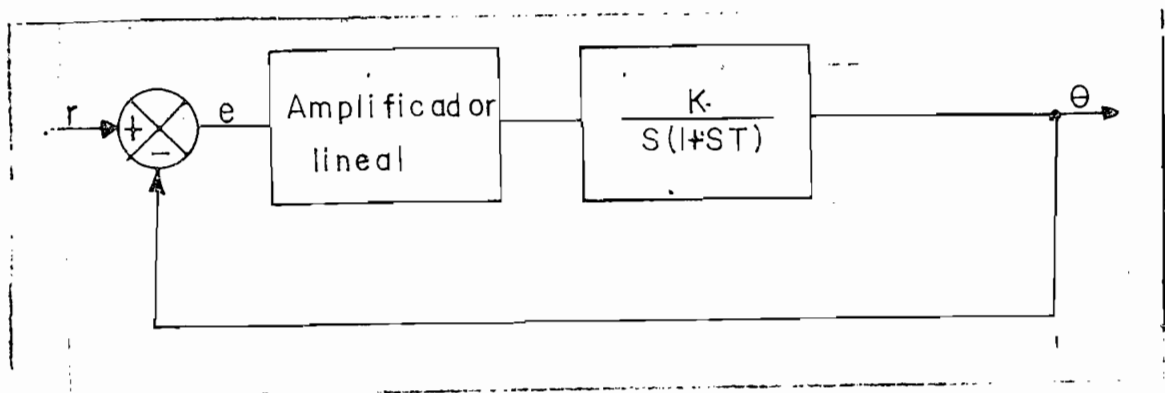


Fig. 1.1 Control lineal clásico de un motor DC.
(Diagrama de bloques).

Lo que se traduce en una trayectoria como la de la Fig. 1.4, teniendo X_1 y X_2 , el mismo significado de antes. Notemos:

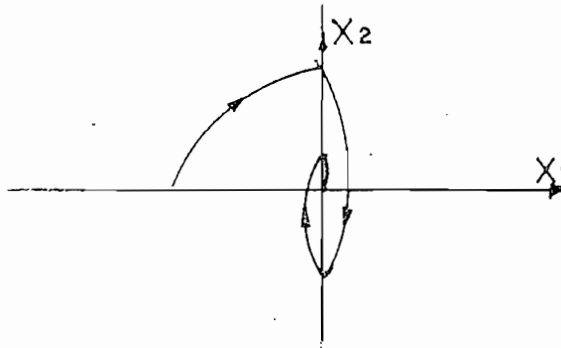


Fig. 1.4 Trayectorias de fase para el control no lineal.
(ref 0.1)

Que las trayectorias varían (o conmutan) de sentido sobre la recta $X_1 = 0$.

Si bien con este control el tiempo de acomodamiento a la posición de referencia puede ser menor que en el caso lineal, del análisis de estas trayectorias concluimos la existencia de oscilaciones amortiguadas, y en consecuencia de sobretiros.

Para evitar estos inconvenientes, la teoría de control moderno nos permite buscar una mejor solución basada en la minimización de un criterio, con lo que entramos en el campo del control óptimo.

Generalmente y debido a las restricciones físicas existentes la

solución tiene un carácter no lineal, que si la interpretamos del punto de vista del plano de fase, ella consiste en determinar una mejor curva de conmutación que la de $X_1 = 0$. Como probaremos en la presente tesis necesitaremos cuando más una conmutación para llegar al origen, con lo que evitamos la presencia de oscilaciones.

Las trayectorias de acuerdo a nuestra descripción anterior son como las de la Fig. 1.5.

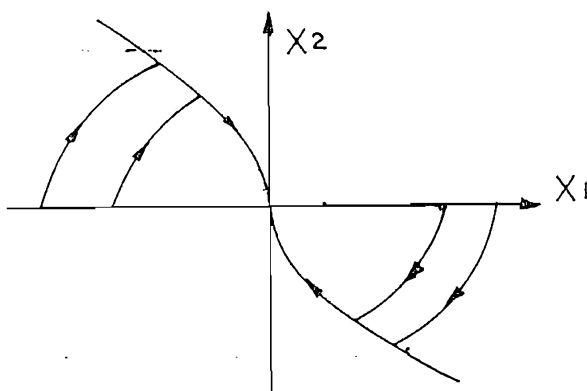


Fig. 1.5 Trayectorias de Control Óptimo

Concretando, el objetivo de ésta tesis es diseñar y comprobar un módulo que nos implemente el algoritmo de control que acoplado al amplificador relé de potencia nos proporcione un control óptimo de posición. El criterio que buscaremos minimizar será el del tiempo total que el motor se demora en alcanzar la referencia a partir de cualquier condición inicial, razón por la que hemos llamado a este trabajo, control de tiempo mínimo.

1.2 DIAGRAMA DE BLOQUES Y FUNCIONAMIENTO EN GENERAL

El diagrama que proponemos para el control óptimo es el de la

Fig. 1.6

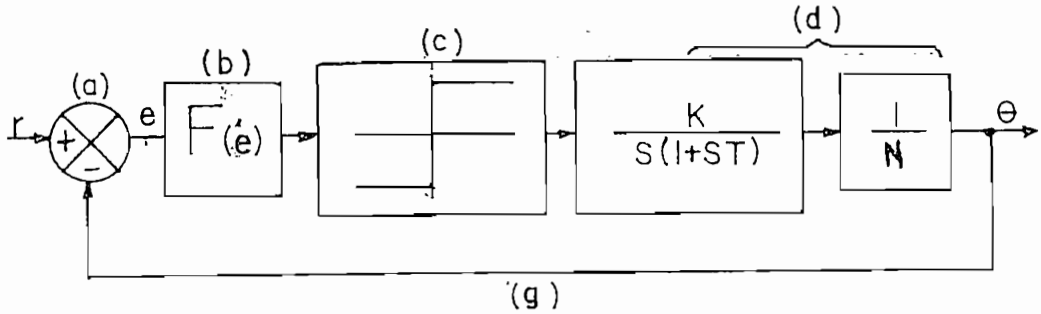


Fig. 1.6 Diagrama de Control Optimo de un motor DC.

Podemos observar que consta de los siguientes bloques:

- a. Comparador
- b. Módulo de Control Optimo
- c. Amplificador relé de potencia
- d. Motor y reductor
- g. Realimentación

La salida del comparador nos dá el error que excita al módulo de control óptimo, el mismo, que es la parte central del control y como hemos visto el objetivo principal de esta tesis, actúa sobre el amplifi- cador relé de potencia de potencia de tal forma que lo obliga a conmutar se en el momento adecuado para que la trayectoria de estados del siste- ma llegue al origen del plano de fase cuando más con una sola conmuta- ción y sin oscilaciones.

El amplificador de potencia debe ser lo suficientemente sensible para que podamos considerarlo como un relé ideal, es decir su voltaje de

salida debe estar disponible en forma prácticamente instantánea, luego de la presencia de una señal de entrada por pequeña que sea ésta.

El motor que utilizaremos es el del equipo Motomatic Control Laboratory System MCSL 100, que pertenece al Laboratorio de Sistemas de Control; un reductor de velocidad va acoplado a su eje y lo utilizaremos para mejorar la estabilidad, manteniendo la versatilidad del sistema.

Con base en lo que hemos expuesto, creemos conveniente presentar la tesis con la siguiente estructura:

En el Capítulo II, realizaremos una deducción matemática del algoritmo de control óptimo y de las trayectorias de estado correspondientes.

En el Capítulo III, hacemos todo el diseño necesario para la implementación del control óptimo, y en el Capítulo IV, presentaremos los resultados y conclusiones en todo el trabajo, además de algunas recomendaciones para una posible construcción definitiva del equipo.

También incluimos un Apéndice con las hojas de datos de los principales elementos utilizados en el diseño.

C A P I T U L O I I

FUNDAMENTOS TEORICOS DEL CONTROL OPTIMO

2.1 INTRODUCCION AL CONTROL OPTIMO

La filosofía del Control Optimo es mejorar el funcionamiento de un sistema, por medio del escogitamiento adecuado de una señal de control que cumpliendo con las restricciones del sistema haga que el mismo funcione en "la mejor forma", bajo un determinado criterio o punto de vista.

Antes de poder deducir el control óptimo que nos proponemos, debemos exponer de una manera más detallada la formulación general del problema del control óptimo, para lo cual estableceremos algunas definiciones y teoremas, los mismos que aceptaremos sin demostración ya que las mismas salen del alcance de esta tesis.

El planteamiento general del problema de control óptimo es: Hallar un control admisible \bar{u}^* que haga que el sistema definido como:

$$\dot{\bar{x}}(t) = \bar{a}(\bar{x}(t), \bar{u}(t), t) \quad (2.1)$$

Siga una trayectoria admisible \bar{X}^* que minimice el índice de funcionamiento.

$$J = h(\bar{X}(t_f), t_f) + \int_{t_0}^{t_f} g(\bar{X}(t), \bar{u}(t), t) dt \quad (2.2)$$

Donde:

- \bar{u}^* = Control Optimo
- \bar{X}^* = Trayectoria Optima
- t_0 = Tiempo Inicial
- t_f = Tiempo Final

h y g son funciones escalares.

El índice de funcionamiento asigna un único número real a cada trayectoria del sistema, ya que es un funcional.

Definimos la función hamiltoniano (H) como:

$$H(\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) = g(\bar{X}(t), \bar{u}(t), t) + \bar{p}(t)[a(\bar{X}(t), \bar{u}(t), t)] \quad (2.3)$$

Donde:

- $\bar{p}(t)$ = Vector adjunto o multiplicador de Lagrange

Ahora establecemos las condiciones necesarias para \bar{u}^*

$$\dot{\bar{X}}(t) = \frac{\partial H}{\partial \bar{p}} (\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) \quad (2.4)$$

$$\dot{\bar{p}}(t) = - \frac{\partial H}{\partial \bar{X}} (\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) \quad (2.5)$$

$$H(\bar{X}^*(t), \bar{u}^*(t), \bar{p}(t), t) \leq H(\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) \quad (2.6)$$

$\forall \bar{u}(t)$ admisible

(ref. K1)

Las condiciones (2,4), (2,5) y (2,6) se deben cumplir para todo $t \in [t_0, t_f]$.

Las condiciones (2,6) que nos indica que un control óptimo debe minimizar al Hamiltoniano, se denomina "Principio del mínimo de Pontryagin".

Nótese que se han establecido sólo condiciones necesarias de un control óptimo, pero no son suficientes, sin embargo más adelante estableceremos algunos teoremas que nos permiten determinar en forma única y precisa el control óptimo que nos proponemos.

2.2 CONTROL OPTIMO TIPO BANG - BANG PARA TIEMPO MINIMO.

Ahora determinemos la forma del control óptimo para nuestro caso particular de tiempo mínimo.

En forma general asumamos que las ecuaciones del sistema son:

$$\dot{\bar{X}}(t) = \bar{a}(\bar{x}(t), t) + \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{u}(t) \quad (2.7)$$

Asumimos ésto, por que luego comprobaremos que nuestro sistema cae dentro de ésta representación. Además especificamos que los controles admisibles deben satisfacer las siguientes restricciones de desigualdad:

$$\begin{aligned} \bar{M}_i^- &\leq \bar{u}_i(t) \leq \bar{M}_i^+ \\ i &= 1, 2, \dots, m \quad t \in [t_0, t_f] \end{aligned} \quad (2.8)$$

\bar{M}_i^- y \bar{M}_i^+ son los límites, inferior y superior de la i-ésima componente de control.

Nuestro objetivo es transferir el sistema (2,7) desde cualquier estado inicial \bar{X}_0 a otro \bar{X}_f en un tiempo mínimo t^* . En este caso el índice de funcionamiento es:

$$J = \int_{t_0}^{t_f} dt = t_f - t_0 = t^* \quad (2.9)$$

Por lo tanto, de acuerdo a la ecuación del índice de funcionamiento (2.2)

$$\begin{aligned} \bar{h}(\bar{X}(t_f), t_f) &= 0 \\ \bar{g}(\bar{X}(t), \bar{u}(t), t) &= 1 \end{aligned} \quad (2.10)$$

El hamiltoniano es:

$$H(\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) = g(\bar{X}(t), \bar{u}(t), t) + \bar{p}^T(t) [\bar{a}(\bar{X}(t), t) + \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{u}(t)]$$

$$\bar{H}(\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) = 1 + \bar{p}^T(t) [\bar{a}(\bar{X}(t), t) + \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{u}(t)] \quad (2.11)$$

De la condición (2,6) es necesario que:

$$1 + \bar{p}^T(t) [\bar{a}(\bar{X}^*(t), t) + \bar{B}(\bar{X}^*(t), t) \bar{u}^*(t)] \leq$$

$$1 + \bar{p}^T(t) [\bar{a}(\bar{X}(t), t) + \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{u}(t)] \quad (2.12)$$

Para todo $u(t)$ admisible y para todo $t \in [t_0, t^*]$ lo que implica que:

$$\bar{p}^T(t) \bar{B}(\bar{X}^*(t), t) \bar{u}^*(t) \leq \bar{p}^T(t) \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{u}(t) \quad (2.13)$$

Que quiere decir que $\bar{u}^*(t)$ es el control que hace que $\bar{p}^T(t) \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{u}(t)$ tenga su valor mínimo.

Si el arreglo \bar{B} se expresa como:

$$\bar{B}(\bar{X}(t), t) = [\bar{b}_1(\bar{X}(t), t) \quad \vdots \quad \bar{b}_2(\bar{X}(t), t) \quad \vdots \quad \dots \quad \vdots \quad \bar{b}_m(\bar{X}(t), t)] \quad (2.14)$$

Donde $\bar{b}_i(\bar{X}(t), t)$; $i = 1, 2, 3, \dots, m$ es la i -ésima columna del arreglo, entonces el coeficiente de la i -ésima componente de control $u_i(t)$ en (2.13) es $\bar{p}^T(t) \bar{b}_i(\bar{X}(t), t)$ y

$$\bar{p}^T(t) \bar{B}(\bar{X}(t), t) \bar{U}(t) = \sum_{i=1}^m \bar{p}^T(t) [\bar{b}_i(\bar{X}(t), t)] u_i(t) \quad (2,15)$$

Asumiendo que las componentes de control son independientes unas respecto de las otras, debemos minimizar

$$\bar{p}^T(t) [\bar{b}_i(\bar{X}(t), t)] u_i(t)$$

Con respecto a $u_i(t)$ para $i = 1, 2, \dots, m$

Si el coeficiente de $u_i(t)$ es positivo, $u_i^*(t)$ debe ser el menor control admisible, es decir M_i^- . Si el coeficiente de $u_i(t)$ es negativo, $u_i^*(t)$ debe ser el mayor control admisible, es decir M_i^+ por lo tanto:

$$u_i^*(t) = \begin{cases} M_i^+ & \text{para } \bar{p}^T(t) \bar{b}_i(\bar{X}(t), t) < 0 \\ M_i^- & \text{para } \bar{p}^T(t) \bar{b}_i(\bar{X}(t), t) > 0 \\ \text{indeterminado} & \text{para } \bar{p}^T(t) \bar{b}_i(\bar{X}(t), t) = 0 \end{cases} \quad (2,16)$$

Esta ecuación (2,16) es la formulación matemática del control bang-bang, que indica que: "Si las ecuaciones de estado son de la forma (2,7) y los controles admisibles deben satisfacer las restricciones de la forma (2,8) el control óptimo para obtener la respuesta de tiempo mínimo es realizar el máximo esfuerzo en todo el intervalo de operación" (ref. K1).

Ahora que ya conocemos la forma del control óptimo para el criterio de tiempo mínimo, consideremos algunos teoremas sobre los sistemas

de orden n , lineales e invariantes en el tiempo con m señales de entrada.

Un sistema de este tipo se describe como:

$$\dot{\bar{X}}(t) = \bar{A} \bar{X}(t) + \bar{B} \bar{U}(t) \quad (2,17)$$

Donde:

$\bar{X}(t)$ = matriz de estado $n \times 1$

$\bar{U}(t)$ = matriz de entrada $m \times 1$

\bar{A} = matriz constante $n \times n$

\bar{B} = matriz constante $n \times m$

Las componentes del vector de control están sujetas a:

$$|u_i(t)| \leq K_R \quad ; \quad i = 1, 2, 3, \dots, m$$

Teorema 2.1. TEOREMA DE EXISTENCIA

"Si todos los valores propios de \bar{A} tienen partes reales no positivas, entonces existe un control óptimo que transfiere cualquier estado inicial \bar{X}_0 al origen" (ref. K1).

Teorema 2.2. TEOREMA DE UNICIDAD

"Si existe un control extremal, éste es único" (ref. K1)

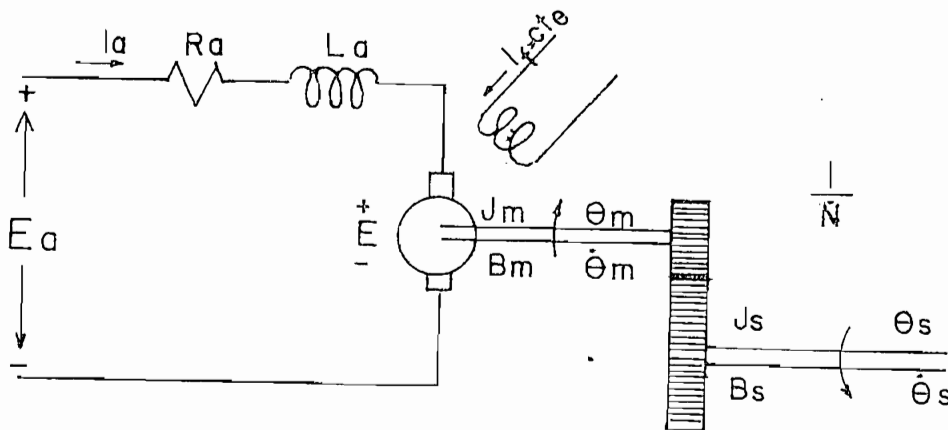
(Un control extremo es aquel que cumple las condiciones de límite requeridas, y las condiciones necesarias (2,4); (2,5) y (2,6).

TEOREMA 2.3. NUMERO DE CONMUTACIONES

"Si los valores propios de A son todos reales, y existe un único control de tiempo mínimo, entonces cada componente de control puede conmutar máximo $(n-1)$ veces" (ref. K1).

2.3. DESARROLLO DEL ALGORITMO PARA EL CONTROL OPTIMO DEL MOTOR.

El motor es de imán permanente y lo controlaremos por armadura de acuerdo al gráfico de la Fig. 2.1.



-Fig. 2.1 Esquema del motor DC de imán permanente.

Planteando las ecuaciones tenemos:

$$E_a - E = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a \quad (2,18)$$

$$E_a(s) - E(s) = I_a(s) (sL_a + R_a) \quad (2,19)$$

$$E(s) = K_e w(s) \quad (2,20)$$

$$T(s) = (s J_{eq} + B_{eq}) w(s) \quad (2,21)$$

$$T(s) = K_T I_a(s) \quad (2,22)$$

$$J_{eq} = J_m + \frac{J_s}{N^2} \quad (2,23)$$

$$B_{eq} = B_m + \frac{B_s}{N^2} \quad (2,24)$$

$$K_T \frac{E_a(s) - K_e w(s)}{sL_a + R_a} = (s J_{eq} + B_{eq}) w(s)$$

$$K_T E_a(s) - K_T K_e w(s) = (sL_a + R_a) (s J_{eq} + B_{eq}) w(s)$$

$$K_T E_a(s) = [(sL_a + R_a) (s J_{eq} + B_{eq}) + K_T K_e] w(s)$$

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{K_T}{(sL_a + R_a) (s J_{eq} + B_{eq}) + K_a K_e} \quad (2,25)$$

Considerando que generalmente $I_a \ll R_a$ tenemos:

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{K_T}{R_a J_{eq} s + R_a B_{eq} + K_T K_e}$$

$$\frac{W(S)}{Ea(s)} = \frac{K}{1 + ST} \quad (2,26)$$

Donde:

$$K = \frac{K_T}{Ra Beq + K_T Ke} \quad (2,27)$$
$$T = \frac{Ra Jeq}{Ra Jeq + K_T Ke}$$

Ahora: Si θ es la posición angular tenemos que:

$$W(S) = S \theta (S) = \dot{\theta}(S)$$

Reemplazando esta igualdad en (2,26) tenemos que:

$$\frac{\theta(S)}{Ea(S)} = \frac{K}{S(1 + ST)} \quad (2,28)$$

O lo que es lo mismo:

$$\dot{\theta}(t) + \ddot{\theta}(t) T = K Ea$$

De donde:

$$\ddot{\theta}(t) = -\frac{1}{T} \dot{\theta}(t) + \frac{K Ea}{T} \quad (2,29)$$

Para poner el modelo del motor en notación de variable de estado, y considerando la referencia; hacemos:

$$r(t) - \theta(t) = e(t) = x_1(t) \quad (2,30)$$

$$y \quad \dot{e}(t) = \dot{x}_1(t) = x_2(t) = -\dot{\theta}(t)$$

Para nuestro caso $r(t) = \text{constante}$, además $\ddot{\theta}(t) = -\ddot{e}(t)$ reemplazando en (2,29).

$$-\ddot{e}(t) = \frac{e(t)}{T} + \frac{K Ea}{T}$$

$$\ddot{e}(t) = -\frac{e(t)}{T} - \frac{K Ea}{T}$$

De acuerdo a (2,30)

$$\begin{aligned} & \downarrow \\ x_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{x_2(t)}{T} - \frac{K Ea}{T} \end{aligned}$$

$$\dot{\bar{X}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K}{T} \end{bmatrix} Ea \quad (2,31)$$

$$X(0) = \begin{bmatrix} C_2 \\ C_1 \end{bmatrix} \quad |Ea| \leq V$$

Respecto de la notación $\bar{X}(t) = \bar{A}X(t) + \bar{B}u(t)$ tenemos que:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K}{T} \end{bmatrix}$$

Hallamos los valores propios de \bar{A} de la ecuación $|\lambda\bar{I} - \bar{A}| = 0$

$$\begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda & -1 \\ 0 & \lambda + \frac{1}{T} \end{bmatrix} = 0$$

$$\left[\lambda + \frac{1}{T} \right] \lambda = 0$$

$$\lambda_1 = 0 ; \lambda_2 = -\frac{1}{T}$$

Por lo tanto y de acuerdo al teorema de Existencia, existe un control óptimo que transfiere cualquier estado inicial al origen.

Ahora veamos si el sistema tiene un control extremal, para lo cual comprobamos se cumple las condiciones necesarias (2,4), (2,5) y (2,6).

Primero construimos el hamiltoniano; de (2,11).

$$H(\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) = 1 + \bar{p}^T(t) [\bar{a}(\bar{X}(t), t) + \bar{B}(\bar{x}(t), t)\bar{u}(t)]$$

$$\begin{aligned}
 H(\bar{X}(t), \bar{u}(t), \bar{p}(t), t) &= 1 + (p_1 \ p_2) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} + (p_1 \ p_2) \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K}{T} \end{bmatrix} E_a \\
 &= 1 + p_1 X_2(t) - p_2 \frac{1}{T} X_2(t) - p_2 \frac{K}{T} E_a \quad (2,32)
 \end{aligned}$$

$$\dot{X}_1(t) = -\frac{\partial H}{\partial p_1} = X_2(t)$$

$$\dot{X}_2(t) = -\frac{\partial H}{\partial p_2} = -\frac{1}{T} X_2(t) - \frac{K}{T} E_a$$

Que son las mismas ecuaciones (2,31);

$$p_1(t) = -\frac{\partial H}{\partial X_1(t)} = 0$$

$$p_2(t) = -\frac{\partial H}{\partial X_2(t)} = -p_1 + \frac{p_2}{T} \quad (2,32)$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones tenemos que:

$$P_1(t) = Q \quad p_2(t) = P e^{t/T} + QT.$$

Donde P y Q son constantes arbitrarias.

Ahora de acuerdo al principio de Pontryagin (2,6) minimizamos el término que contiene el vector de control.

$$-p_2(t) \frac{K}{T} E_a^* \leq -p_2(t) \frac{K}{T} E_a \quad (2,33)$$

Para todo E_a admisible, y para todo $t \in [t_0, t_f]$ ó lo que es lo mismo.

$$p_2(t) \frac{K}{T} E_a^* \geq p_2(t) \frac{K}{T} E_a \quad (2,34)$$

De aquí concluimos que:

$$E_a^*(t) = \begin{cases} +V & \text{para } p_2(t) > 0 \\ -V & \text{para } p_2(t) < 0 \end{cases} \quad (2,35)$$

Es decir $E_a^*(t) = V \operatorname{sgn}(p_2(t))$

De acuerdo al teorema de unicidad, podemos decir que el control es único y por el teorema del número de conmutaciones, afirmamos que el control puede tener una conmutación como máximo.

Por lo tanto el control óptimo para un estado inicial específico debe ser de una de las siguientes formas:

$$E_a^*(t) = \begin{cases} +V & \forall t \in [t_0, t^*] \\ -V & \forall t \in [t_0, t^*] \\ +V & \forall t \in [t_0, t_1] \text{ y } -V \forall t \in [t_1, t^*] \\ -V & \forall t \in [t_0, t_1] \text{ y } +V \forall t \in [t_1, t^*] \end{cases} \quad (2,36)$$

Con $t_0 \leq t_1 \leq t^*$

Ahora para hallar la trayectoria óptima resolvemos el sistema (2,31).

$$\dot{X}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K}{T} \end{bmatrix} E a$$

$$X(0) = \begin{bmatrix} C_2 \\ C_1 \end{bmatrix} \quad |Ea| \leq V$$

De acuerdo a la teoría de control moderno la solución es:

$$\bar{X}(t) = L^{-1} \left((S\bar{I} - \bar{A})^{-1} X(0) + (S\bar{I} - \bar{A})^{-1} \bar{B}\bar{U}(s) \right) \quad (2,37)$$

$$X(t) = L^{-1}(X(S))$$

$$(S\bar{I} - \bar{A}) = \begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S & -1 \\ 0 & S + \frac{1}{T} \end{bmatrix}$$

Para hallar la matriz inversa primero hallamos la matriz de cofactores.

$$\text{Cof} (S\bar{I} - \bar{A}) = \begin{bmatrix} S + \frac{1}{T} & 0 \\ 1 & S \end{bmatrix}$$

Ahora la de adjuntos

$$\text{Adj } (\overline{S \mathbf{I} - \overline{A}}) = \begin{bmatrix} S + \frac{1}{T} & 1 \\ 0 & S \end{bmatrix}$$

Y por último calculamos el determinante de $(\overline{S \mathbf{I} - \overline{A}})$

$$\Delta = S \left(S + \frac{1}{T} \right)$$

De la teoría de matrices $(\overline{S \mathbf{I} - \overline{A}})^{-1} = \frac{\text{Adj } (\overline{S \mathbf{I} - \overline{A}})}{\Delta}$

$$(\overline{S \mathbf{I} - \overline{A}})^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S} & \frac{1}{S \left[S + \frac{1}{T} \right]} \\ 0 & \frac{1}{S + \frac{1}{T}} \end{bmatrix}$$

De (2,37)

$$X(t) = L^{-1} [(\overline{S \mathbf{I} - \overline{A}})^{-1} (X(0) + \overline{B} \overline{U}(S))]$$

$$X(0) + \overline{B} \overline{U}(S) = \begin{bmatrix} C_2 \\ C_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{KEa}{ST} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_2 \\ C_1 - \frac{KEa}{ST} \end{bmatrix}$$

$$X(S) = \begin{bmatrix} \frac{C_2}{S} + \frac{C_1}{S \left(S + \frac{1}{T} \right)} - \frac{KEa}{S^2 T \left(S + \frac{1}{T} \right)} \\ \frac{C_1}{S + \frac{1}{T}} - \frac{KEa}{ST \left(S + \frac{1}{T} \right)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 (SI-A)^{-1} (X(0) + B u(S)) = & \begin{bmatrix} \frac{C_2}{S} + \frac{C_1 T}{S} + \frac{KEaT}{S} - \frac{KEa}{S^2} - \frac{C_1 T}{S + \frac{1}{T}} - \frac{KEaT}{S + \frac{1}{T}} \\ \frac{C_1}{S + \frac{1}{T}} - \frac{KEa}{S} + \frac{KEa}{S + \frac{1}{T}} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Ahora tomando la transformada inversa

$$X(t) = \begin{bmatrix} C_2 + C_1 T + KEaT - KEat - (C_1 T + KEaT)e^{-t/T} \\ -KEa + (C_1 + KEa)e^{-t/T} \end{bmatrix} \quad (2,38)$$

Hasta aquí hemos obtenido las ecuaciones de estado; para hallar las trayectorias de estado debemos poner $X_1(t) = f(X_2(t))$

$$X_1(t) = (C_2 + C_1 T - KEaT) - KEat - (C_1 T + KEaT)e^{-t/T}$$

$$X_2(t) = -KEa + (C_1 + KEa)e^{-t/T}$$

De la ecuación de $X_2(t)$ despejemos el tiempo

$$t = -T \ln \left[\frac{X_2(t) + KEa}{C_1 + KEa} \right] \quad (2,39)$$

Reemplazando la expresión del tiempo (2,39) en la ecuación de $X_1(t)$

$$X_1(t) = (C_2 + C_1 T) - T X_2(t) + KEaT \ln \left[\frac{X_2(t) + KEa}{C_1 + KEa} \right] \quad (2,40)$$

Obtenemos las ecuaciones generales de las trayectorias.

Ahora consideremos los casos $Ea=+V$ y $Ea=-V$; con $Ea=+V$

$$X_1(t) = (C_1 T + C_2) - T X_2(t) + KVT \ln \left[\frac{X_2(t) + KV}{C_1 + KV} \right] \quad (2,41)$$

Con $Ea = -V$

$$X_1(t) = (C_1 T + C_2) - T X_2(t) - KVT \ln \left[\frac{X_2(t) - KV}{C_1 - KV} \right] \quad (2,42)$$

Graficamos estas trayectorias, para lo cual por facilidad

$$C_1 = 0 \quad K = T = 1 \quad \text{y} \quad V = 10 \quad \text{en (2,41)}$$

Para $Ea = +V$

$$X_1(t) = C_2 - X_2(t) + 10 \ln \left[1 + \frac{X_2(t)}{10} \right]$$

C_2	- 3	- 2	- 1	0	1	2	3
X_2	X_1	X_1	X_1	X_1	X_1	X_1	X_1
3	- 3,38	- 2,38	- 1,38	- 0,38	+ 0,62	1,62	2,62
1	- 3,05	- 2,05	- 1,05	- 0,05	0,95	1,95	2,95
0	- 3	- 2	- 1	0	1	2	3
- 1	- 3,05	- 2,05	- 1,05	- 0,05	0,95	1,95	2,95
- 2	- 3,23	- 2,23	- 1,23	- 0,23	0,77	1,77	2,77
- 3	- 3,57	- 2,57	- 1,57	- 0,57	0,43	1,43	2,43

Graficamos estos valores y obtenemos la Fig. 2,2

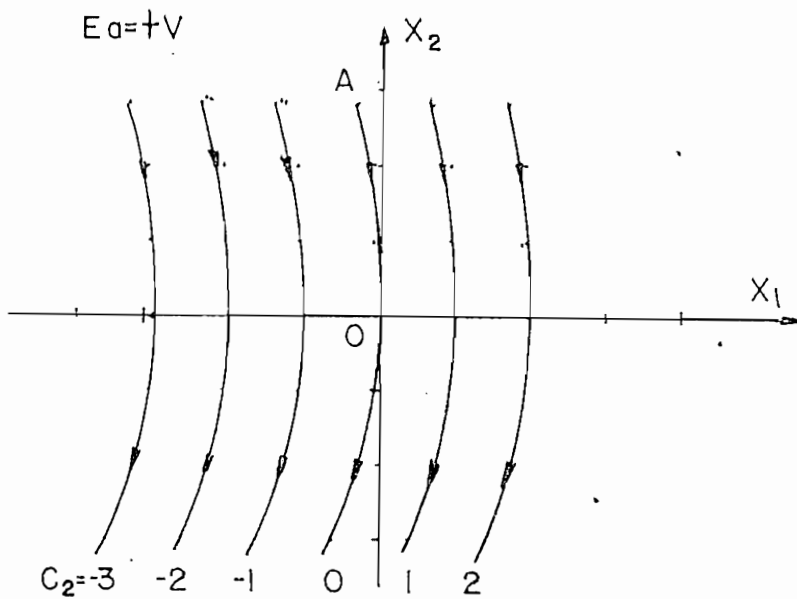


Fig. 2,2 Trayectorias de estado para $Ea = V$



Ahora realizamos el mismo cálculo para la ecuación (2,42)

$$C_1 = 0 \quad K = T = 1 \quad |V| = 10 \text{ en (2,42)}$$

$$X_1(t) = C_2 - X_2(t) - 10 \ln \left[1 - \frac{X_2(t)}{10} \right]$$

C_2	3	1	0	- 1	- 3
X_2	X_1	X_1	X_1	X_1	X_1
+3	3,57	1,57	0,57	+ 0,43	- 2,43
1	3,05	1,05	0,05	- 0,95	- 2,95
0	3	1	0	- 1	- 3
- 1	3,05	1,05	0,05	- 0,95	- 2,95
- 3	3,38	1,38	0,38	- 0,62	- 2,62

Y obtener el gráfico de la Fig. (2.3)

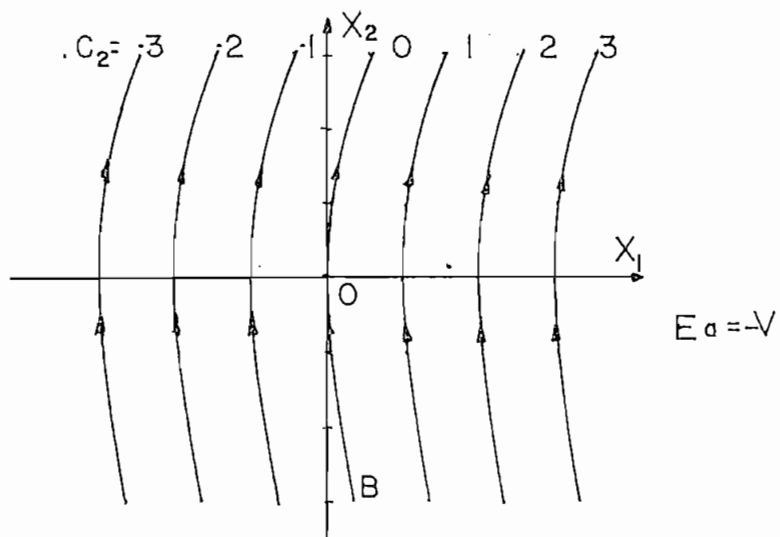


Fig. 2.3 Trayectorias de estado para $E_a = -V$

Ahora consideremos cada alternativa de control óptimo. De las figuras (2.2) y (2.3) vemos que los controles dados por la ecuación (2.36) corresponden a las siguientes situaciones:

1.- $Ea^*(t) = +V$ para $t \in [t_0, t^*]$, el estado inicial \bar{X}_0 debe estar sobre el segmento A0 de la Fig. (2,2)

2.- $Ea^*(t) = -V$ para $t \in [t_0, t^*]$, el estado inicial \bar{X}_0 debe estar sobre el segmento B0 De la Fig. (2,3)

3.- $Ea^*(t) = +V$ para $t \in [t_0, t_1]$ y $Ea^*(t) = -V$ para $t \in [t_1, t^*]$
Debido a que el control óptimo es $-V$ para $t \in [t_1, t^*]$, al tiempo t_1 el estado debe estar sobre B0. Este desplazamiento se realiza por el control $Ea^*(t) = +V$; por lo tanto la trayectoria óptima consiste de un segmento inicial semejante a los de la Fig. (2.2), seguido por una conmutación del control a $-V$ para alcanzar B0, y así llegar al origen sobre B0 con $Ea^* = -V$. A la trayectoria B0 se la denomina "Curva de conmutación". Ahora nos preguntamos, ¿Qué estados iniciales producirán trayectorias óptimas como las descritas?. Con referencia a la Fig. 2.2 podemos ver que solo las curvas con $C_2 > 0$ interceptarán B0. En resumen, sólo las trayectorias que se inician sobre B0 con $Ea^* = +V$ interceptarán B0. Por lo tanto concluimos que para estados iniciales que están sobre, tanto de A0 como de B0, el control óptimo será $Ea^* = +V$ hasta llegar a B0, y luego conmutar a $Ea^* = -V$, hasta llegar al origen.

4.- $Ea^*(t) = -V$ para $t \in [t_0, t_1]$ y $Ea^*(t) = +V$ para $t \in [t_1, t^*]$.

El mismo razonamiento de 3 nos lleva a la conclusión que para estados iniciales que estén bajo ~~A0~~ y B0; el control óptimo será $Ea^* = -V$ seguido de $Ea^* = +V$, y la conmutación ocurre cuando la trayectoria intercepta A0.

Por lo tanto vemos que A0 y B0 son los segmentos terminales de las trayectorias óptimas, al unirlos forman la curva de conmutación AOB, que podemos ver en la Fig. (2,4).

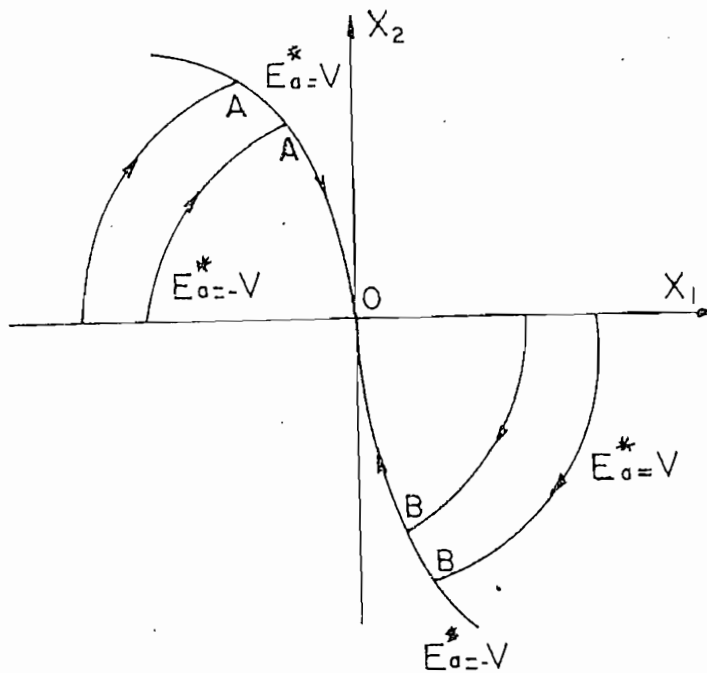


Fig. 2.4 Trayectorias con control óptimo.

Para hallar la ecuación de esta curva hacemos $C_1 = C_2 = 0$ en (2,41) y (2,42); y obtenemos:

$$X_1(t) = -T X_2(t) + KVT \ln \left[1 + \frac{X_2(t)}{KV} \right] \quad (2,43)$$

$$X_1(t) = -T X_2(t) - KVT \ln \left[1 - \frac{X_2(t)}{KV} \right] \quad (2,44)$$

Y podemos unificar las dos ecuaciones con:

$$X_1(t) = -T X_2(t) + (Sg X_2(t)) KVT \ln \left[1 + \frac{|X_2(t)|}{KV} \right] \quad (2,45)$$

Y para expresar la ley de control óptimo en una forma conveniente definimos la "función de conmutación" $S(X(t))$ obtenida de (2,45) como:

$$S(\bar{X}(t)) = X_1(t) + T X_2(t) - (Sg X_2(t)) KVT \ln \left[1 + \frac{X_2(t)}{KV} \right] \quad (2,46)$$

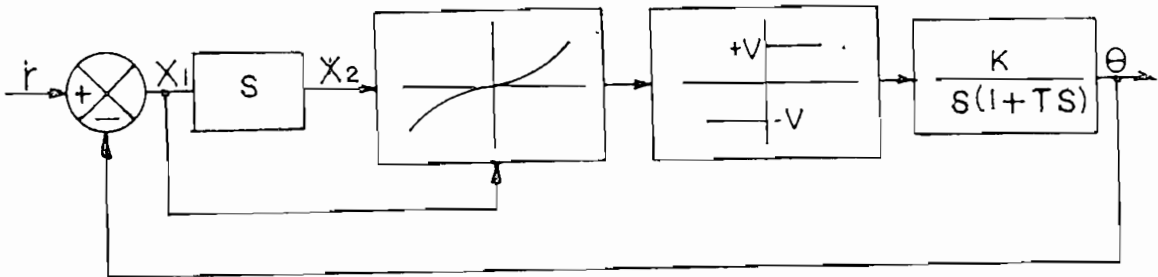
Nótese que:

- $S(\bar{X}(t)) > 0$ Implica que $X(t)$ está sobre la curva de conmutación AOB.
- $S(\bar{X}(t)) < 0$ Implica que $X(t)$ está bajo la curva de conmutación AOB.
- $S(\bar{X}(t)) = 0$ Implica que $X(t)$ está en la curva de conmutación AOB.

En términos de la función de conmutación la ley de control óptimo es:

$$(2.47) \quad E_{a^*}(t) = \begin{cases} +V & \text{si } \bar{X}(t) \text{ tal que } S(\bar{X}(t)) > 0 \\ -V & \text{si } \bar{X}(t) \text{ tal que } S(\bar{X}(t)) < 0 \\ +V & \text{si } \bar{X}(t) \text{ tal que } S(\bar{X}(t)) = 0 \text{ y } X_2(t) > 0 \\ -V & \text{si } \bar{X}(t) \text{ tal que } S(\bar{X}(t)) = 0 \text{ y } X_2(t) < 0 \\ 0 & \text{si } \bar{X}(t) = 0 \end{cases}$$

La interpretación de las deducciones anteriores, nos llevan a concluir que debemos implementar la ley de control óptimo mediante el sistema realimentado de la Fig. (2.5)



$$\begin{aligned} X_1 &= e = r - \theta & r &= \text{cte} \\ X_2 &= \dot{X}_1 = -\dot{\theta} \end{aligned}$$

Fig. 2.5 Interpretación de la ley de control óptimo

Esta deducción como podemos ver, nos dá como resultado el algoritmo en función de $X_1(t) = r - \theta(t)$ y $X_2(t) = -\dot{\theta}(t)$, que son la posición y la velocidad del eje del motor respectivamente, pero para la implementación física debemos introducir algunas modificaciones debido a que los sensores de posición y de velocidad tienen una disposición física determinada en los servomecanismos que utilizamos como base, además

de la reducción de velocidad a la que nos vemos obligados por la alta velocidad del motor.

Por estas razones el diagrama de bloques real a ser implementado es el de la Fig. (2,6)

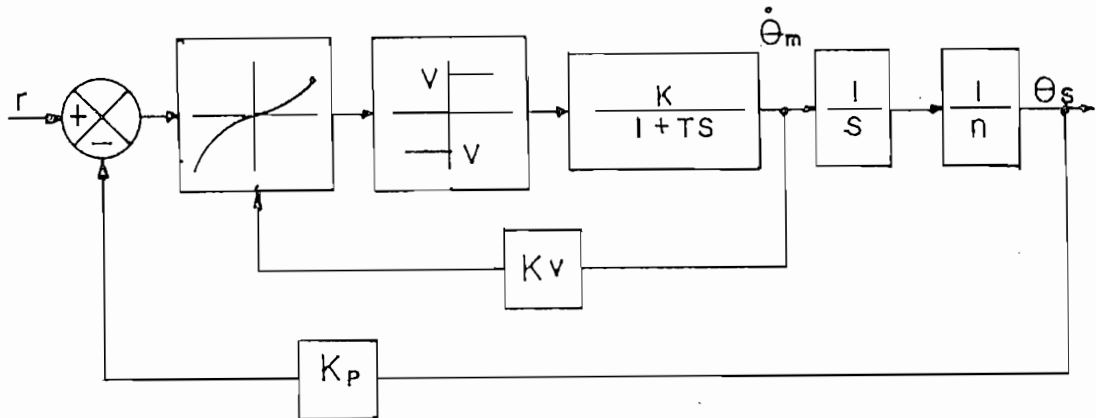


Fig. 2.6 Implementación real del sistema.

En el diagrama de bloques de la Fig. (2,6) se tiene:

r = señal de referencia en voltios

$\dot{\theta}_m$ = Velocidad angular del motor en (rad/seg).

θ_s = Posición angular del eje acoplado al del motor, luego de la reducción de velocidad, en rad.

n = número de veces en que se reduce la velocidad.

K_v = constante de realimentación de velocidad (constante del ta cómetro generador) en volt/(rad/seg)

K_p = Constante de realimentación de posición (constante potén - ciométrica/en volt/rad.

Para considerar estas constantes en el algoritmo de control los introducimos en la ecuación original del motor (2,26)

$$\frac{\dot{\theta}_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{1 + ST}$$

Si multiplicamos los dos lados de la ecuación por la constante de realimentación de velocidad (K_V);

$$\frac{K_V \dot{\theta}_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K K_V}{1 + ST} \quad (2,48)$$

$$\text{Si } e_v = K_p (r - \theta_s)$$

$$\text{y } \dot{e}_v = -K_V \dot{\theta}_m(s) = -K_V n \dot{\theta}_s(s) \quad (2,49)$$

Logramos expresar al error y su derivada en voltios para que sean señales que se puedan procesar en el circuito a implementarse, esto quiere decir que los reemplazos que se deben realizar en el algoritmo de control (2.46) son:

$$e_v(t) \quad \text{en lugar de } X_1(t)$$

$$K K_V \quad \text{en lugar de } K$$

$$\dot{e}_v = K_V \dot{\theta}_m \quad \text{en lugar de } X_2(t)$$

y obtenemos:

$$S(e_v(t)) = e_v(t) + T \dot{e}_v(t) - (\text{Sgn } \dot{e}_v(t) K K_V T V \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v|}{K K_V V} \right]) \quad (2,50)$$

Y es esta la expresión que físicamente vamos a implementar, hay que indicar que este algoritmo ya no está en función de θ_s y $\dot{\theta}_s$ sino en función de $K_p\theta_s$ y $K_v\dot{\theta}_m$, lo que representa un escalamiento del plano de fase, pero que no altera el objetivo perseguido.

C A P I T U L O I I I

DISEÑO DE LAS ETAPAS DEL SISTEMA

3.1 DISEÑO DEL COMPARADOR

Antes de iniciar el diseño debemos indicar que disponemos de una fuente para polarización de $\pm 12 V_{DC}$.

Según lo establecido en el Capítulo II, necesitamos el valor del error que lo definimos como:

$$e_v = K_p(r - \theta s) = K_p r - K_p \theta s$$

Para obtener esta expresión utilizamos un amplificador operacional funcionando en modo diferencial Fig.(3.1)

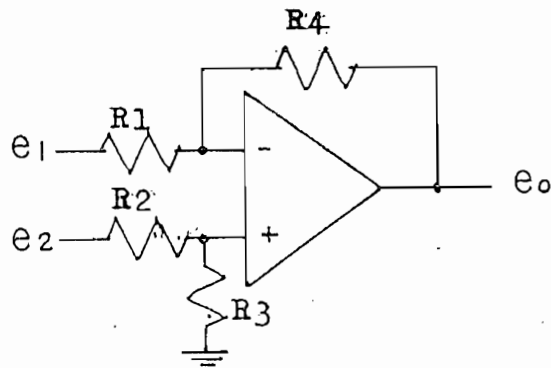


Fig. 3.1 Amplificador Operacional en modo diferencial

La función de transferencia de éste circuito es:

$$e_o = e_2 \frac{R_3}{R_1} \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} - e_1 \frac{R_4}{R_1} \quad (3.1)$$

Si en esta expresión hacemos $R_1 = R_2$ y $R_3 = R_4$

$$e_o = \frac{R_4}{R_1} (e_2 - e_1) \quad (3.2)$$

Si simplificamos más aún con $R_4 = R_1 = R$

$$e_o = e_2 - e_1$$

Comparando esta última ecuación con la expresión del error (e_v) vemos que si

$$e_2 = Kpr$$

$$e_1 = Kp\theta s$$

$$e_0 = e_v = Kpr - Kp\theta s$$

No siendo un valor crítico escogemos $R = 100K\Omega$, y el circuito nos queda de la siguiente forma. Fig. (3.2)

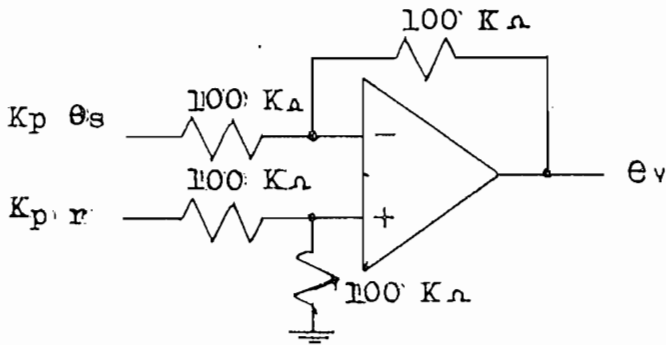


Fig. 3.2 Comparador

Solamente para fines demostrativos, añadimos otra entrada negativa en la configuración final. Fig. (3.3)

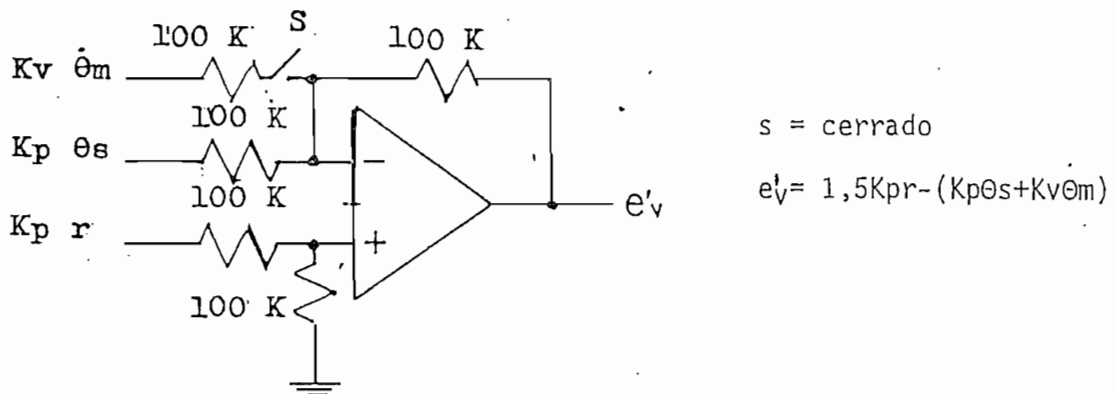


Fig. 3.3 Comparador modificado

Aunque para éste caso la función de transferencia varía ya que $e_v' = 1,5 K_{pr} - (K_{p0}s + K_{v0}m)$, esta variación en el comparador nos permitirá introducir una cierta compensación de velocidad que dará versatilidad al sistema.

Para el caso en que s esté abierto, tenemos la función de transferencia inicial $e_v = K_{pr} - K_{p0}s$.

3.2 IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL OPTIMO

En el capítulo II, establecemos que el algoritmo de control óptimo es:

$$S(e_v(t)) = e_v(t) + T \dot{e}_v(t) - (\text{Sgn } \dot{e}_v(t)) K K_V T V \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v|}{K K_V V} \right]$$

$$S(e_v(t)) = e_v(t) - T (-\dot{e}_v(t) + (\text{Sgn } \dot{e}_v(t)) V K K_V \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v|}{K K_V V} \right]) \quad (3.3)$$

En diagrama de bloques, la implementación del algoritmo es la de la Fig. (3.4)

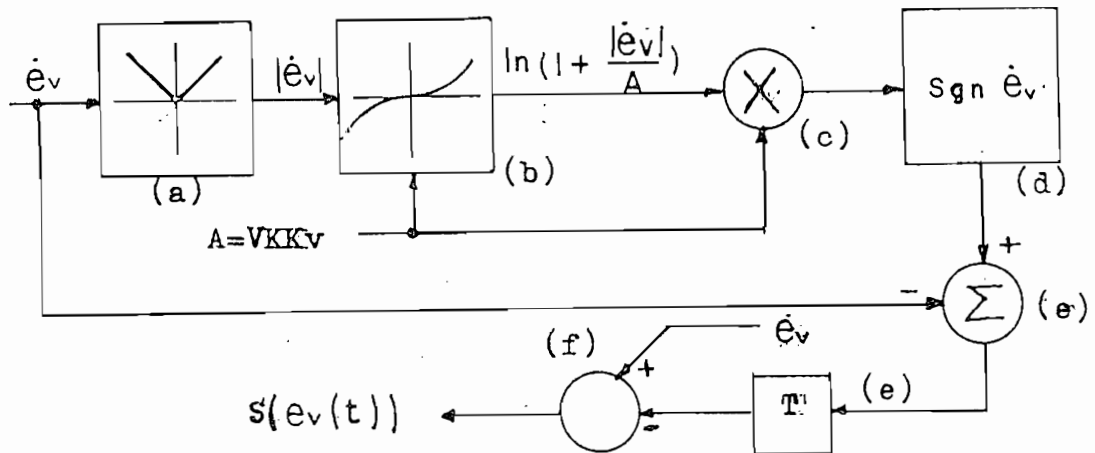


Fig. 3.4 Diagrama de bloques del Algoritmo de Control Optimo.

De acuerdo al diagrama general necesitamos los siguientes bloques:

- a. Generador de módulo
- b. Amplificador logarítmico
- c. Multiplicador
- d. Generador de la función signo
- e. Sumador, Amplificador de ganancia T
- f. Sumador

- a. Generador de módulo.- Este bloque es un rectificador de precisión a base de amplificadores operacionales Fig. (3.5)

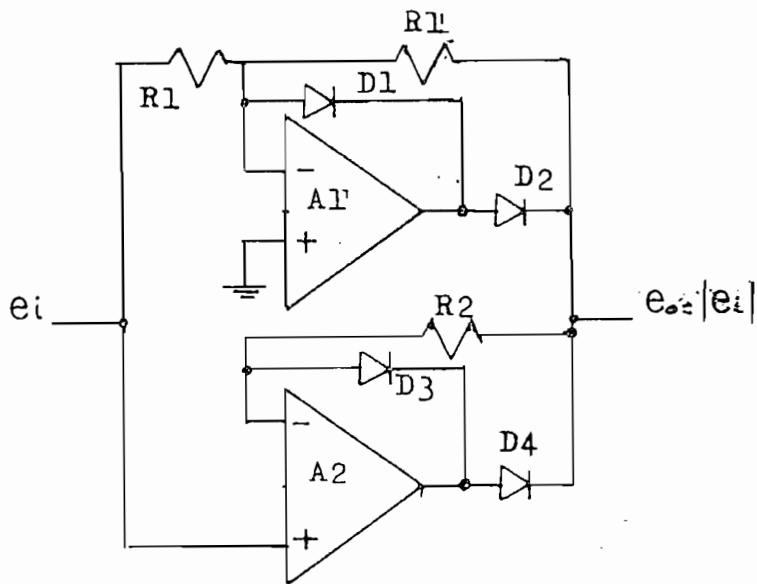


Fig. 3.5 Generador de módulo (ref. G1)

El circuito consiste de un inversor (A_1) y un seguidor de voltaje (A_2) conectados en paralelo, con diodos (D_2 y D_4) que seleccionan la salida positiva. Cuando la señal de entrada es positiva, la salida de A_1 se hace negativa y la salida de A_2 positiva, de tal forma que D_2 se polariza inversamente y D_4 directamente, conectando la salida de A_2 al terminal de salida, en éste estado no hay flujo de corriente por R_2 , ya que D_3 está polarizado inversamente por la salida positiva y esto hace que el voltaje de salida sea esencialmente igual al de entrada, en este modo la salida de A_1 está fijada por D_1 para prevenir la saturación y la demora en la conmutación debida a esta saturación.

Debido a que los diodos D_2 y D_4 están en el lazo de realimentación introducen sólo pequeños errores por la alta ganancia del amplificador. Para señales de entrada negativas, A_1 tiene un voltaje de salida positivo y está conectado a la salida del circuito siendo $e_o = -e_i$. En este caso, la salida de A_2 es fijada por D_3 para evitar la saturación.

Las resistencias R_1 deben ser de igual valor para garantizarnos una inversión precisa de la señal; el valor de R_2 es algo arbitrario y se escoge para tener un error bajo con la corriente de polarización (bias current) de A_2 en el un caso, y para presentar una carga moderada a A_1 en el otro caso.

Para nuestro caso elegimos:

$$R_1 = 20 \text{ K}\Omega \quad (\text{resistencias de precisión})$$

$$R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

- b. Amplificador Logarítmico .- Con el fin de una mejor comprensión del circuito utilizado, analicemos primero el

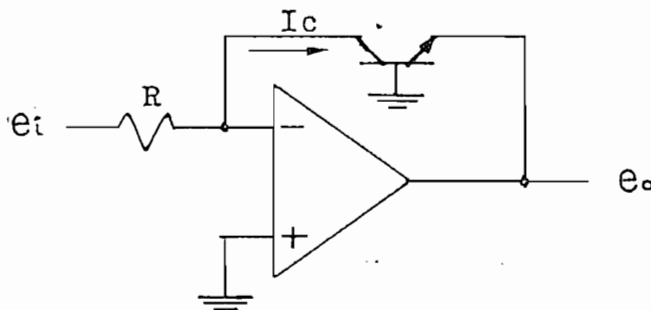


Fig. 3.6 Amplificador Logarítmico Básico

amplificador logarítmico básico.

De acuerdo a las ecuaciones de Ebers Moll, la corriente de colector para un transistor con el voltaje colector-base (V_{CB}) igual a cero es:

$$I_C = \alpha I_{ES} \left[e^{-\frac{q V_{EB}}{KT}} - 1 \right] \quad (3.4)$$

Donde:

V_{EB} = e_0 en la Fig. 3.6.

T = Temperatura absoluta.

K = Constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K).

q = Carga de electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ coul).

I_{ES} = Corriente de saturación inversa de la juntura, con el colector conectado a la base.

α = Ganancia directa del transistor con la base a tierra.

$\frac{KT}{q} \approx 25$ mV a 27°C.

En la expresión (3.4), $V_{EB} < 0$ y prácticamente en todo el rango de conducción se cumple que:

$$\left[e^{-\frac{q V_{EB}}{KT}} - 1 \right] \gg 1$$

entonces
$$I_c \approx \alpha I_{ES} e^{-\frac{qV_{EB}}{KT}} \quad (3.5)$$

despejando $V_{EB} = e_o$ tenemos

$$V_{EB} = e_o = -\frac{KT}{q} \ln \frac{I_c}{\alpha I_{ES}} \quad (3.6)$$

de la fig. (3.6) $I_c \approx \frac{e_i}{R}$, luego

$$e_o = -\frac{KT}{q} \ln \frac{e_i}{R} + \frac{KT}{q} \ln \alpha I_{ES} \quad (3.7)$$

Como podemos ver en (3.7) existe un factor de desplazamiento generado por I_{ES} , para cancelar este factor, usamos el circuito de la Fig. (3.7)

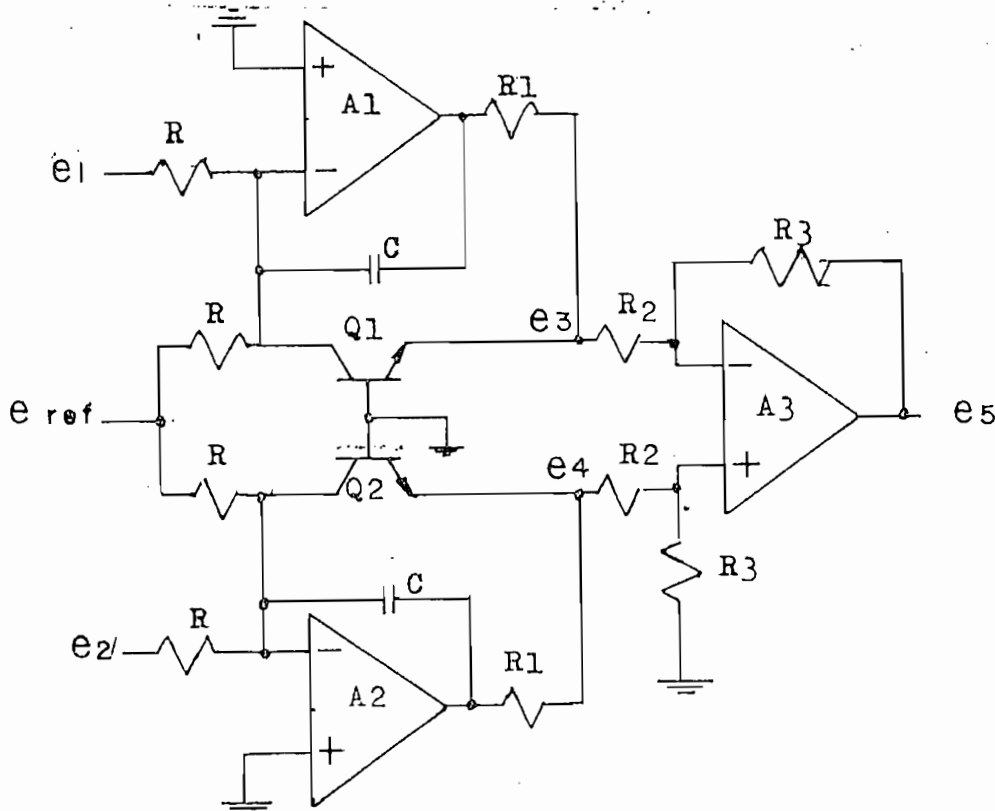


Fig. 3.7 Amplificador logarítmico utilizado. (Ref. M1).

En este circuito lo que se hace es tomar los logaritmos tanto de $(e_1 + e_{ref})$ como de $(e_2 + e_{ref})$, en forma independiente, y luego los restamos para eliminar los términos de I_{ES} que aparecen en cada logaritmo, ya que se supone que los transistores Q_1 y Q_2 son idénticos.

Se puede observar que cada etapa logarítmica posee una resistencia R_1 y un condensador C , estos elementos tienen la función de evitar la inestabilidad del circuito, según la referencia M1, los valores recomendados son $C = 80pF$ y $R_1 = 1K\Omega$

De acuerdo al razonamiento anterior, podemos demostrar fácilmente que el voltaje de salida es:

$$e_s = \frac{KT}{q} \frac{R_3}{R_2} \ln \left[\frac{e_1 + e_{ref}}{e_2 + e_{ref}} \right] \quad (3.8)$$

En esta fórmula podemos ver claramente que el voltaje e_{ref} , que es un voltaje constante, sirve para evitar primeramente una indeterminación cuando $e_1 = e_2 = 0$, y en segundo lugar el extraer $\ln(0)$ cuando $e_1 = 0$.

En este punto calcularemos el valor R , (que lo necesitaremos dentro de un poco, cuando hablemos de la temperatura), para lo cual no imponemos una corriente de entrada de 1 mA cuando $e_1 = e_2 = 10$ V. Seleccionamos estos valores de voltajes máximos de entrada debido a que las fuentes de polarización son de $\pm 12V$, y las entradas e_1 y e_2 las obtendremos de las salidas de otros operacionales.

De acuerdo a esto:

$$R = \frac{10V}{1mA} = 10K\Omega$$

Para nuestra aplicación tendremos $e_1 = |e_V|$, $e_{ref} = A$ y $e_2 = 0$. Fig. (3.4)

De la expresión de e_s

$$e_s = \frac{KT}{q} \frac{R_3}{R_2} \ln \left[\frac{e_1 + e_{ref}}{e_2 + e_{ref}} \right]$$

Podemos observar que la temperatura afecta el voltaje de salida.

En nuestro circuito tenemos dos compensaciones de temperatura; la primera se produce por efecto de R_2 , ya que vá al emisor de cada transistor, y puesto que hace que parte de la corriente de saturación inversa (I_{CO}) de colector que se genera por aumento de temperatura se desvíe a la base y por ésta a tierra.

La segunda compensación se produce debido a la propiedad de rechazo al modo común, que posee el amplificador operacional en modo diferencial cuyo efecto es no variar el voltaje de salida con señales comunes a las dos entradas.

Para nuestra aplicación el valor de la expresión $\frac{KT}{q} \frac{R_3}{R_2}$ debe ser

igual a 1 a la temperatura de funcionamiento de la juntura, la misma que según la referencia A_1 se calcula de la siguiente manera:

$$T_J = T_a + \Theta_T P_d \quad (3.9)$$

Donde:

T_J = Temperatura de juntura

T_a = Temperatura ambiente

Θ_T = Resistencia térmica

P_d = Potencia disipada

Con $T_a = 25^\circ\text{C}$ y $\Theta_T \approx 0,3 \frac{^\circ\text{C}}{\text{mw}}$ (Apéndice B). Calculamos la potencia disipada para el peor de los casos que se producirá cuando $e_{\text{ref}} = 10\text{V}$ y $e_1 = 10\text{V}$ entonces: $V_{\text{CE}} = 10\text{V}$; $I_C = 2 \text{ m A}$ $P_d = 20 \text{ m w}$; con lo que nos quedaría:

$$T_J = 25^\circ + 0,3 \cdot 20 = 31^\circ\text{C}$$

Escogemos por facilidad $R_2 = 1\text{K}\Omega$

Para que $\frac{KT}{q} \cdot \frac{R_3}{R_2} = 1$

Realizando los cálculos obtenemos $R_3 = 38,15 \text{ K}\Omega$

Este valor de R_3 no es muy preciso ya que hemos fijado la tempe-

ratura ambiente a $T_a = 25^\circ\text{C}$ y hemos supuesto el caso más extremo de funcionamiento, por lo tanto para poder mejorar la precisión del circuito, colocamos potenciómetros en lugar de las resistencias R_3 , con lo cual tendremos la facilidad de calibrar el amplificador logarítmico.

c. Multiplicador.- El circuito que utilizamos para el multiplicador es el de la Fig. (3.8).

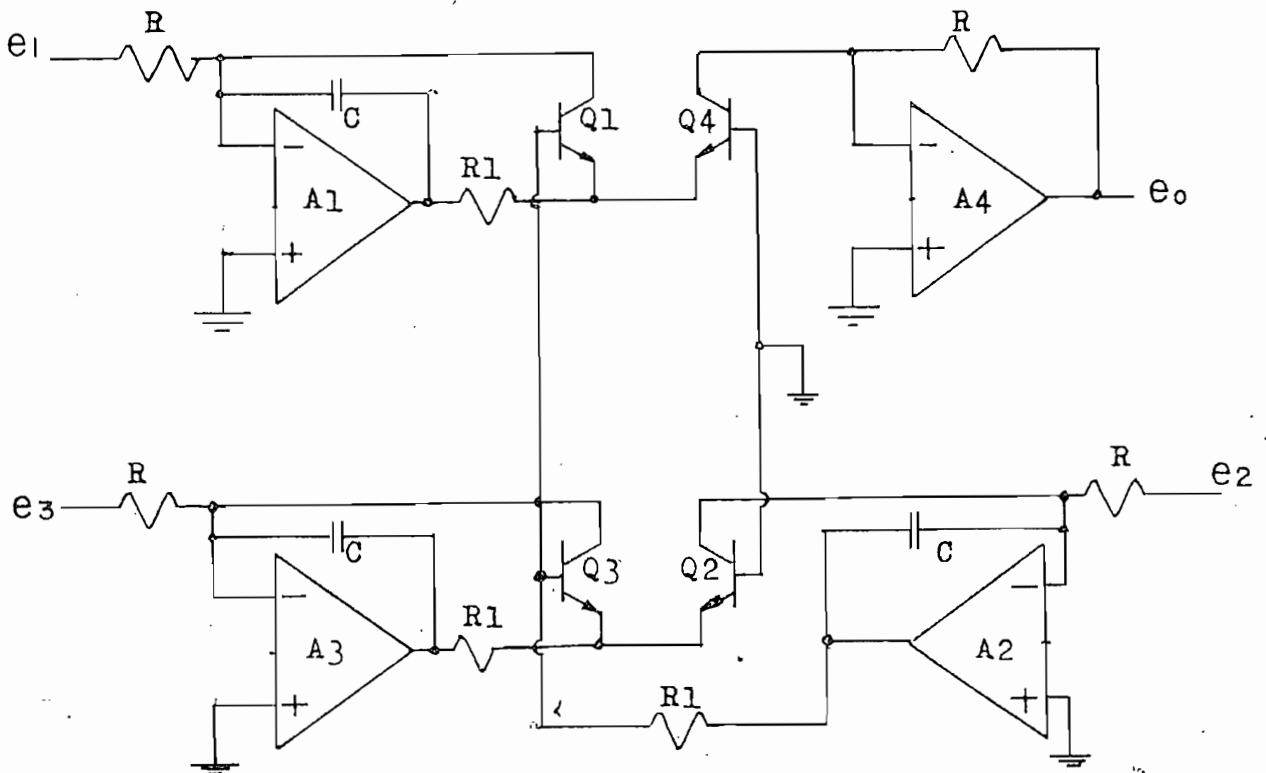


Fig. 3.8 Multiplicador

Este circuito realiza la multiplicación por el proceso de tomar los logaritmos de las señales, sumarlos y luego tomar el antilogaritmo de la suma. En este circuito los amplificadores A_1 , A_2 y A_3 forman los amplificadores logarítmicos con sus transistores asociados de acuerdo a la configuración básica del amplificador logarítmico de la Fig. (3.6)

El amplificador A_4 , junto con Q_4 forman el amplificador anti-logarítmico, y produce el voltaje de salida:

$$e_o = i_{C_4} R \quad (3.10)$$

$$i_{C_4} = \text{Corriente de colector de } Q_4$$
$$i_{C_4} = \alpha i_{e_4} = \alpha I_{ES} e^{-\frac{q V_{BE4}}{KT}} \quad (3.11)$$

Realizando la sumatoria de voltajes entre los cuatro transistores se obtiene que:

$$V_{BE4} = V_{BE1} + V_{BE2} - V_{BE3} \quad (3.12)$$

De acuerdo a la expresión (3.6) tenemos que:

$$V_{BE1} = \frac{KT}{q} \ln \frac{e_1}{R \alpha I_{ES}}$$

$$V_{BE2} = -\frac{KT}{q} \ln \frac{e_2}{R \alpha I_{ES}}$$

$$V_{BE3} = -\frac{KT}{q} \ln \frac{e_3}{R \alpha I_{ES}}$$

$$V_{BE2} = - \frac{KT}{q} \ln \frac{e_2}{R \alpha I_{ES}}$$

$$V_{BE3} = - \frac{KT}{q} \ln \frac{e_3}{R \alpha I_{ES}}$$

Reemplazando estos valores en (3.12)

$$V_{BE4} = - \frac{KT}{q} \left[\ln \frac{e_1}{R \alpha I_{ES}} + \ln \frac{e_2}{R \alpha I_{ES}} - \ln \frac{e_3}{R \alpha I_{ES}} \right]$$

Asumiendo que los transistores son idénticamente iguales

$$V_{BE4} = - \frac{KT}{q} \ln \left[\frac{e_1 e_2}{e_3 R \alpha I_{ES}} \right] \quad (3.13)$$

Reemplazando en la expresión (3.11)

$$i_{c4} = \alpha I_{ES} e^{\ln \left[\frac{e_1 e_2}{e_3 R \alpha I_{ES}} \right]} = \frac{e_1 e_2}{e_3 R}$$

De (3.10)

$$e_0 = \frac{e_1 e_2}{e_3} \quad (3.14)$$

El valor de R se escoge de tal forma que las corrientes sean bajas, y por lo tanto tener una impedancia de entrada alta; esto se consigue con $R = 100K\Omega$.

Para nuestro caso en (3.14)

$$e_3 = 1 \text{ volt}$$

$$e_2 = A \text{ volt}$$

$$e_1 = \ln \left[1 + \frac{1}{e^y} \right] \quad (\text{salida del Amplificador logarítmico})$$

Se hace patente (como en el amplificador logarítmico) que los transistores deben estar muy bien acoplados y ser exáctamente iguales, y los operacionales también deben poseer excelentes características.

Para el diseño tomamos por razones de estabilidad, (ref. G1) los siguientes valores:

$$C = 100 \text{ pF} \quad R_1 = 10\text{K}\Omega$$

El valor de R se escoge de tal forma que las corrientes sean bajas, y por lo tanto tener una impedancia de entrada alta; esto se consigue con $R = 100\text{K}\Omega$.

Para nuestro caso en (3.14)

$$e_3 = 1 \text{ volt}$$

$$e_2 = A \text{ volt}$$

$$e_1 = \ln \left[1 + \frac{|e_v|}{A} \right] \quad (\text{salida del Amplificador logarítmico})$$

$$\text{Por lo tanto} \quad e_0 = A \ln \left[1 + \frac{|e_v|}{A} \right]$$

Hay que indicar que este multiplicador solo admite entradas positivas, ya que la corriente de colector de los transistores son de un solo sentido. Esta condición no es limitante en nuestro caso, ya que nuestra finalidad es multiplicar solo señales positivas como lo demuestra la expresión anterior.

d. Generador de la función signo.- La función signo se define de la siguiente forma:

$$\operatorname{sgn} X = \begin{cases} 1 & \text{si } X > 0 \\ -1 & \text{si } X < 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

O lo que es lo mismo $\operatorname{sgn} X = \frac{X}{|X|}$

Para nuestro caso necesitamos realizar

$$e_1 = (\operatorname{sgn} \dot{e}_v(t)) \quad A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v|}{A} \right]$$

Quiere decir que:

$$e_1 = \begin{cases} A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v(t)|}{A} \right] & \text{si } \dot{e}_v > 0 \\ -A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v(t)|}{A} \right] & \text{si } \dot{e}_v < 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Ecuación que la obtendremos directamente para evitarnos la división $\frac{\dot{e}_v}{|\dot{e}_v|}$ que implicaría otro multiplicador; así, usamos el circuito de la Fig. (3.9).

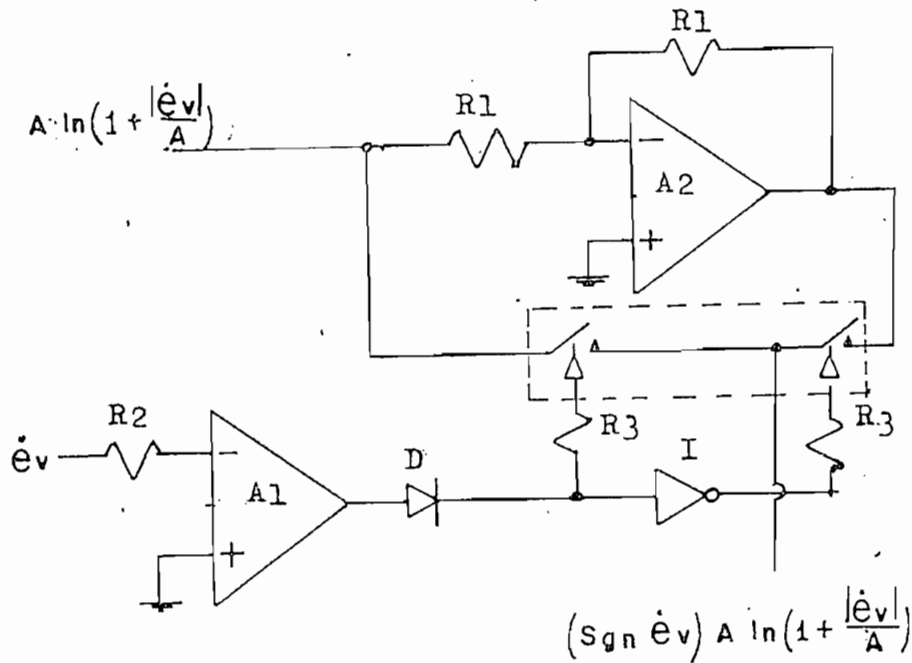


Fig. 3.9 Generador de la Función signo

Como podemos ver este circuito cumple con la expresión (3.16). El inversor A_2 debe ser muy preciso para tener una inversión exacta. Además, tanto A_1 como A_2 deben ser muy rápidos.

Elegimos $R_1 = 10K\Omega$ de precisión, y $R_2 = 33K\Omega$

En lo referente a los switches, son análogos, y su principal ca-

racterística es que deben estar en capacidad de aceptar señales negativas, y es por esto que elegimos el circuito integrado 13202, de la National Semiconductor, que posee esta propiedad. Este mismo circuito se usará en la sección de control del amplificador de potencia, y por razones que allí explicaremos, $R_3 = 330K\Omega$.

En cuanto al inversor, lo implementamos con una compuerta NAND de tecnología CMOS.

Es interesante que observemos que con los circuitos hasta aquí analizados, hemos implementado la expresión siguiente:

$$(\text{sgn } \dot{e}_V(t)) A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_V(t)|}{A} \right]$$

Luego de esto, debemos formar:

$$- T \left[- \dot{e}_V(t) + (\text{sgn } \dot{e}_V(t)) A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_V(t)|}{A} \right] \right]$$

- e. Sumador, amplificador de ganancia T.- Este bloque es bastante sencillo, ya que se lo consigue con un solo amplificador operacional. Fig. (3.10)

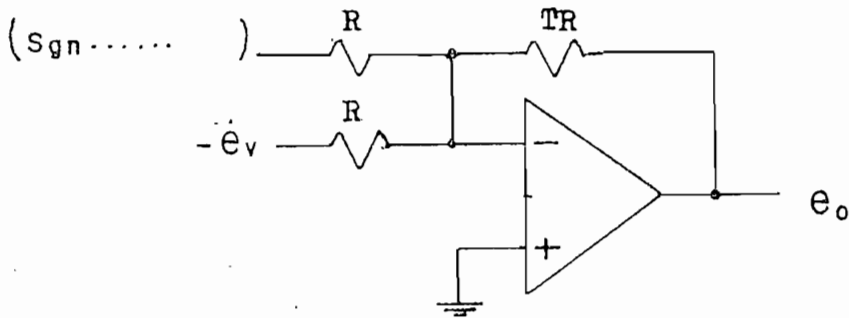


Fig. 3.10 Sumador amplificador de ganancia T

$$e_o = -T \left[-\dot{e}_v(t) + (\text{sgn } \dot{e}_v(t)) A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v(t)|}{A} \right] \right]$$

Escogemos $R = 100K\Omega$

La resistencia TR se debe seleccionar experimentalmente ya que T es la constante de tiempo del motor, y aunque de acuerdo a la referencia (E 1); $T = 0,09$, no podemos asegurar que éste sea un valor exacto, ya que: por un lado existen demasiados efectos que no se toman en cuenta como son rozamientos, fricción de Conlomb, y no linealidad en el momento de la conmutación, por otro, no todos los motores responden de igual manera. Además, también existe incertidumbre debido a los mismos elementos usados en el circuito.

f. Sumador.- Con el anterior bloque hemos llegado a obtener

$$- T \left[-\dot{e}_v(t) + (\text{sgn } \dot{e}_v(t)) A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v(t)|}{A} \right] \right]$$

Y de acuerdo a la función de conmutación (3.3)

$$S(e_v(t)) = e_v(t) - T \left[-\dot{e}_v(t) + (\text{sgn } \dot{e}_v(t)) A \ln \left[1 + \frac{|\dot{e}_v(t)|}{A} \right] \right]$$

Por lo tanto debemos diseñar un bloque sumador; el mismo que lo realizamos con el siguiente circuito Fig. (3.11)

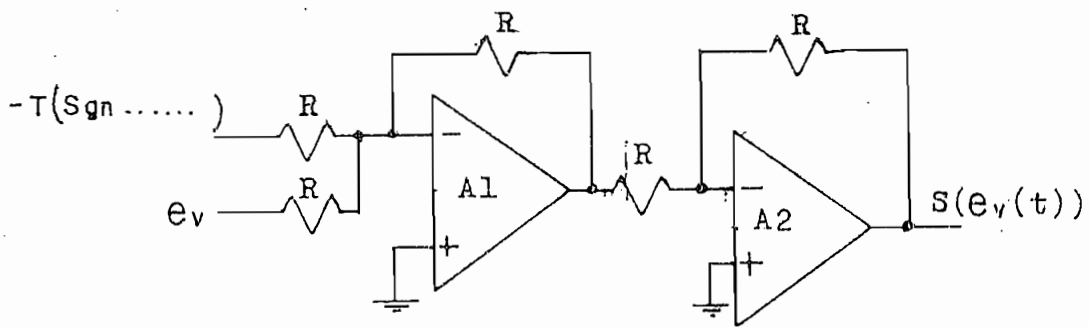


Fig. 3.11 Sumador

Escogemos $R = 100K\Omega$

Como podemos observar hemos obtenido el algoritmo de conmutación óptima.

Antes de terminar ésta sección debemos indicar que el valor constante definido como $A = VKK_v$ Fig.(3.4) , que depende de las constantes del motor se puede calcular en forma aproximada, pero su valor exacto se determinará en forma experimental.

Según la expresión (2.27)

$$K = \frac{K_T}{R_a B_{eq} + K_T K_e}$$

Y como definimos en el capítulo II:

K_T = Constante de torque del motor

K_e = Constante de f.c.e.m del motor

R_a = Resistencia de armadura del motor

$B_{eq} = B_m + \frac{B_s}{N^2}$ = Coeficiente de fricción equivalente

De acuerdo a la referencia (B1)

$$K_T = 0,0375 \frac{N.m}{A}$$

$$K_e = 0,0382 \frac{V.sg}{rad}$$

Asumiendo $B_{eq} \approx 0$

$$K = \frac{1}{K_e} = 26,178 \frac{1}{V.Sg}$$

Además, según justificamos en la siguiente sección referente al relé amplificador de potencia, la amplitud del voltaje de salida del mismo es:

$$V = \frac{25}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (3.17)$$

Se puede apreciar que esta expresión corresponde al valor medio de una onda sinusoidal rectificada de 25V pico. Fig. (3.12)

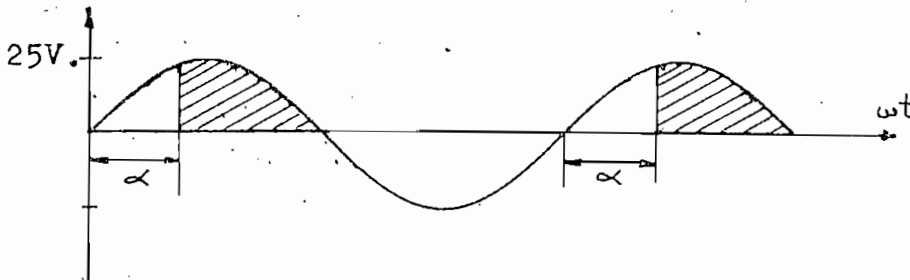


Fig. 3.12 Onda Sinusoidal Rectificada

Considerando que la expresión de V depende del valor α ; podemos escoger un ángulo α lo suficientemente pequeño, para que V tome un valor alto que nos puede servir como un límite máximo de voltaje de salida del relé. Escogemos un $\alpha \approx 50^\circ$ con lo que $V = 6,6$ V, que según veremos cuando diseñemos el amplificador de potencia, mueve al motor a una velocidad que nos permite realizar nuestro trabajo.

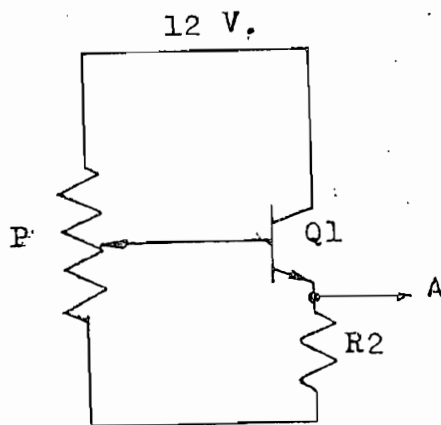
El valor de $K_V = 0,04 \frac{V}{\text{rad/sg}}$ se lo demostrará en la sección de constantes de realimentación; con lo que:

$$A = VKK_V = 6,6V. \quad 26,178 \frac{1}{V. g} \quad . \quad 0,04 \frac{V}{\text{rad/sg}} = 6,9 \text{ V}$$

Para generar este valor de A que no es más que un voltaje continuo utilizamos un seguidor de emisor, el mismo que tiene la ventaja -

de tener una baja impedancia de salida, lo cual es conveniente ya que el valor de voltaje que representa A, será alimentado, tanto al amplificador logarítmico como al multiplicador, por lo tanto, debe mantenerse lo más constante posible.

Debido a que este diseño es muy elemental, sólo pondremos los valores sin justificación Fig. (3.13).



P = 10KΩ

R2 = 2,2KΩ

Q1 transistor de propósito general ($\beta \approx 100$)

Fig. 3.13 Seguidor de voltaje para generar A

El potenciómetro P nos dá la facilidad de poder ajustar el valor de A.

Un circuito similar usaremos para el voltaje que representa a e_3 en el multiplicador de la Fig. (3.8) y que nos impondremos por conveniencia el valor de 1 volt. pues en ese caso (en la misma figura).

$$e_0 = \frac{e_1 \cdot e_2}{e_3} = \frac{e_1 \cdot e_2}{1} = e_1 \cdot e_2 = A \ln \left[1 + \frac{|e_v|}{A} \right]$$

3.3 AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Como ya demostramos en el capítulo II, necesitamos un relé amplificador de potencia con característica de transferencia y con límites $\pm V$ ilustrados en la Fig. (3.14)

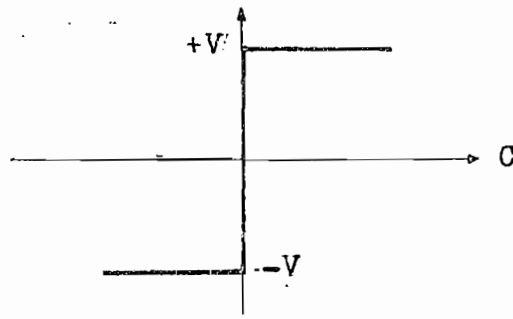


Fig. 3.14 Características de transferencia del amplificador de potencia.

Para nuestro caso disponemos de la red de C.A., por lo tanto de bemos construir un circuito, que en base a una señal de control deje pasar pulsos de un solo sentido (el motor a controlarse es D.C), Fig. (3.15)

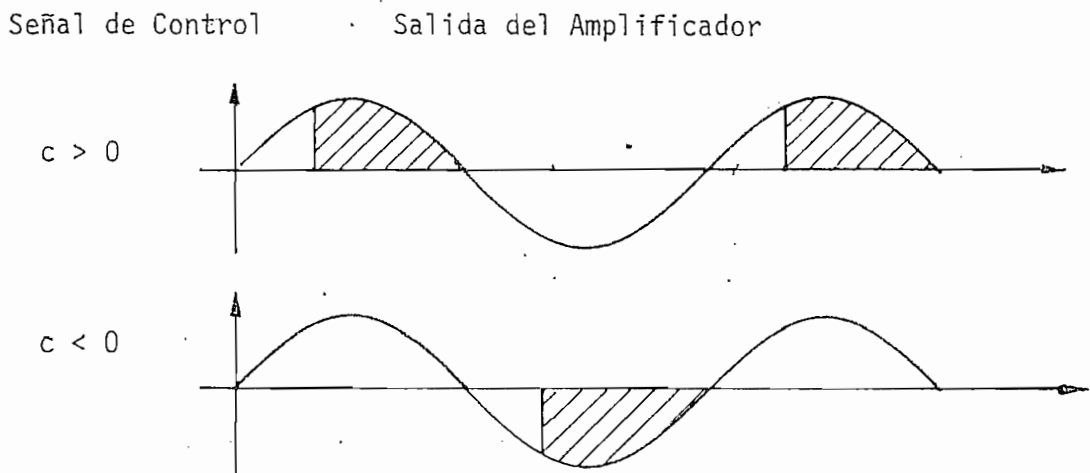


Fig. 3.15 Funcionamiento del Amplificador de Potencia.

Por la característica del motor, es obvio que el valor $|V|$ será el valor medio de la onda senoidal rectificada; sea para los semiciclos positivos (+V), como para los negativos (-V)

Para diseñar este amplificador, lo dividimos en dos partes que las llamaremos:

- a. Sección de Control, y
- b. Sección de Potencia

a. Sección de Control.- Indica que semiciclos deben "pasar" para lo cual nos valemos del circuito, cuyo diagrama de bloques es el de la Fig. (3.16) y su detalle el de la Fig. (3.18).

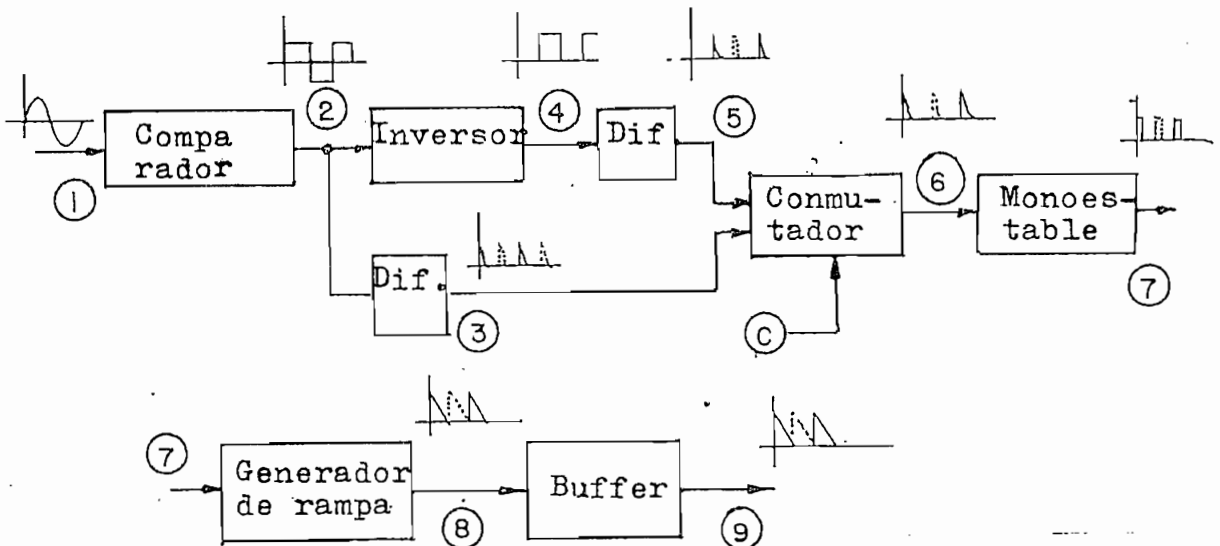


Fig. 3.16 Diagrama de bloques de la Sección de Control

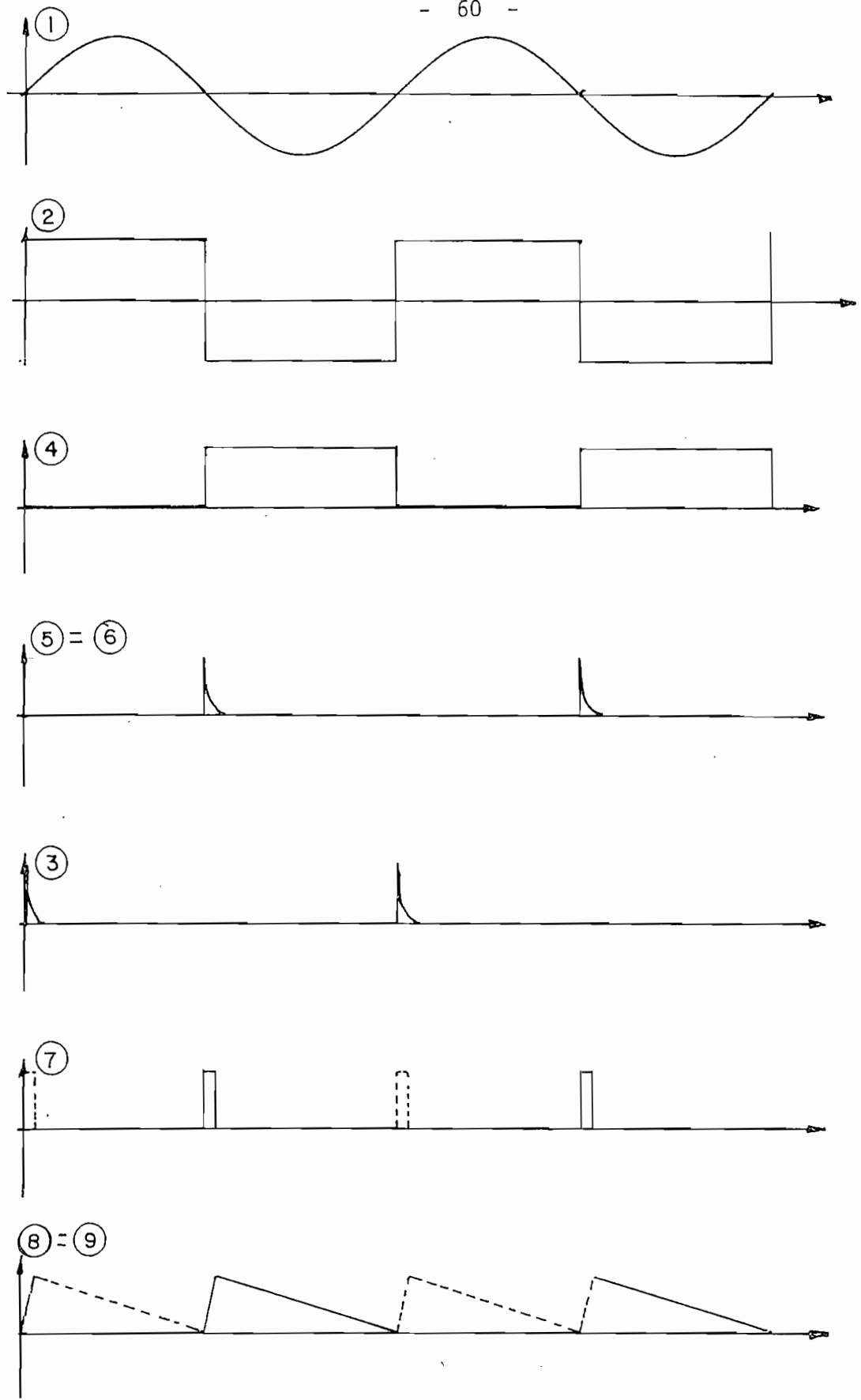


Fig. 3.17. Señales de tiempo de la sección de control

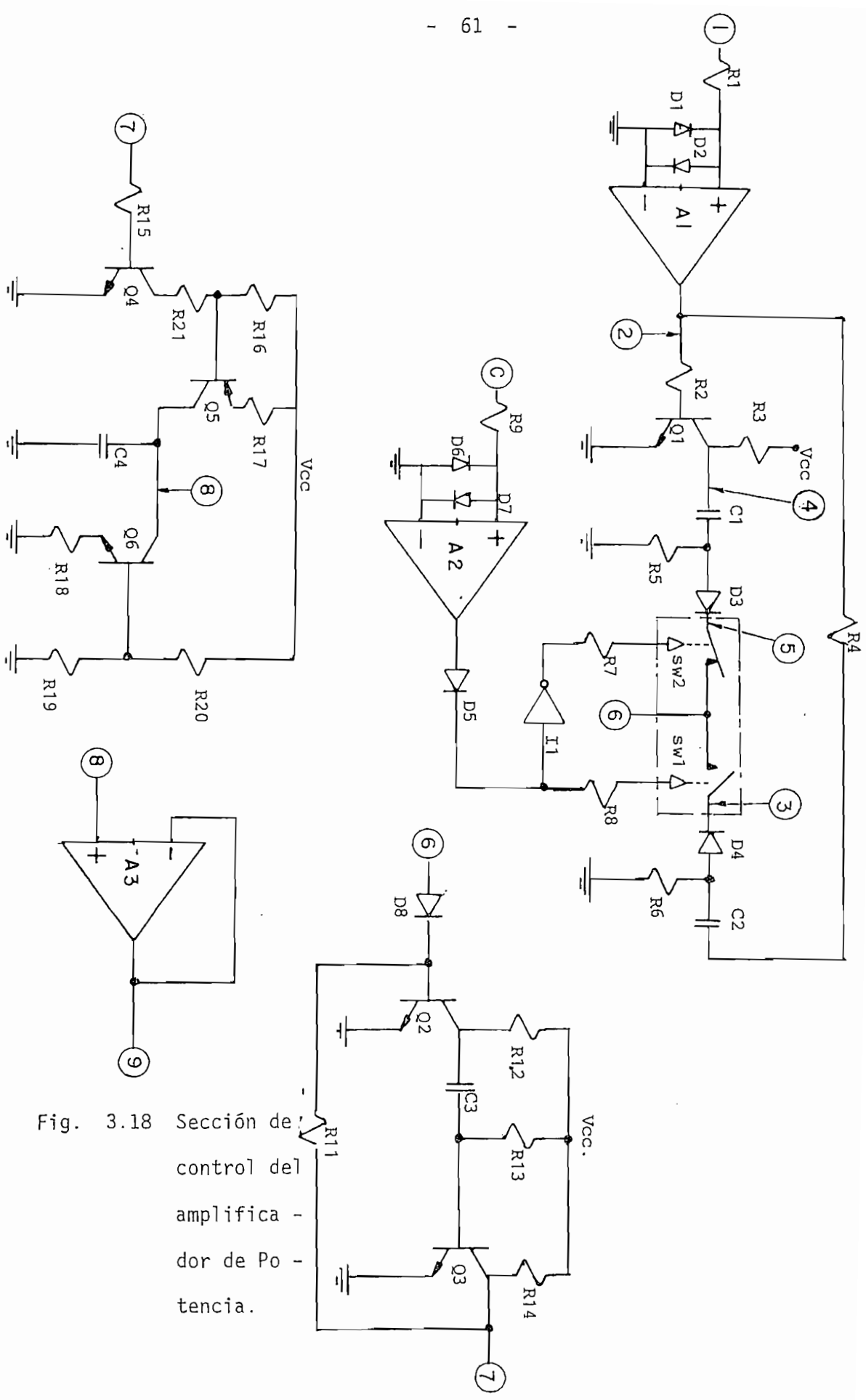


Fig. 3.18 Sección de control del amplificador de potencia.

Para una mayor comprensión del circuito se ha incluido un gráfico, Fig. (3.17), con las señales de tiempo que se producen en los principales puntos del mismo.

En las figuras (3.16), (3.17) y (3.18), hay correspondencia en los puntos numerados del 1 al 9.

Siendo los circuitos utilizados para: comparador, inversor, diferenciador, conmutador, monoestable y buffer de fácil comprensión, explicaremos solamente el generador de rampa, y el conmutador.

Cuando aparece un pulso en 7, y mientras dura el mismo, Q_4 , que hace las veces de un interruptor, está saturado, haciendo que la fuente de corriente formada por Q_5 , R_{16} y R_{17} cargue al condensador C_4 , el momento que desaparece el pulso de 7, Q_4 es un circuito abierto de tal forma que Q_5 deja de actuar y el condensador C_4 se descarga por la fuente conformada por Q_6 , R_{18} , R_{19} , R_{20} . Al producirse otro pulso en 7, se repite nuevamente todo el proceso.

Tanto la carga como la descarga del condensador son lineales ya que se lo hace con fuentes de corriente. Debido a que la carga del condensador debe ser muy rápida, y la descarga muy lenta respecto a la carga, la fuente de Q_5 debe proveer de una corriente mucho mayor que la de Q_6 . Se puede ver también que la fuente que descarga el condensador - siempre está funcionando por lo tanto no toda la corriente que provee Q_5 vá al condensador, sino que una mínima fracción se vá por Q_6 .

En cuanto al conmutador, en funcionamiento es básicamente como sigue: la señal c , que entra al comparador A_2 , actúa a manera de control, ya que si $c > 0$, se activa $sw1$, dejando pasar los pulsos de 3 al multivibrador, de tal forma que los semiciclos de la onda diente de sierra se producen en los semiciclos positivos de la señal A.C; con $c < 0$, se activa $sw2$ (en la fig.(3.17) se ha asumido esta condición) y pasan los pulsos de 5 hacia el multivibrador; produciendo la señal diente de sierra en los semiciclos negativos de la onda A.C.

Luego de que hemos explicado el funcionamiento de la sección de control procedemos al diseño de la misma:

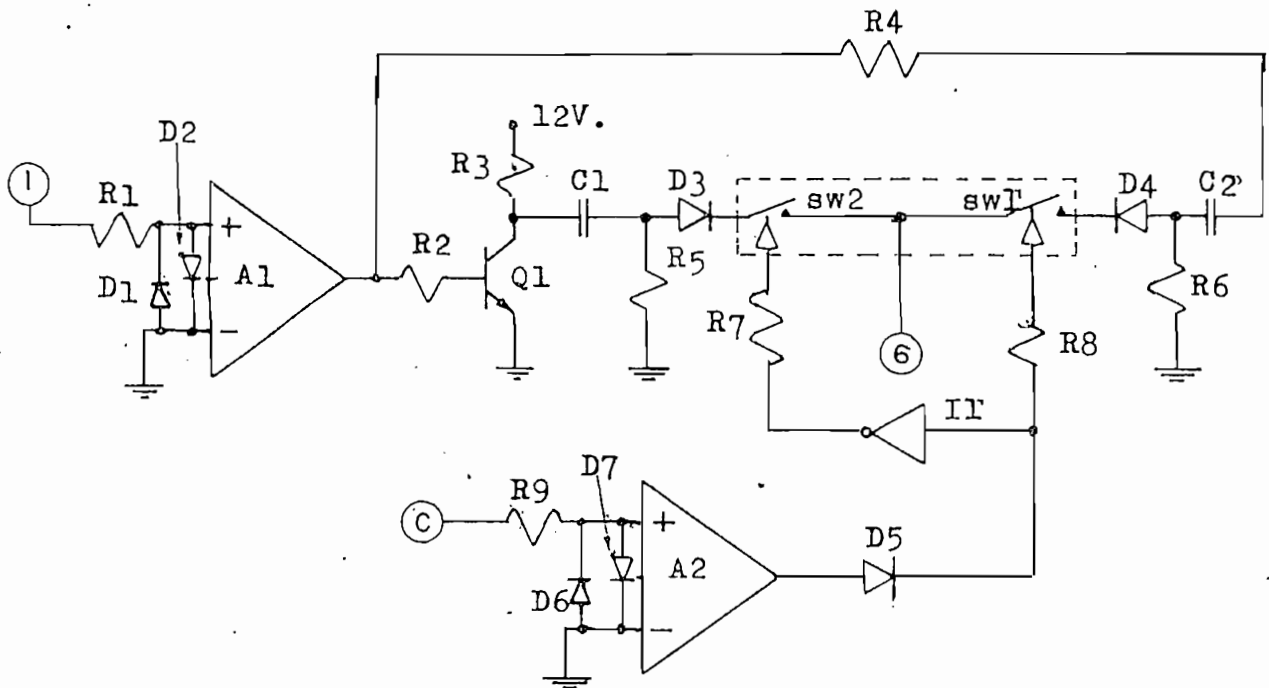


Fig. 3.19 Esquema del comparador, inversor, diferenciadores y conmutador de la sección de control

En la entrada 1 del A_1 , se introduce la señal de A.C. de sincronismo, por lo tanto para no cargar la fuente de A.C. (que es la misma que alimenta al motor) fijamos $R_1 = 100\text{ K}\Omega$.

La función de R_9 es similar pero como c proviene de otro operacional; $R_9 = 10\text{ K}\Omega$.

El transistor Q_1 debe funcionar como inversor de onda cuadrada. Debido a que Q_1 es de propósito general escogemos: $R_2 = 100\text{ K}\Omega$ y $R_3 = 1\text{ K}\Omega$.

Cuando Q_1 entra en corte, el circuito equivalente para el diferenciador a la salida del mismo, es el de la fig. (3.20).

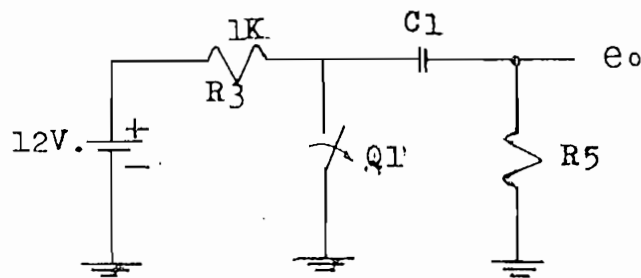


Fig. 3.20 Circuito equivalente del diferenciador con Q_1 en corte

$$e_o(t) = \frac{R_5}{R_5 + 1\text{ K}\Omega} \cdot 12 e^{-t/RC_1}$$

Escogemos $R_5 = 2,7K\Omega$

$$e_o(t) = 8,8 e^{-t/\tau}$$

$$\tau = C_1 (R_5 + 1K\Omega) = C_1 3,7K\Omega$$

Para escoger C_1 nos imponemos que en 0,1 msg el valor de e_o caiga bajo el 10% de su valor inicial, se entenderá mejor ésto, cuando diseñemos el monoestable.

$$\text{Con } C_1 = 0,01 \mu F ; \quad \tau = 3,7 \cdot 10^{-5} \text{ sg}$$

$$e_o(0,1 \text{ msg}) = 0,6 \text{ V}$$

$$\frac{0,6 \text{ V}}{8,8 \text{ V}} \cdot 100 = 7\% ; \text{ cumple con lo impuesto}$$

La resistencia R_4 nos sirve para limitar la corriente de salida del operacional A_1 , escogemos $R_4 = 1K\Omega$. Cuando la salida de A_1 tiene un cambio de -12V, a +12V, el circuito equivalente es el de la Fig. (3.21).

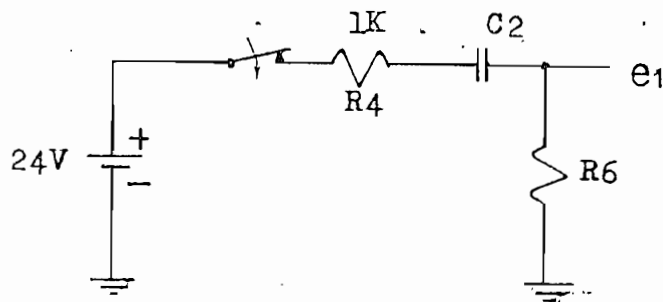


Fig. 3.21 Circuito equivalente para una transición positiva de A_1 .

$$e_1(t) = \frac{R_6}{R_6 + 1K\Omega} 24 e^{-t/\tau}$$

Si $R_6 = 470\Omega$

$$e_1(t) = 7,7 e^{-t/\tau}$$

No es muy crítico que $e_0 = e_1$, ya que los pulsos de los diferenciadores sólo sirven para disparar el multivibrador monoestable

Aquí también escogemos $C_2 = 0,01 \mu F$

$$\tau = C_2 (R_6 + 1K\Omega) = 1,47 \cdot 10^{-5} \text{ sg}$$

$$e_1(0,1 \text{ msg}) = 0,008V$$

En la práctica los pulsos de los diferenciadores no subirán hasta 8,8V y 7,7V; sino que serán más bajos, y en todo caso, ya anticipamos que su valor solo debe ser lo suficientemente alto para disparar el monoestable.

Los diodos D_3 y D_4 nos sirven para cortar los pulsos negativos que se presentarán debido a las transiciones negativas.

Los switches $sw1$ y $sw2$, que nos sirven para seleccionar los pulsos adecuados, son un par de switches análogos del circuito integrado 13202 de la National Semiconductor que contiene 4. Las señales de control se introducen por las resistencias R_7 y R_8 .

Para calcular R_7 y R_8 nos referimos a la información del fabricante que nos indica que la máxima corriente de la señal de control debe ser $100 \mu\text{A}$; por lo tanto, si el máximo valor de voltaje de salida del A_2 es $+12\text{V}$, un $R_7 = R_8 = 330 \text{K}\Omega$ aseguramos un buen margen de protección para los switches ya que la corriente de la señal de control sería:

$$I_C = \frac{12\text{V}}{330\text{K}\Omega} = 36 \mu\text{A}$$

El inversor I_1 lo implementamos con una compuerta NAND de tecnología CMOS.

Ahora procedemos a diseñar el monoestable, fig. (3.22), el período del pulso a la salida del monoestable es:

$$T = 0,69 R_{13} C_3 \quad (\text{Ref. } K_2)$$

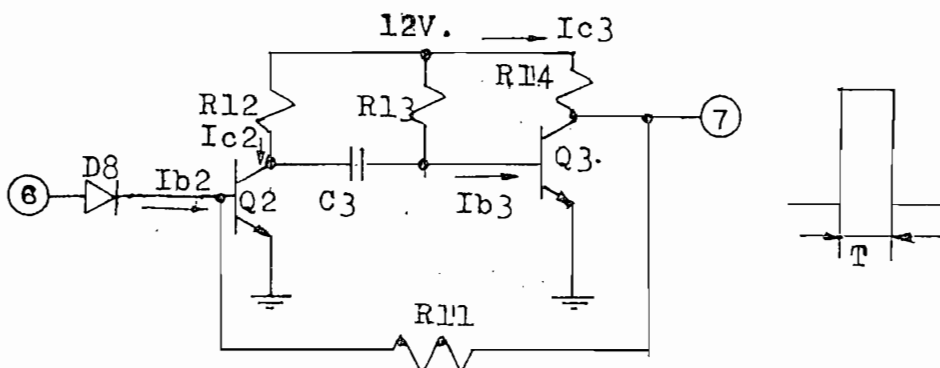


Fig. 3.22 Multivibrador Monoestable

El semiperíodo de la onda sinusoidal de entrada, es de 8,3 msg, para que el tiempo de subida de la onda diente de sierra sea despreciable escogemos $T = 0,1 \text{ msg}$.

$$\text{Con } C_3 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$R_{13} = \frac{T}{0,69 C_3} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{0,69 \cdot 10^{-7}} = 1,5\text{K}\Omega$$

$$i_{b3} = \frac{(12 - 0,6)\text{V}}{1,5\text{K}\Omega} = 7,6 \text{ mA}$$

Para asegurarnos que Q_3 se sature bien

$$i_{c3} \ll \beta_3 i_{b3}$$

Asumimos un $\beta_3 = 100$ (Q_3 es de propósito general)

$$\beta_3 i_{b3} = 100 \cdot 7,6 = 760 \text{ mA}$$

$$\text{Con } R_{14} = 4,7\text{K}\Omega \quad ; \quad i_{c3} = \frac{(12 - 0,2)\text{V}}{4,7\text{K}\Omega} = 2,51 \text{ mA}$$

Con lo cual cumplimos lo que nos hemos impuesto.

Si hacemos $Q_2 = Q_3$ podemos fijar $R_{12} = 4,7\text{K}\Omega$, aunque este valor es menos crítico ya que el transistor Q_2 se satura debido al pulso que entra a su base.

Para calcular R_{11} , escogemos el momento en que Q_3 está en corte

y Q_2 saturado, en este momento se debe cumplir que

$$i_{c_2} \ll \beta_2 i_{b_2}, \text{ sabemos que:}$$

$$i_{c_2} = \frac{(12 - 0,2)V}{4,7K\Omega} = 2,51 \text{ m A}$$

$$\beta_2 = 100 ; i_{b_2} = \frac{(12 - 0,6)V}{R_{14} + R_{11}}$$

$$\text{Si } R_{11} = 10K\Omega ; i_{b_2} = 0,78 \text{ m A}$$

Tenemos que $2,51 \ll 78 \text{ m A}$ y satisface la condición impuesta. Esta situación debe mantenerse durante el tiempo T.

Por último procedemos al diseño del generador de rampa, fig. (3.23).

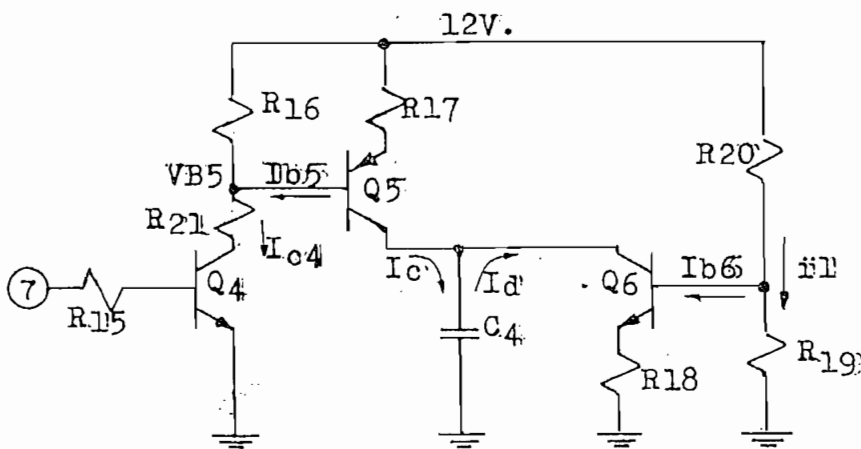


Fig. 3.23 Circuito que produce la onda diente de sierra.

Q_4 se debe saturar muy bien para que Q_5 se polarice y funcione como fuente de corriente, además $i_{b5} \ll i_{c14}$, para que el voltaje en la base Q_5 se fije por el divisor de tensión entre R_{16} y R_{21} .

Inicialmente calculamos las corrientes de carga y de descarga, para lo cual analizamos el período de la señal rampa; fig. (3.24).

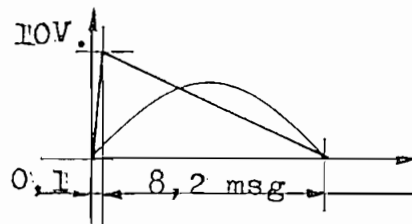


Fig. 3.24 Señal rampa

Usamos la siguiente notación:

i_c = corriente de carga

i_d = corriente de descarga

El voltaje en un condensador es:

$$V_c = \frac{1}{c} \int_0^t i(t) dt$$

Cuando $i(t) = \text{constante} = i$

$$V_c = \frac{it}{c}$$

Para la carga, $t = 0,1 \text{ msg}$ como habíamos explicado en el diseño del monoestable. Escogemos $V_c = 10V$ para estar dentro del rango de la fuente de polarización y con $C_4 = 0,1 \text{ uF}$, tenemos:

$$i_c = \frac{cV_c}{t} = \frac{10V \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}F}{10^{-4} \text{ sg}} = 10 \text{ m A}$$

Para la descarga $V_c = 10V$ $t = 8,2 \text{ msg}$ $C_4 = 0,1 \text{ uF}$

$$i_c = \frac{cV_c}{t} = \frac{10V \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}F}{8,2 \text{ msg}} = 0,12 \text{ m A}$$

Con $i_c = 10 \text{ m A}$ garantizamos que el condensador se cargue hasta $10V$ en $0,1 \text{ msg}$, es decir que debemos hacer en realidad $i_c > 10 \text{ m A}$, y escogemos $i_c = 15 \text{ m A}$, es ésta la corriente que nos debe proveer la fuente conformada por Q_5 .

$$\text{Asumiendo un } \beta_5 = 100, i_{b_5} = \frac{15 \text{ m A}}{100} = 0,15 \text{ m A}$$

Entonces para que $i_{c_4} \gg i_{b_5}$, $i_{c_4} = 5 \text{ m A}$; además cuando Q_4 se cierra, la resistencia R_{21} nos debe fijar su voltaje en la base de Q_5 lo suficientemente alto para que Q_5 conduzca con facilidad.

Nos fijamos $V_{B_5} = 10V$, despreciamos el voltaje colector-emisor del transistor Q_4 en saturación, que generalmente es bajo ($\approx 0,2V$).

$$R_{21} = \frac{10V}{5 \text{ m A}} = 2K\Omega \qquad R_{21} = 2,2K\Omega$$

$$\text{Si fijamos } V_{E6} = 1V, \quad R_{18} = \frac{1V}{0,12mA} = 8,3K\Omega$$

$$R_{18} = 8,2K\Omega$$

El voltaje en la base de Q_6 será $V_{B6} = 1V + 0,6V = 1,6V$

$$\text{Con } \beta_6 = 100 \quad i_{b6} = \frac{0,12 \text{ m A}}{100} = 0,0012 \text{ m A}$$

La corriente i_1 que circula por R_{19} , debe ser lo suficientemente mayor que i_{b6} para garantizarnos que el voltaje sobre la base del Q_6 (V_{B6}) sea fijado por el divisor de tensión entre R_{19} y R_{20} .

Escogemos $i_1 = 6 \text{ m A}$

$$R_{19} = \frac{V_{B6}}{i_1} = \frac{1,6V}{6 \text{ m A}} = 0,266K\Omega \quad ; \quad R_{19} = 220\Omega$$

$$R_{20} = \frac{12V - V_{B6}}{6 \text{ m A}} = 1,73K\Omega \quad ; \quad R_{20} = 1,5K\Omega$$

Aquí terminamos de diseñar la sección de control del amplificador.

- b. Sección de Potencia.- Con la sección de control conseguimos detectar cuales semiciclos deben "pasar" en base a una señal de comando, en ésta sección, necesitamos un circuito que cumpla dos funciones específicas: la primera, bloquear los semiciclos

que no queremos que pasen, y la segunda, controlar el tiempo que pasan los semiciclos seleccionados.

Para lograr las dos funciones que nos hemos impuesto utilizamos un triac con sus respectivo circuito de disparo, cumpliendo simultanea - mente las dos funciones.

La ventaja de utilizar un triac radica en que puede conducir en los dos sentidos, disparándose con un mismo tipo de pulsos en la compuerta.

Para poder realizar el control de disparo del triac, usamos el siguiente circuito, fig. (3.25)

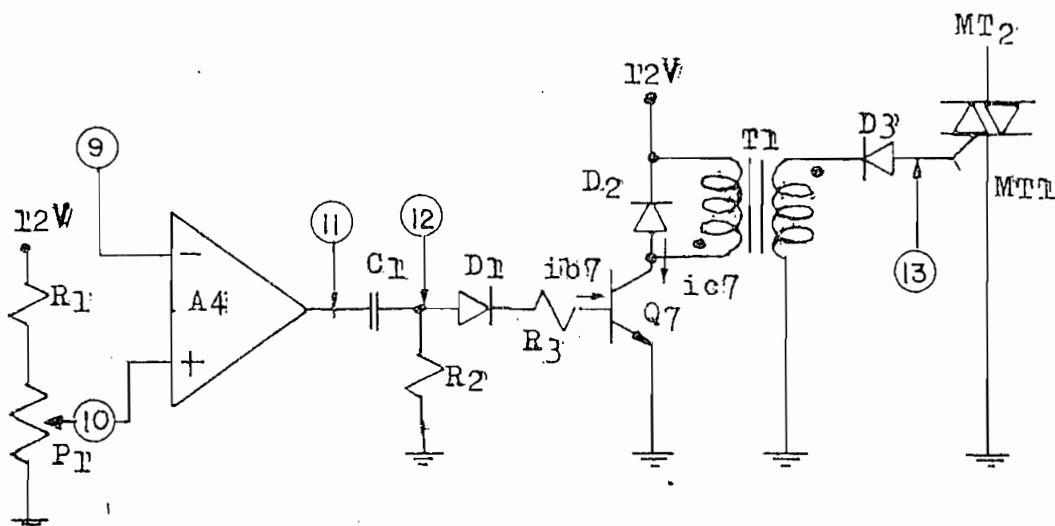


Fig. 3.25 Sección de potencia.

De igual manera que antes, para explicar este circuito de disparo nos valemos de los diagramas de tiempo. fig. (3.26)

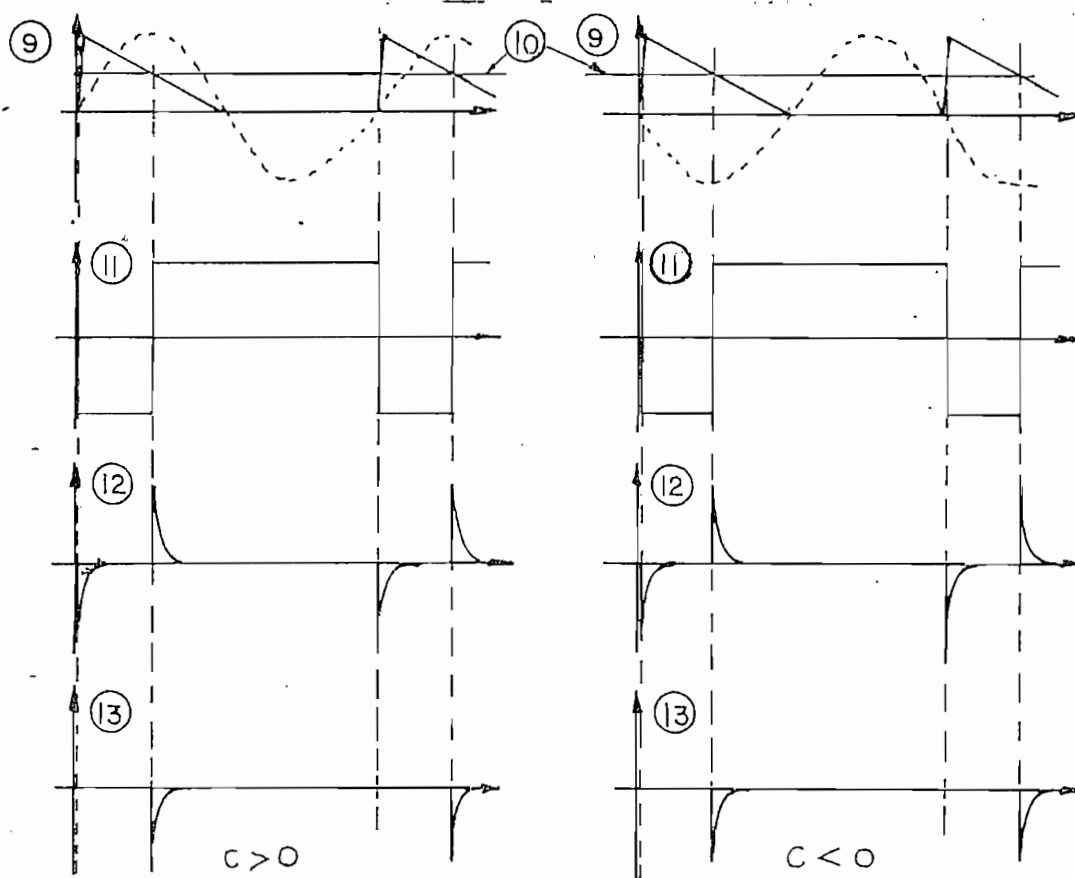


Fig. 3.26 Señales de tiempo de la sección de potencia de acuerdo a la señal c .

Como podemos ver en el diagrama de tiempo el A4 es un comparador con un nivel de referencia variable, luego de producirse la comparación (señal 11) pasamos por un diferenciador para tener la señal 12 y usamos los pulsos positivos para amplificarlos por medio del transistor Q_7 y del transformador de pulsos T_1 . Observamos que la polaridad del transformador es tal que en la compuerta del triac obtenemos pulsos ne-

gativos, realizamos ésto para lograr que el triac se dispare con las dos polaridades de sus terminales principales.

Luego de esta explicación procedemos al diseño, el comparador no requiere de mayor justificaci3n, lo único que debemos explicar es la presencia de la resistencia R_1 (fig. 3.25), la misma que nos sirve para que el nivel de voltaje usado como referencia para el comparador no supere el valor de 8,5V, valor que nos asegura que el ángulo de disparo α no tome valores muy pequeños, ya que nos produciría inestabilidad en el disparo del triac, para lograrlo realizamos el siguiente cálculo.

$$\frac{12V}{R_1 + P_1} = \frac{8,5V}{P_1}$$

Escogemos $P_1 = 10K\Omega$

$R_1 = 4,1K$; $R_1 = 4,7K\Omega$ (seleccionamos)

Ahora diseñamos el diferenciador que nos produce el pulso que luego será amplificado.

Como hicimos anteriormente, utilizamos un circuito equivalente fig. (3.27), para el momento de la transici3n positiva.

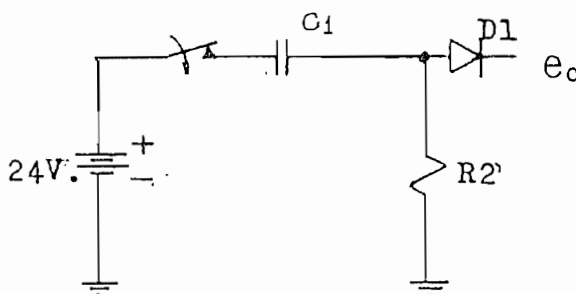


Fig. 3.27 Circuito equivalente del diferenciador

$$e_o(t) = 24 e^{-t/\tau}$$

Escogemos $C_1 = 0,01 \mu F$; y $\tau = 0,1 \text{ ms}$

Para que el transistor pueda responder adecuadamente.

$$\tau = C_1 R_2 \quad ; \quad R_2 = 10K\Omega$$

A la salida del diferenciador, sólo nos interesa los pulsos positivos, por lo que utilizamos el diodo D_1 , para eliminar los negativos.

Para el cálculo de R_3 asumimos dos cosas: la primera es que el transformador de pulsos T_1 no posee pérdidas, y la segunda es que el β del transistor cuando está saturado, es del orden de 10.

Respecto del transformador también debemos indicar que tiene una relación 1:1.

El triacutilizado es un TCG 3635, y los parámetros que más nos interesan son:

Corriente principal = 10 A

Voltaje directo repetido = 400V.

Corriente máxima de compuerta = 50 m A

Para la corriente de compuerta fijamos el valor de la corriente de la corriente de compuerta $I_g = 25 \text{ m A}$ que no garantiza el disparo

ro efectivo del triac.

Quiere decir que el momento en que Q_7 se satura debido al pulso que llega a su base, la corriente en su colector será de $i_{c7} = 25 \text{ m A}$.

$$i_{b7} = \frac{25 \text{ m A}}{10} = 2,5 \text{ m A}$$

El pulso que llega a la base de Q_7 , tendrá teóricamente una amplitud de 24V, pero en la práctica no llegará a este valor, supondremos que llega a 12V.

$$R_3 \approx \frac{12V}{2,5 \text{ m A}} = 4,8K\Omega$$

$$R_3 = 4,7 K\Omega \quad (\text{seleccionamos})$$

El diodo D_3 nos garantiza que solo lleguen pulsos negativos a la compuerta del triac.

El valor de $|V|$ que habíamos establecido al inicio de esta sección estaba dado por la ecuación (3.18) (fig. 3.28).

$$|V| = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V \max \text{ Sen } wt \, dwt = \frac{V \max}{2\pi} (\cos \alpha + 1) \quad (3.18)$$

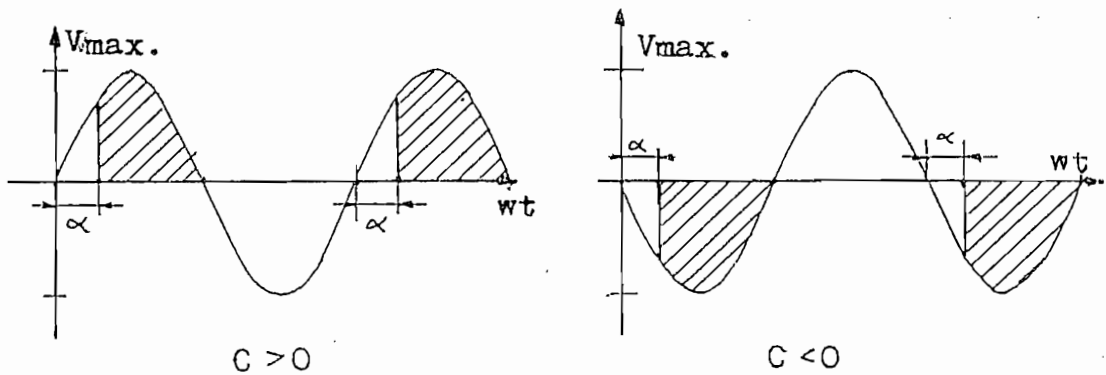


Fig. 3.28 Ondas de voltaje aplicadas a la armadura del motor

Para determinar el valor de V_{max} realizamos medidas con el siguiente circuito; fig. (3.29).

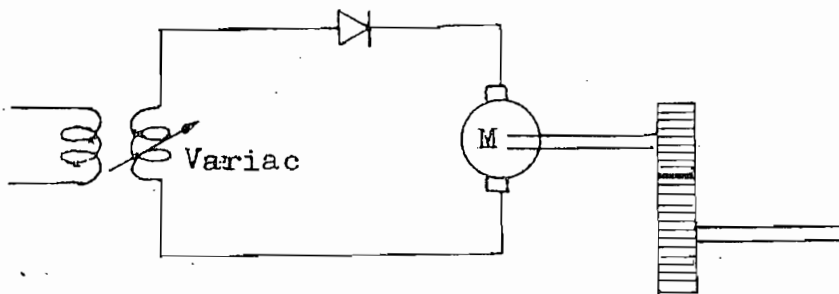


Fig. 3.29 Circuito para determinar V_{max} .

Y se observó que para V_{max} igual a 25 Volt ($\alpha = 0^\circ$) la velocidad de giro era alrededor de 2800 RPM, con $I_a = 0,8$ A en estado estacionario y $I_a = 2,5$ A en el arranque. Esta velocidad nos permite un rango considerable de control.

Ahora podemos reducir a un sólo bloque el diagrama del amplifi-

cador de potencia (fig. 3.30)

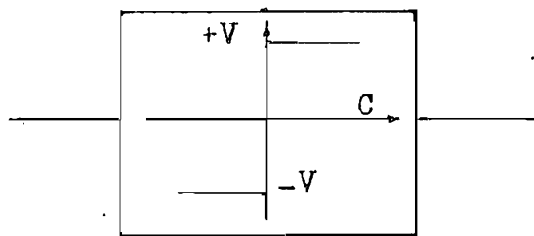


Fig. 3.30 Amplificador de potencia.

Hay que indicar que al variar el ángulo de disparo α por medio del potenciómetro P_1 de la fig. (3.25), estaremos variando el valor $|V|$ del relé, y por lo tanto la velocidad de giro del motor.

En este punto, analicemos la conveniencia de este tipo de relé, como podemos ver para $c = 0$, no está definido, el valor de la salida del amplificador de potencia, y de acuerdo a nuestro diseño, para $c = 0$ el amplificador estará oscilando entre $+V$ y $-V$, es decir el triac se disparará tanto en los semiciclos positivos como en los negativos, ésto hará que el motor trate de arrancar, pero como el cambio de polarización es practicamente instantáneo, el motor no podrá hacerlo, lo que producirá que tome una fuerte corriente, para evitar esta situación, que es un peligro para la fuente de A.C. e inconveniente para nuestros objetivos, nos vemos en la necesidad de introducir una pequeña modificación en el circuito de disparo del triac.

La modificación consiste en conectar la compuerta del triac al transformador de pulsos por medio de un relé, el mismo que se mantendrá cerrado en todo momento, excepto cuando la trayectoria en el plano de -

fase esté muy cercano al origen. Para el control de este relé usaremos las dos coordenadas del plano de fase (e_v , \dot{e}_v) y realizaremos la siguiente tabla de verdad.

e_v	\dot{e}_v	G	$G = 0$; relé abierto
0	0	0	$G = 1$; relé cerrado
0	1	1	
1	0	1	
1	1	1	

$$G = e_v + \dot{e}_v = \overline{\overline{e_v} \cdot \overline{\dot{e}_v}} \quad (3.19)$$

Esta expresión la implementamos con el siguiente circuito

fig. (3.31)

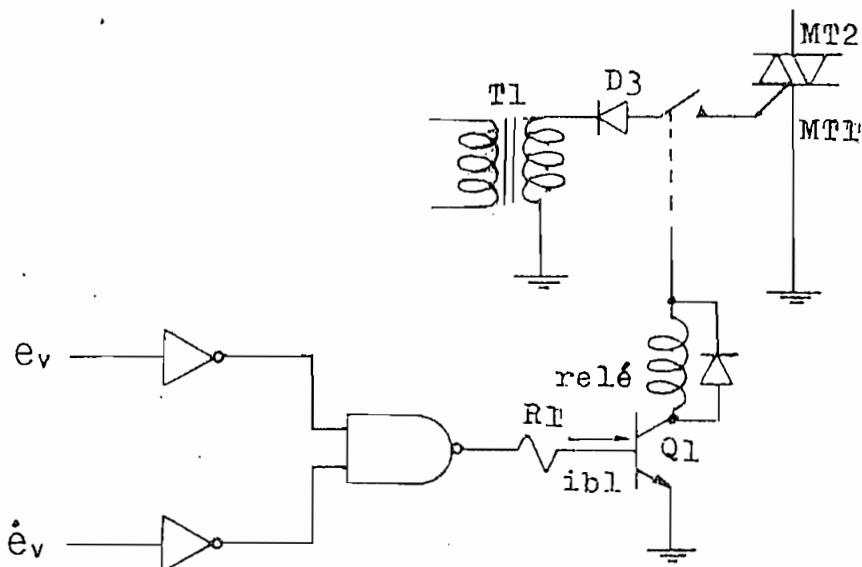


Fig. 3.31 Control del relé

En el relé que disponemos tiene una corriente de cerrado de 12 m A. Haremos el diseño para 18 m A; garantizando un cerrado rápido.

$$i_{b_1} = \frac{18 \text{ m A}}{150} = 0,12 \text{ m A}$$

La compuerta utilizada es CMOS, y su nivel en alto es 12 V.

$$R_1 = \frac{(12 - 0,6)V}{0,12 \text{ m A}} = 95K\Omega \quad ; \quad \text{escogemos } R = 82K\Omega$$

Los inversores también los haremos con compuertas NAND.

Ahora, debemos recordar que las señales e_v y \dot{e}_v son análogas, y que debemos tener niveles fijos de voltaje para que puedan excitar las compuertas. Para lograr esto utilizamos los circuitos de la fig. (3.32) y (3.33).

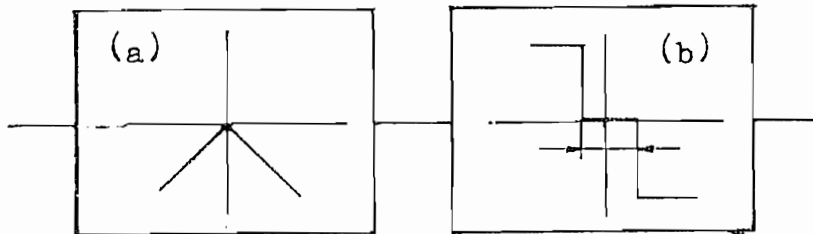


Fig. 3.32 Diagrama de bloques

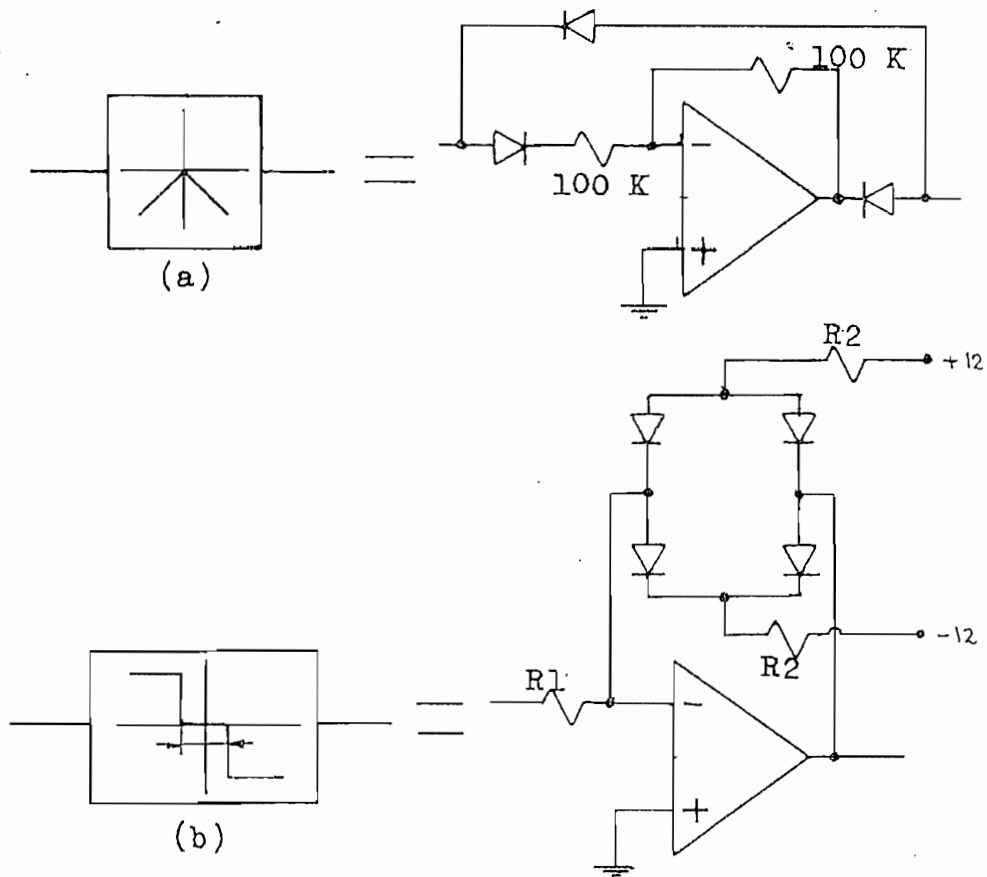


Fig. 3.33 a. Inversor de módulo
b. Comparador con zona muerta

El circuito (b) es un comparador que tiene una pequeña zona muerta debido al puente de diodos en la realimentación fig. (3.34)

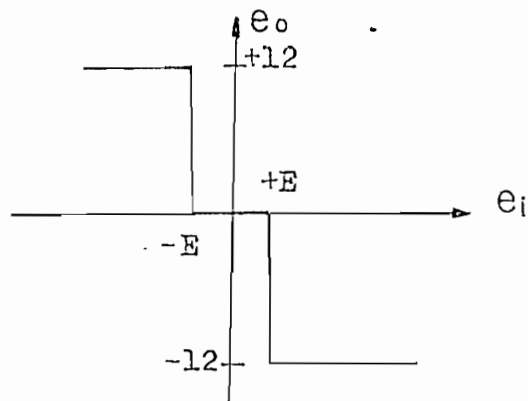


Fig. 3.34 Comparador con zona muerta

Los límites de la zona muerta se encuentran de (3.20)

$$-E \approx \frac{-12R_1}{R_2} \quad \text{y} \quad +E \approx \frac{12R_1}{R_2} \quad (3.20)$$

(ref w1)

Estas expresiones son sólo aproximadas y en consecuencia sirven para dar rangos de valores, los valores exáctos se obtienen experimentalmente.

Escogemos que $R_2 = 100K\Omega$ (protege las fuentes) y

$-E = -0,6V$ y $+E = 0,6V$; para que no nos afecte en el control.

Despejando de las expresiones de $-E$ y $+E$; $R_1 = 5K\Omega$ en forma experimental se determinó que $R_1 = 1K\Omega$

Esto quiere decir que nuestro plano de fase tendrá como origen un círculo de $0,6V$ de radio, que es bastante aceptable para los fines que perseguimos.

El circuito definitivo que controla el relé es el siguiente; fig. (3.35)

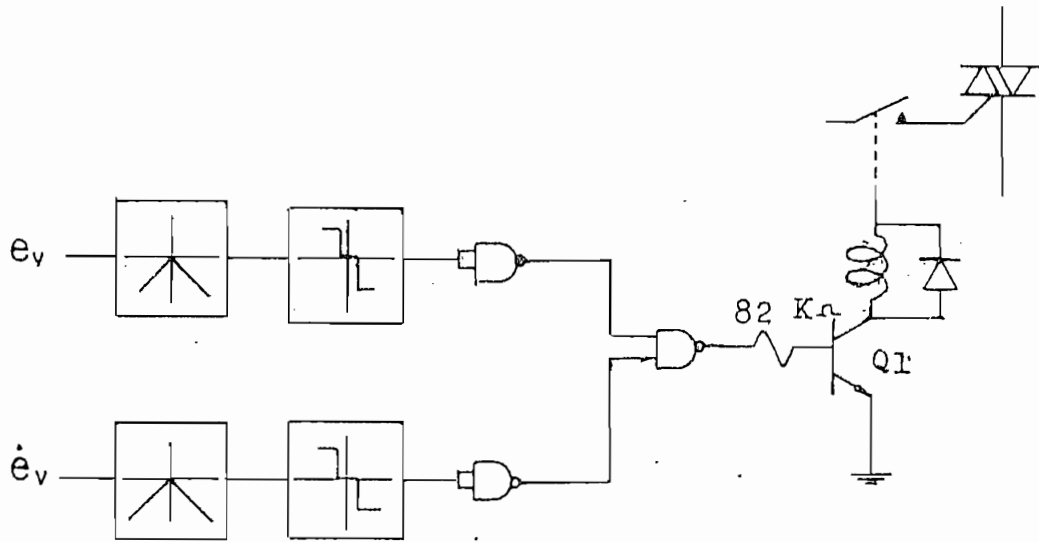


Fig. 3.35 Control del relé

3.4 DETERMINACION DE LAS CONSTANTES DE REALIMENTACION

Para el control del motor debemos tener medidas de su posición y de su velocidad.

Para medir la posición se dispone de un potenciómetro acoplado al eje, de $10K\Omega$. fig. (3.36)

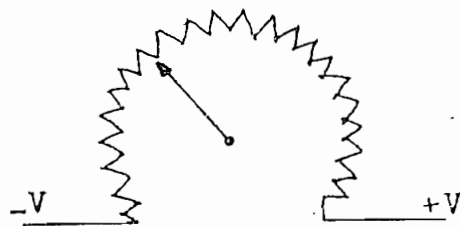
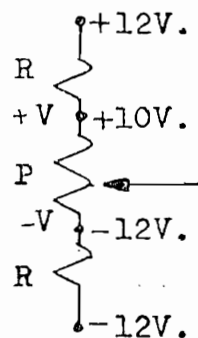


Fig. 3.26 Potenciómetro acoplado al eje del motor

Con $-V = -10V$ y $+V = +10V$; además, el potenciómetro tiene una zona muerta de 20°

$$K_p = \frac{20V}{340^\circ} = 0,0588 \text{ V/}^\circ$$

Como disponemos de fuentes de $\pm 12V$ por lo tanto para que $+V = 10V$ y $-V = -10V$, debemos usar resistencias auxiliares fig. 3.37



$$\frac{24}{P+2R} = \frac{2}{R}$$

$$R = 1K\Omega$$

Fig. 3.37 Divisor de tensión

En cuanto a la medida de velocidad se la hace con un tacómetro generador que viene montado sobre el mismo eje del motor y experimentalmente se determinó que la constante del tacómetro es

$$K_g = 0,025 \text{ V/RPM}$$

Hemos escogido para trabajar una velocidad de $\dot{\theta}_m \approx 2200 \text{ RPM}$ es to quiere decir que obtendríamos en los terminales del tacómetro, un voltaje $V_G = 55V$ que nos saturaría los amplificadores operacionales por lo tanto se toma el voltaje del generador a partir de un divisor de tensión, fig. 3.38.

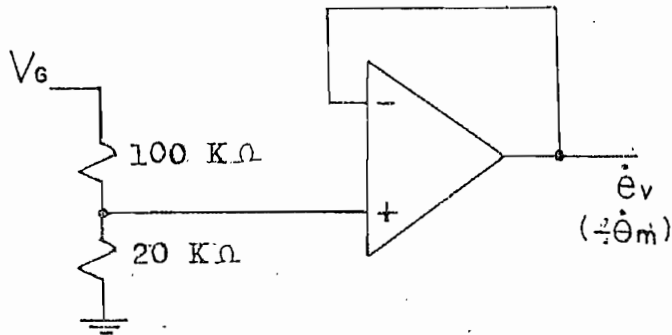


Fig. 3.38 Medida de la velocidad

Usamos el seguidor de emisor para no sobrecargar al tacómetro generador.

La verdadera constante de tacómetro será:

$$K_v = 0,167 \text{ Kg}$$

$$K_v = 0,167 \cdot 0,025 \frac{\text{V}}{\text{RPM}} = 0,0042 \frac{\text{V}}{\text{RPM}}$$

$$K_v = 0,04 \frac{\text{V}}{\text{rad/sg}}$$

Y ésta es la constante del algoritmo (3.3)

El signo de voltaje de tacómetro es de signo contrario al del aplicado al motor, lo que quiere decir que el tacómetro nos da un voltaje (\dot{e}_v) proporcional a $(-\dot{\theta}_m)$.

Para nuestro caso necesitamos un voltaje proporcional a $\dot{\theta}_m$ lo que nos obliga a tener que invertir la señal que obtenemos del tacómetro, usando el inversor de la fig. (3.39)

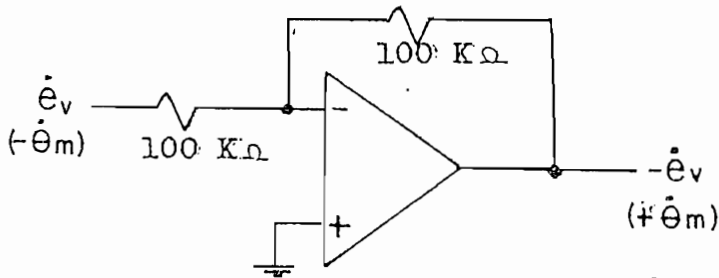


Fig. 3.39 Inversor

3.5 DIAGRAMA GENERAL

Antes de presentar el diagrama general debemos indicar dos cosas respecto del motor, primero, que es un motor de imán permanente, y segundo, que hemos supuesto un funcionamiento totalmente lineal en todo el rango de velocidad en el cual vamos a operar.

Para poder grafizar el plano de fase usaremos un osciloscopio de retención y un grafizador, y para evitar que las impedancias de estos instrumentos afecten al buen funcionamiento del sistema tomaremos las señales e_v y \dot{e}_v por medio de seguidores de voltaje fig.(3.40).

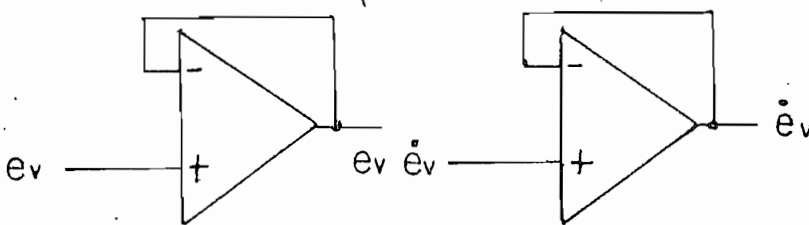
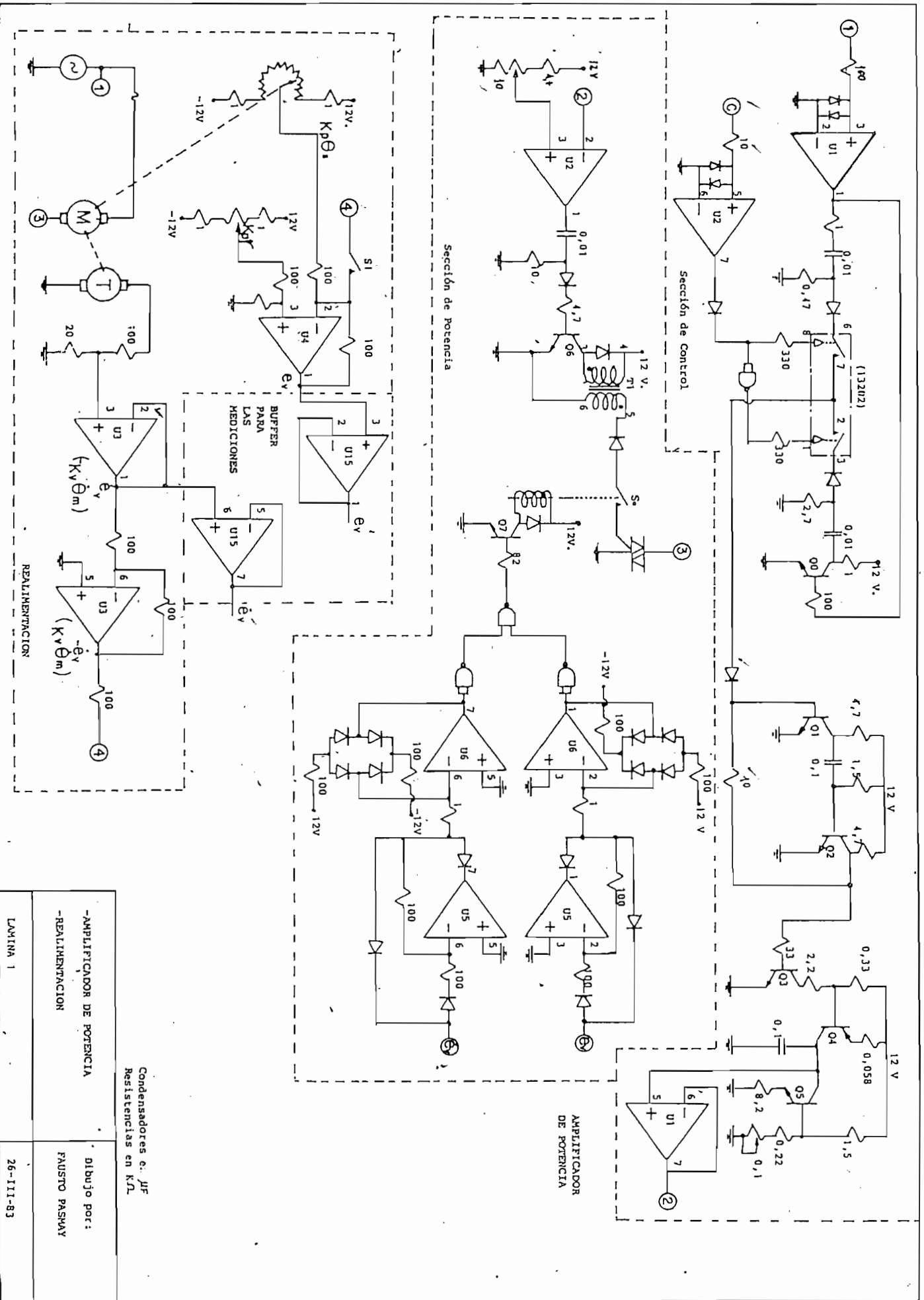


Fig. 3.40 Buffer para los instrumentos

En las siguientes dos laminas presentamos el diagrama general de todo el módulo.



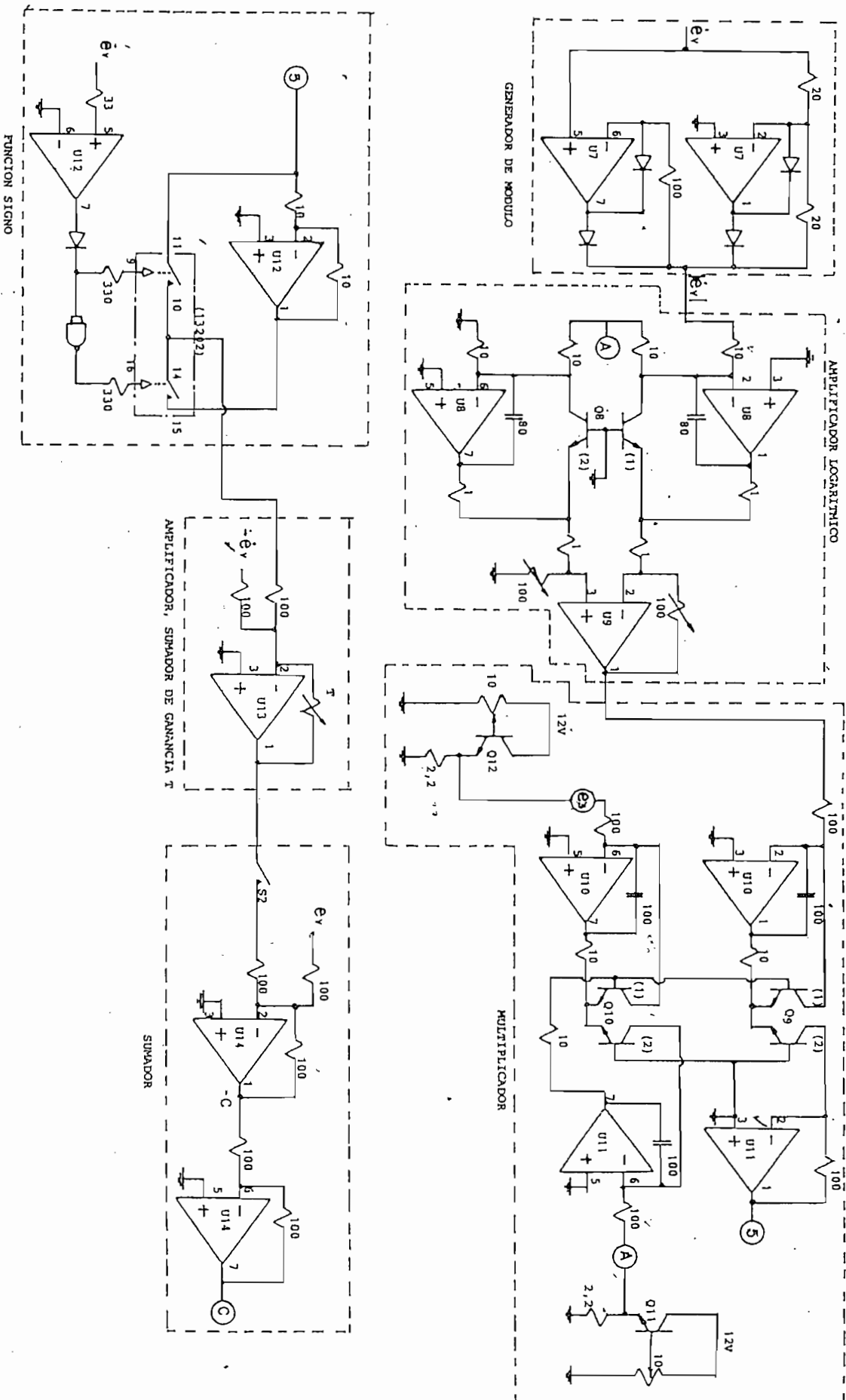
Sección de Potencia

Sección de Control

REALIMENTACION

Condensadores en μF
Resistencias en $K\Omega$

-AMPLIFICADOR DE POTENCIA	dibujo por:
-REALIMENTACION	FAUSTO PASWAY
LAMINA 1	26-111-83



Condensadores en pF
Resistencias en K Ω

MODULO DE CONTROL OPTIMO

Dibujo por:
FAUSTO PASRAY

LAMINA 2

26-111-83

C A P I T U L O I V

1. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Luego de montar el equipo de acuerdo al diseño del Capítulo III hicimos pruebas con dos motores, de igual modelo, que los llamaremos A y B para distinguirlos y obtuvimos para cada uno de ellos, los siguientes resultados:

- a. Tabla de velocidades para diferentes ángulos de disparo.
 - b. Valores de las constantes A y T.
 - c. Trayectorias de Fase.
- a. Estos valores de velocidades los obtuvimos con el sistema en lazo abierto y para estado estacionario.

M O T O R A

$+\dot{\theta}_m$ (RPM)	α ($^\circ$)	$-\dot{\theta}_m$ (RPM)
500	119	800
800	117	1100
1000	114	1300
1500	105	1800
2000	98	2300
2200	93	2500
2350	90	2650

M O T O R B

$+\dot{\theta}_m$ (RPM)	α ($^\circ$)	$-\dot{\theta}_m$ (RPM)
500	125	600
800	119	900
1000	117	1150
1500	111	1600
2000	102	2100
2200	98	2350
2500	90	2650

Analizando estas tablas podemos notar dos particularidades:

- Los dos motores giran a diferentes velocidades para igual voltaje de alimentación, y
- Dentro de cada motor, la velocidad de giro es diferente en un sentido y en otro, para igual voltaje de alimentación positivo

y negativo.

Estas características siendo medidas en lazo abierto son inherentes a los motores.

b. Los valores de las constantes quedaron establecidos en:

M O T O R	A (V)	T (sg)
A	8	0,22
B	9,8	0,28

Que como podemos ver, y según esperábamos, difieren de los valores calculados en el Capítulo III ($A = 6,9V$; $T = 0,09$ sg); diferencias que consideramos son debidas a los siguientes factores.

- Existen inercias que se desprecian, como son las presentadas por el sistema de engranajes y por la polea que viene acoplada al eje del motor.
- Estamos asumiendo un modelo completamente lineal del motor ; si bien ésta suposición es correcta para estado estacionario, no podemos asegurar que lo sea para nuestro caso, y esto debido a que el rango de control vá desde aproximadamente 3000 RPM a 0 RPM. en un tiempo menor al que debe transcurrir para considerar estado estacionario. Consideraciones adicionales respecto a este factor las damos en el análisis de las trayectorias de fase.

- c. Las trayectorias de fase de cada motor son: desde la fig. (4.1) a la (4.6) para el motor A, y de la fig. (4.7) a la (4.10) para el B.

A continuación explicamos las trayectorias en forma individual.

Fig. (4.1).- Esta familia de trayectorias óptimas es en términos generales el resumen de la tesis, puesto que es el resultado final del control. La principal característica que podemos apreciar es que la llegada de las trayectorias al origen del plano de fase no es muy precisa, más como ya anticipamos, el origen del plano de fase en verdad sería un círculo de 0,6 voltios de radio, además que la deducción matemática presupone un funcionamiento completamente simétrico del motor, lo que en la práctica no es así como hemos visto en la tabla de velocidades; en lo demás, las curvas son exactamente las que esperábamos.

Fig. (4.2).- Esta familia de curvas para el control no óptimo es la contrapartida del gráfico anterior, ya que podemos ver claramente que para llegar al origen del plano de fase el sistema necesita más de una conmutación.

Fig. (4.3) y (4.4).- Presentan la diferencia de los dos tipos de control para iguales condiciones iniciales, pudiéndose ver las ventajas del control óptimo sobre el control puramente no lineal.

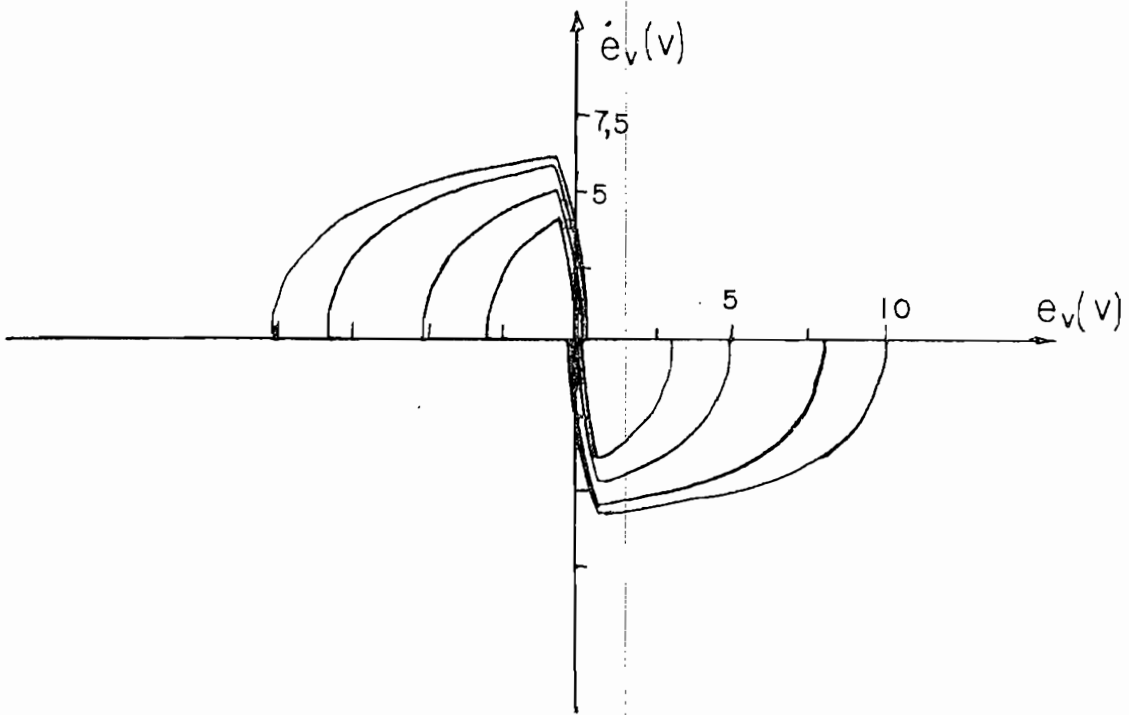


Fig. 4.1 Família de trayectorias óptimas (motor A)

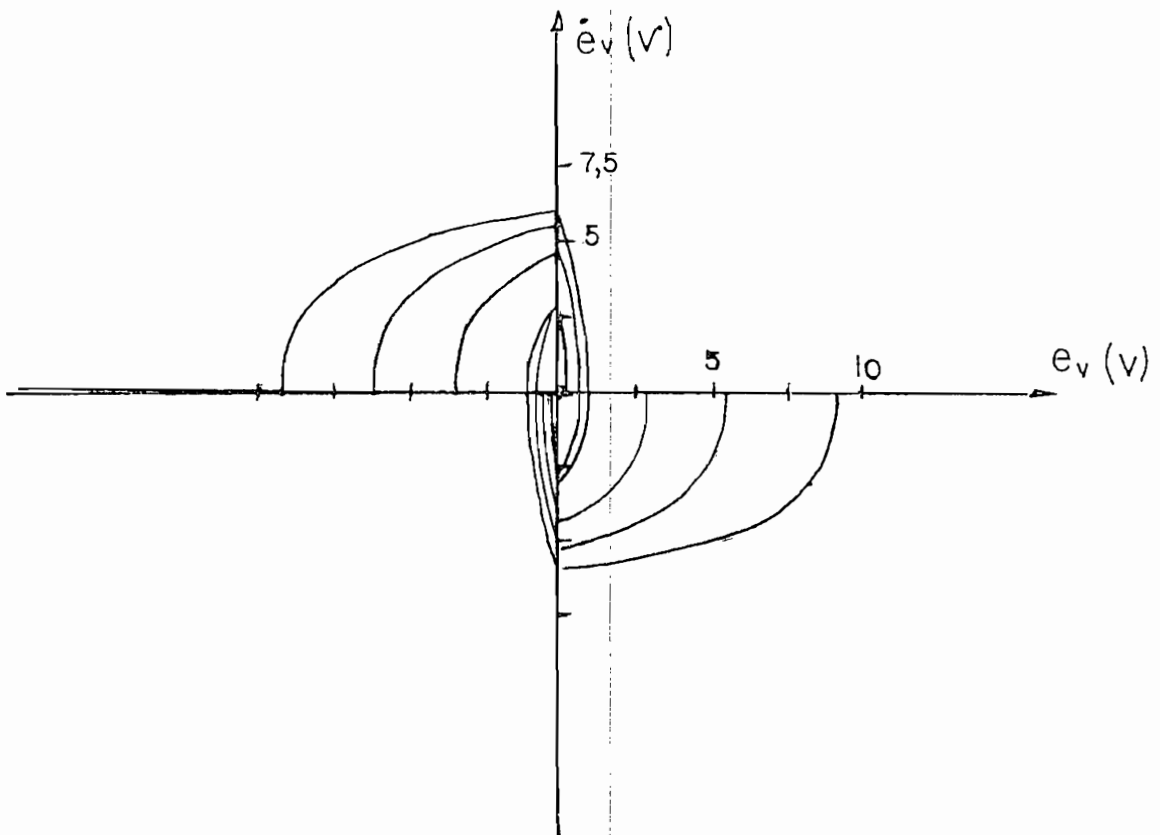


Fig. 4.2 Família de trayectoria no óptima (motor A)

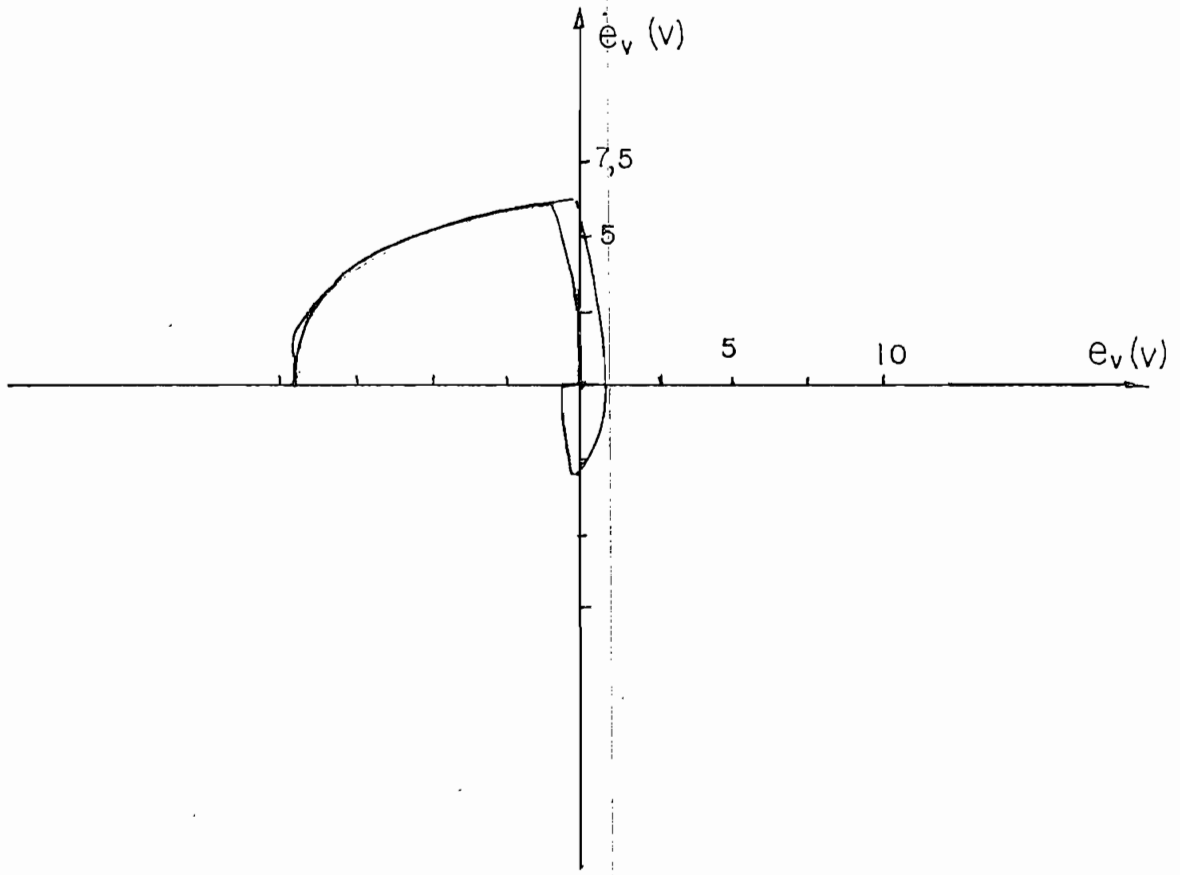


Fig. 4.3 Comparación de los dos tipos de control (motor A)

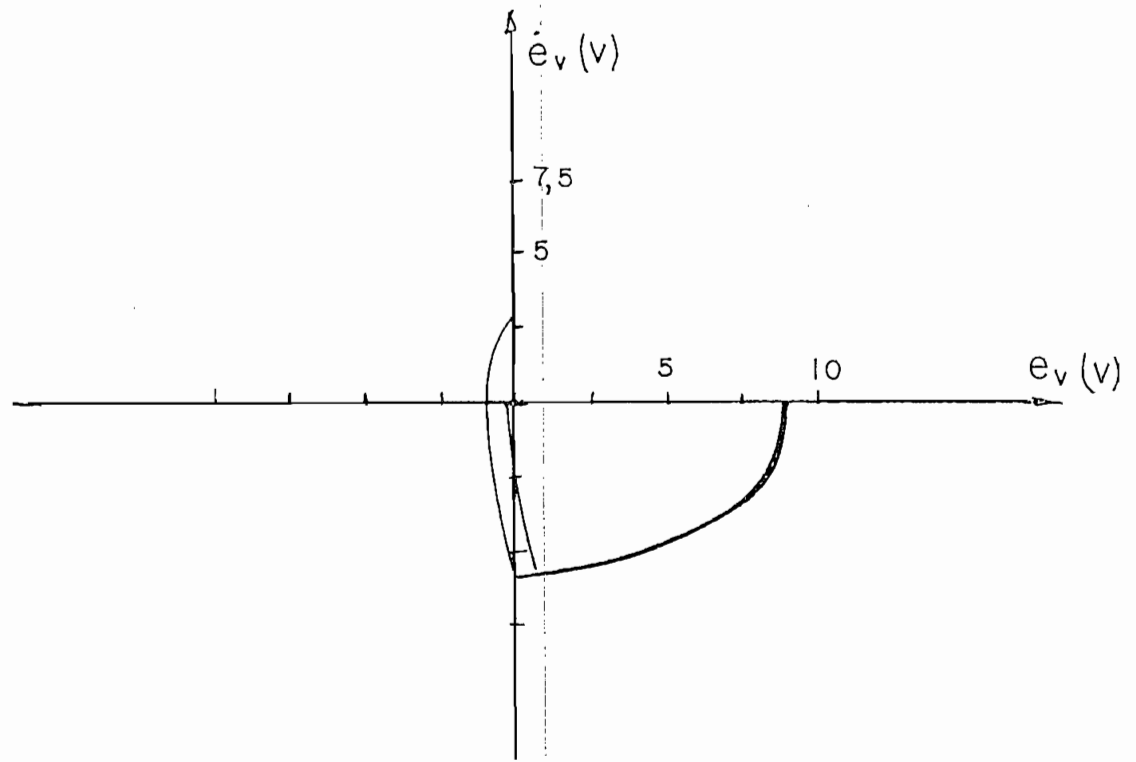


Fig. 4.4 Comparación de los dos tipos de control (motor A)

Fig. (4.5).- Este gráfico es una combinación de las figs. (4.3) y (4.4).

Fig. (4.6).- Aquí podemos ver que para condiciones extremas (error grande), el control no óptimo no puede seguir la posición de referencia, en tanto que el control óptimo sí puede hacerlo.

Hasta aquí hemos aplicado las curvas correspondientes al motor A; las siguientes explicaciones correspondientes al B.

Fig. (4.7).- Este grupo de trayectorias óptimas presenta dos puntos de interés: el primero es la gran vibración del motor y segundo, el transitorio que se produce en el momento de la comutación del relé.

- La vibración del motor se debe a un mal ajuste del mismo sobre su soporte y que no siempre se lo puede conseguir de una manera adecuada y por lo tanto no es muy determinante para nuestro análisis.
- El transitorio en el momento de la comutación creemos se puede deber a dos razones: la primera es que el comportamiento del motor en este momento es completamente no lineal ya que el voltaje de alimentación es un voltaje senoidal rectificado, es decir rico en armónicos y el motor mismo funciona en forma no lineal; la segunda, a la resonancia torcional que es el fe

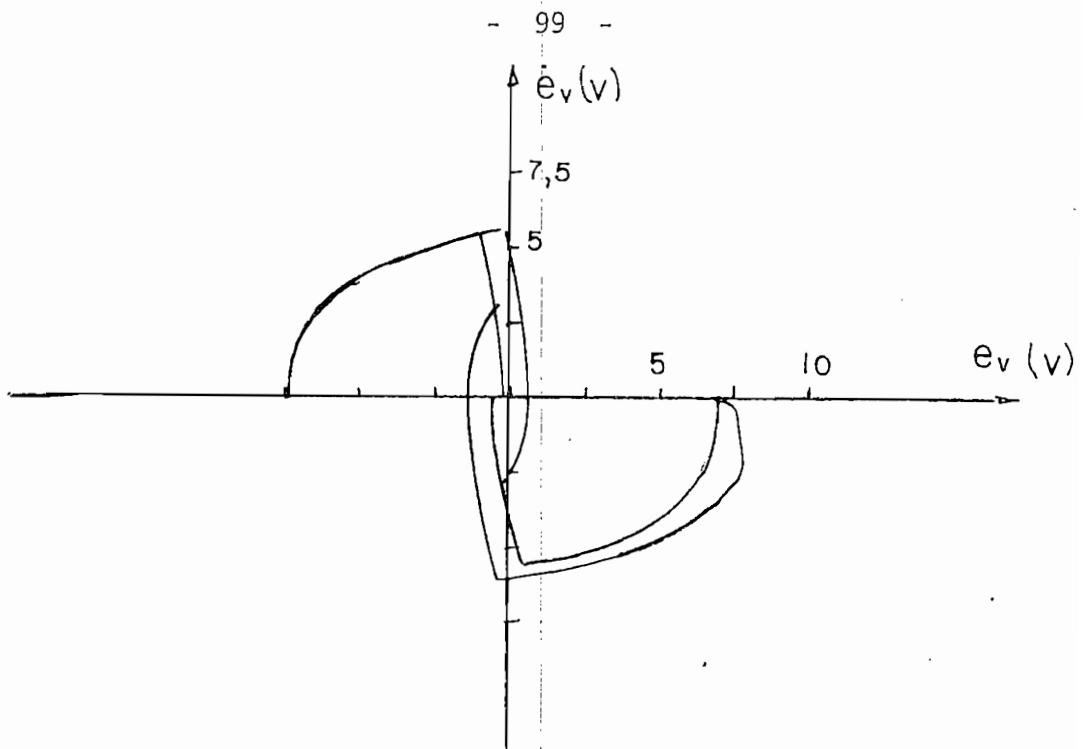


Fig. 4.5 Comparación de los dos tipos de control (motor A)

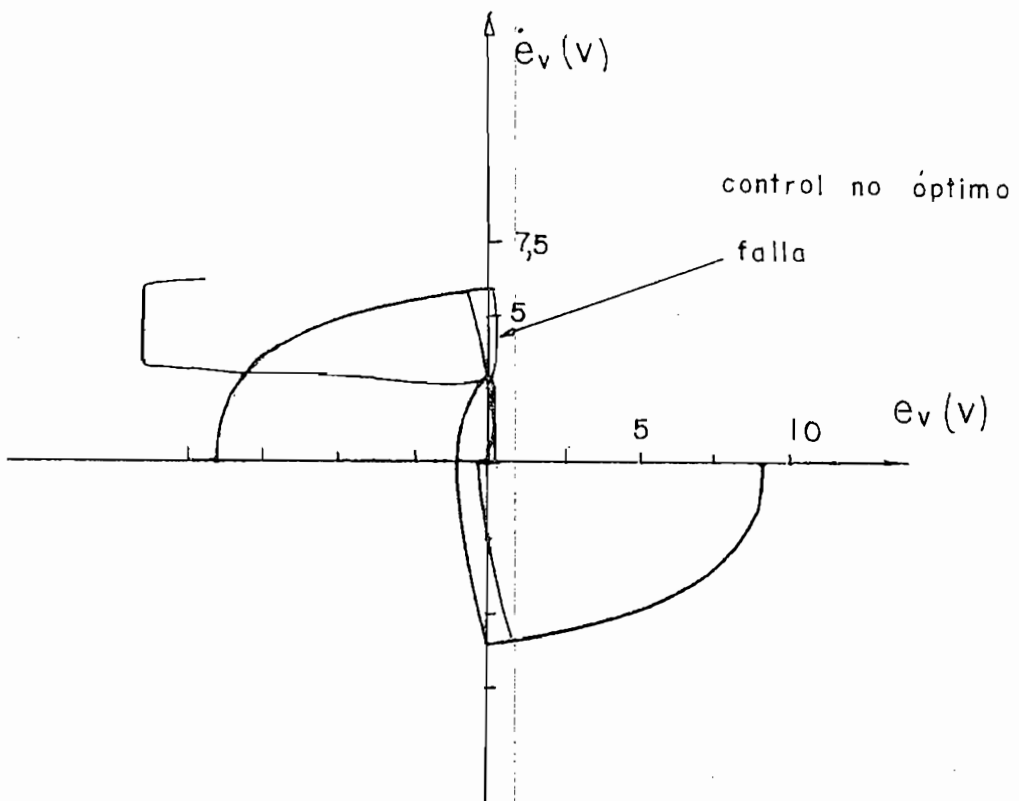


Fig. 4.6 Comparación de los dos tipos de control (motor A)

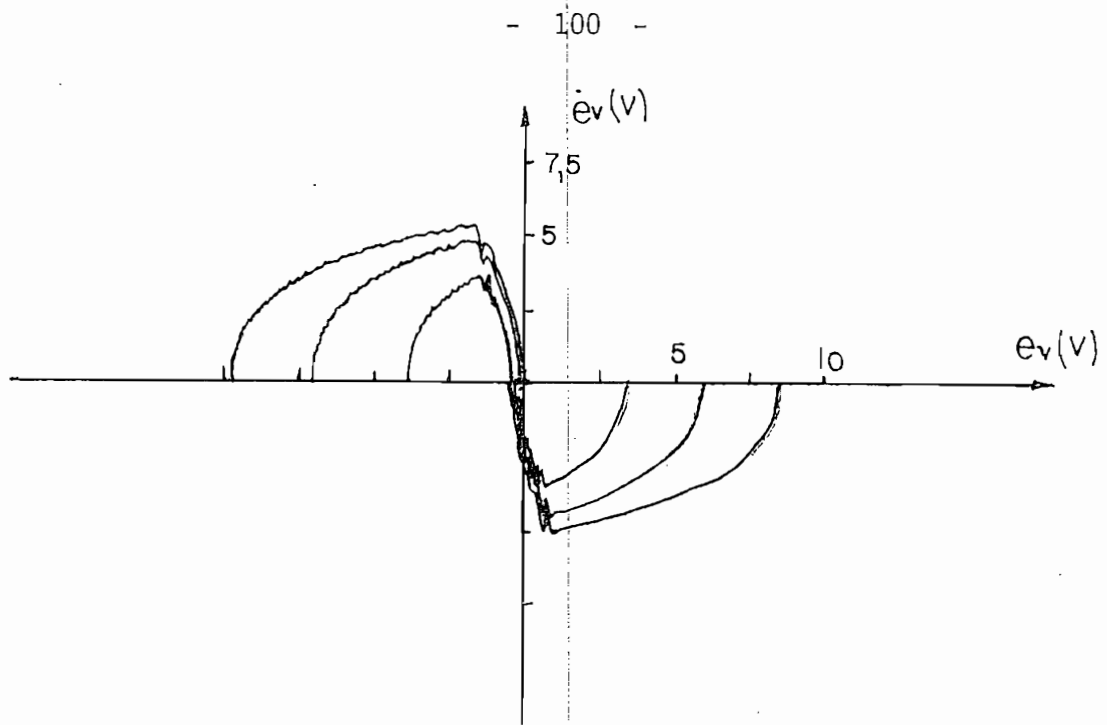


Fig. 4.7 Familia de trayectorias óptimas (motor B)

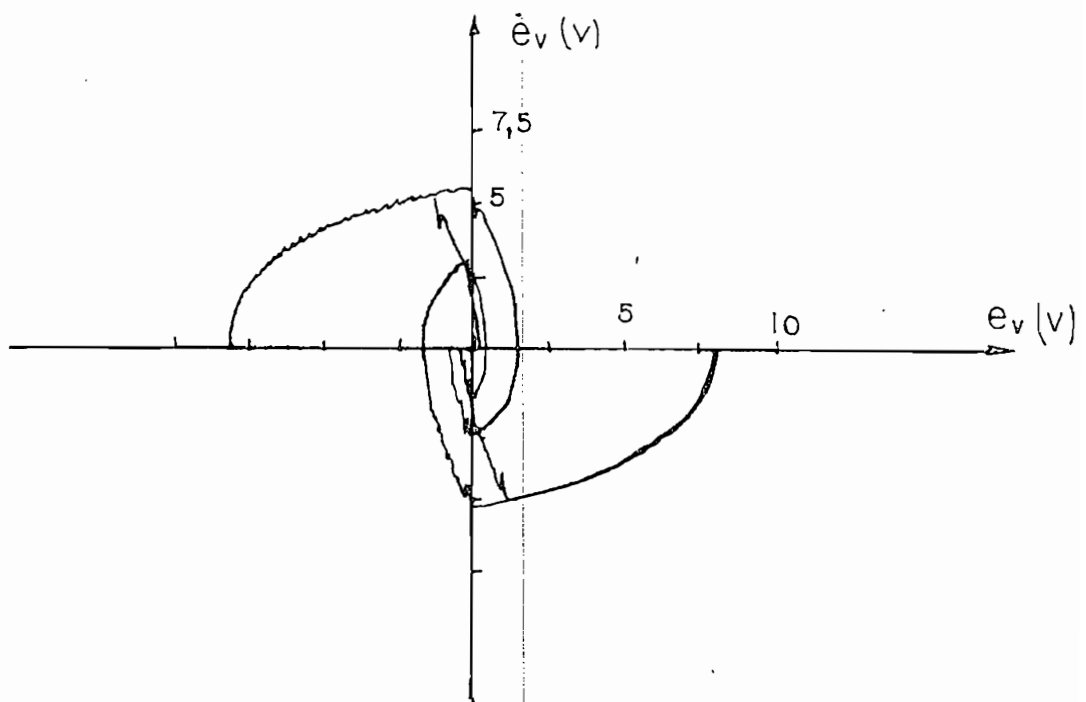


Fig. 4.8 Familia de trayectorias no óptimas (motor B)

nómeno que se produce debido a que la carga, el motor y el ta-
cómetro no es ~~tán grande~~ a la misma velocidad el momento de la
conmutación, sino que existe un ligero desplazamiento entre
sus velocidades. Un análisis más profundo de la vibración de-
bería incluir un estudio de la fricción de Coulomb, pero para
nuestro caso, el objetivo es el control óptimo, y no el análi-
sis del comportamiento dinámico del motor, por lo que con lo
expuesto creemos que es suficiente para justificar el comporta-
miento del sistema.

Fig. (4.8).- Familia de trayectorias con control no óptimo.

Fig. (4.9) y (4.10).- Trayectorias con control óptimo y no ópti-
mo para similares condiciones iniciales; podemos observar que
las trayectorias óptimas no son tan simétricas como para el mo-
tor A.

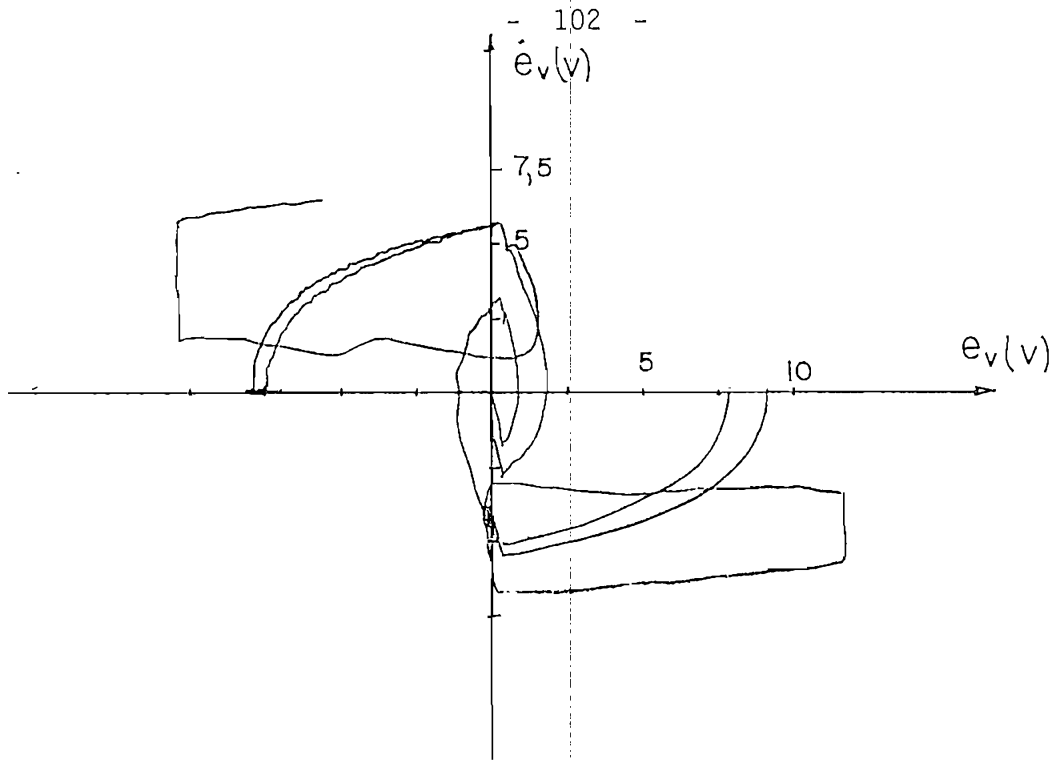


Fig. 4.9 Comparación de los dos tipos de control (motor B)

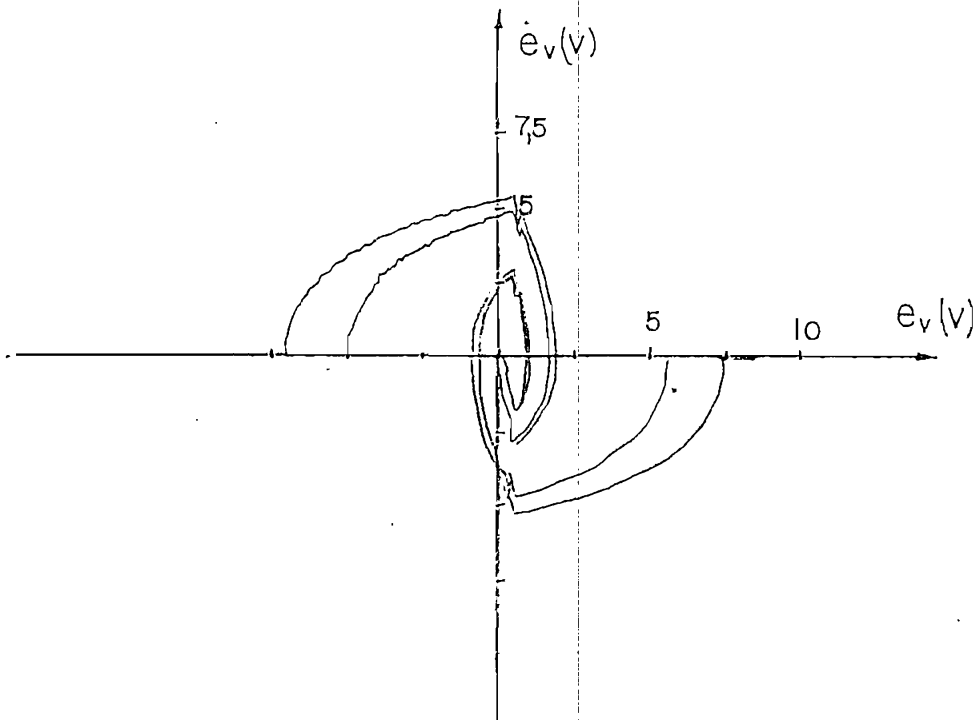


Fig. 4.10 Comparación de los dos tipos de control (motor B)

CONCLUSIONES

- El método del cálculo variacional es general para cualquier tipo de control óptimo.
- A pesar de las limitaciones prácticas, el control óptimo es factible de obtenerse con un funcionamiento suficientemente bueno.
- Aunque el algoritmo es de carácter general, para cada motor debemos hacer ajustes para lograr el buen funcionamiento del sistema.
- El consumo de corriente del módulo en sí mismo es bajo, en tanto que la potencia del amplificador depende en proporción directa de la potencia del motor, esto quiere decir que para motores grandes el diseño del amplificador relé posiblemente sería más complicado, que todo el resto del sistema.

RECOMENDACIONES

- Para este caso en que existen gran cantidad de elementos discretos, la construcción se simplifica si se usa la técnica wire-wrap.
- El transformador que se utiliza para la alimentación del motor puede ser utilizado para la fuente de voltaje de polarización, ya que el consumo de corriente no es muy grande.
- El momento que más corriente absorbe el motor es en la conmutación.
- Con fuente de $\pm 15V$ para la polarización el rango de control puede ser mayor.
- Todo el equipo puede montarse sobre un mismo chasis.

A P E N D I C E A

Este apéndice de resultados corresponde al motor A, y consta de cuatro fotografías del funcionamiento.

En la foto 1. se presenta un grupo de trayectorias óptimas similares a las de la fig. (4.1).

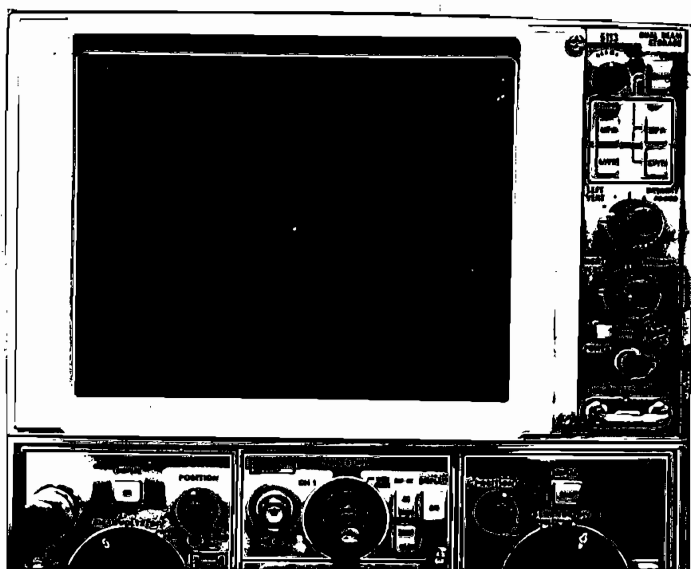


Foto 1. Trayectorias óptimas.

En la foto 2, se presenta un grupo de trayectorias con control puramente no lineal; similares a las de la fig. (4.2)



En la foto 2, se presenta un grupo de trayectorias con control puramente no lineal; similares a las de la fig. (4.2)

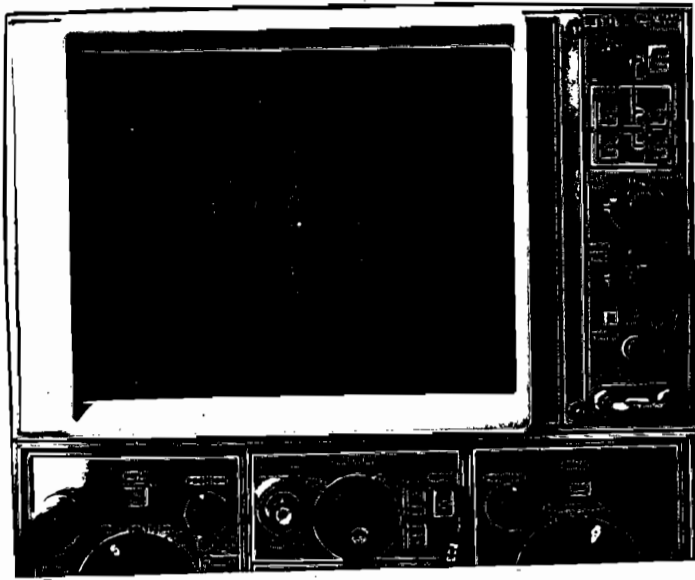


Foto 2. Trayectorias sin control óptimo.

En la foto 3, podemos ver la respuesta en el tiempo sin control óptimo, por lo tanto existe un sobreimpulso, y también se hace evidente la incertidumbre de 0,5 volts. introducida por el relé conectado a la compuerta del triac.

En la foto 4, observamos la respuesta en el tiempo con control óptimo, y vemos que no existe sobreimpulso, además que el tiempo de establecimiento es menor que cuando no se usa control óptimo.

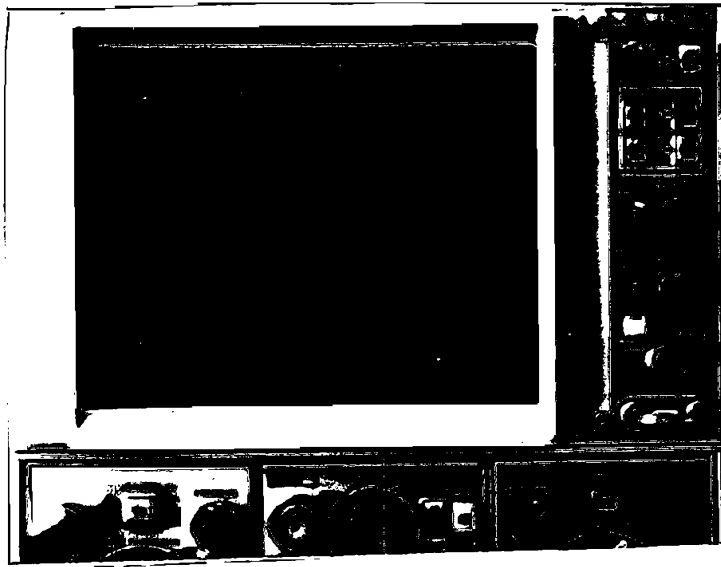


Foto 3. Respuesta en el tiempo sin control óptimo

En la foto 4, observamos la respuesta en el tiempo con control óptimo, y vemos que no existe sobreimpulso, además que el tiempo de esta blicimiento es menor que cuando no se usa control óptimo.

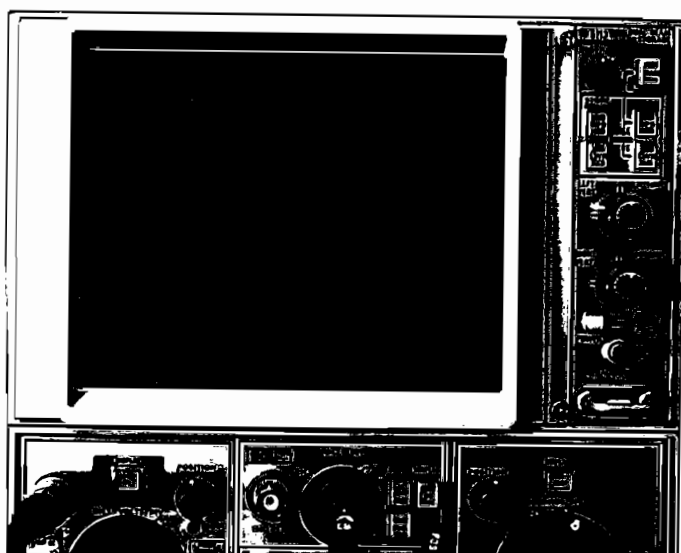


Foto 4. Respuesta en el tiempo con control óptimo.

En realidad estas fotos comprueban los resultados del Capítulo IV.

A P E N D I C E B

HOJAS DE DATOS

20 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

- Low Noise . . . $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- Low Harmonic Distortion . . . 0.01% Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ

Description

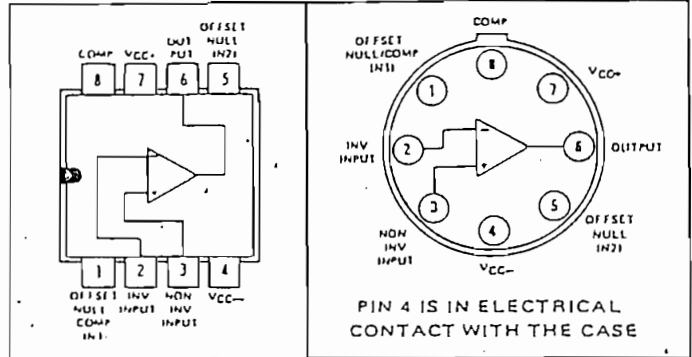
The JFET-input operational amplifiers of the TL071 series are designed as low-noise versions of the TL081 series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL071 series ideally suited as amplifiers for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET-inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages all integrated on a single monolithic chip.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C , and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C .

TL070, TL070A

JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)

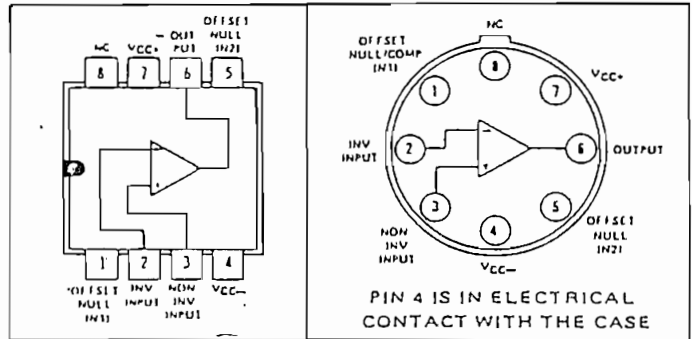
L PLUG-IN PACKAGE (TOP VIEW)



TL071, TL071A, TL071B

JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)

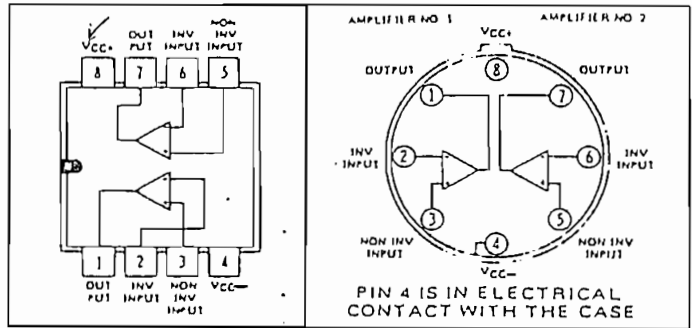
L PLUG-IN PACKAGE (TOP VIEW)



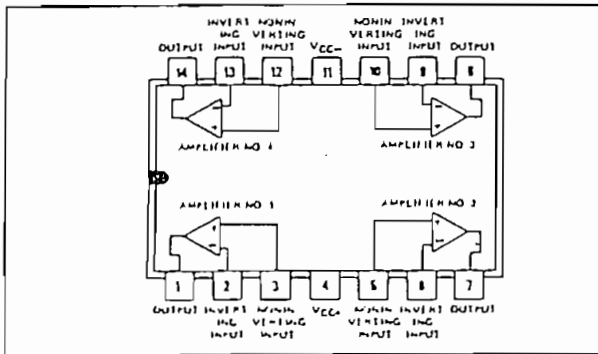
TL072, TL072A, TL072B

JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)

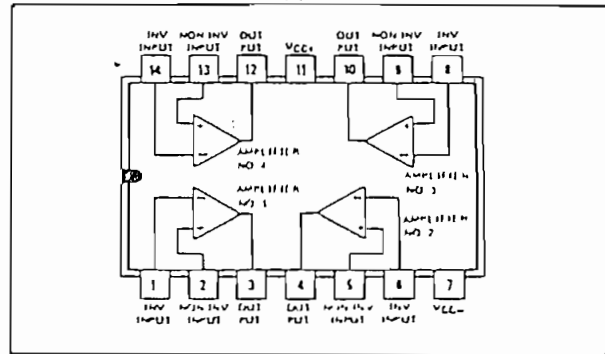
L PLUG-IN PACKAGE (TOP VIEW)



TL074, TL074A, TL074B
J OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)

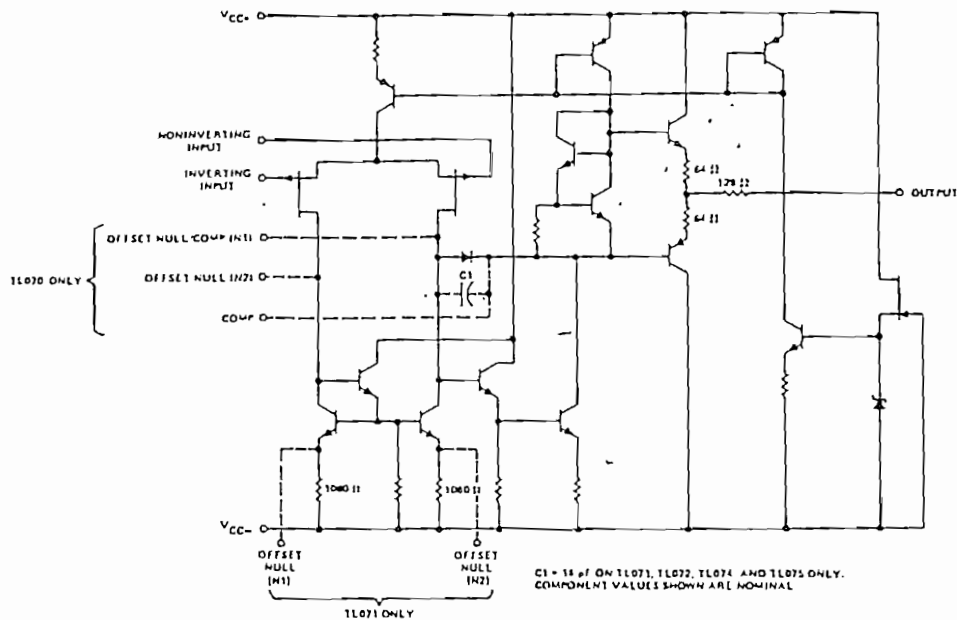


TL075
N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,
 TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075
 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

Schematic (each amplifier)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		TL07_M	TL07_I	TL07_C TL07_AC TL07_BC	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)		18	18	18	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)		-18	-18	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)		± 30	± 30	± 30	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)		± 15	± 15	± 15	V
Duration of output short circuit (see Note 4)		Unlimited	Unlimited	Unlimited	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5)	J, JG, N, or P Package	680	680	680	mW
	L Package	625	625	625	
Operating free-air temperature range		-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage temperature range		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds	J, JG, or L Package	300	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds	N or P Package		260	260	°C

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Table.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J	680 mW	8.2 mW/°C	67°C
JG	680 mW	6.6 mW/°C	47°C
L	625 mW	5.0 mW/°C	25°C
N	680 mW	9.2 mW/°C	76°C
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C

DEVICE TYPES, SUFFIX VERSIONS, AND PACKAGES

	TL070	TL071	TL072	TL074	TL075
TL07_M	JG,L	JG,L	JG,L	J	*
TL07_I	JG,L,P	JG,L,P	JG,L,P	J,N	*
TL07_C	JG,L,P	JG,L,P	JG,L,P	J,N	N
TL07_AC	JG,L,P	JG,L,P	JG,L,P	J,N	*
TL07_BC	*	JG,L,P	JG,L,P	J,N	*

*These combinations are not defined by this data sheet.

TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

Electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		TL07_M			TL07_I			TL07_C TL07_AC TL07_BC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50\ \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '75‡	3	6		3	6		3	10	mV	
		'74	3	9		3	6		3	10		
		'70A, '71A, '72A, '74A								3		6
		'71B, '72B, '74B								2		3
	$R_S = 50\ \Omega$, $T_A = \text{full range}$	'70, '71, '72, '75‡		9			9			13		
		'74		15			9			13		
$R_S = 50\ \Omega$, $T_A = \text{full range}$	'70A, '71A, '72A, '74A								7.5			
	'71B, '72B, '74B								5			
V_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$R_S = 50\ \Omega$, $T_A = \text{full range}$		10			10			10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
I_{IO} Input offset current §	$T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	5	50		5	50		5	50	pA	
		'70A, '71A, '72A, '74A							5	50		
		'71B, '72B, '74B							5	50		
	$T_A = \text{full range}$	'70, '71, '72, '74, '75‡			20			10		2	nA	
		'70A, '71A, '72A, '74A								2		
		'71B, '72B, '74B								2		
I_{IB} Input bias current §	$T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	30	200		30	200		30	200	pA	
		'70A, '71A, '72A, '74A							30	200		
		'71B, '72B, '74B							30	200		
	$T_A = \text{full range}$	'70, '71, '72, '74, '75‡			50			20		7	nA	
		'70A, '71A, '72A, '74A								7		
		'71B, '72B, '74B								7		
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	± 12			± 12			± 10	V		
		'70A, '71A, '72A, '74A							± 12			
		'71B, '72B, '74B							± 12			
V_{OPP} Maximum peak-to-peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$		24	27		24	27		24	27	V	
	$T_A = \text{full range}$	$R_L > 10\ \text{k}\Omega$	24			24			24			
		$R_L > 2\ \text{k}\Omega$	20	24		20	24		20	24		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L > 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	50	200		50	200		25	200	V/mV	
		'70A, '71A, '72A, '74A							50	200		
		'71B, '72B, '74B							50	200		
	$R_L > 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\ \text{V}$, $T_A = \text{full range}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	25			25			15			
		'70A, '71A, '72A, '74A							25			
		'71B, '72B, '74B							25			
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$		3			3			3	MHz		
R_{i1} Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}			10^{12}	Ω		
CMRR Common-mode rejection ratio	$R_S < 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	80	86		80	86		70	76	dB	
		'70A, '71A, '72A, '74A							80	86		
		'71B, '72B, '74B							80	86		
PSVR Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm} / \Delta V_{IO}$)	$R_S < 10\ \text{k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75‡	80	86		80	86		70	76	dB	
		'70A, '71A, '72A, '74A							80	86		
		'71B, '72B, '74B							80	86		
I_{CC} Supply current (per amplifier)	No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$	No signal,	1.4	2.5		1.4	2.5		1.4	2.5	mA	
V_{O1}/V_{O2} Channel separation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		120			120			120	dB		

All characteristics are specified under open-loop conditions unless otherwise noted. Full range for T_A is -55°C to 125°C for TL07_M; -25°C to 85°C for TL07_I, and 0°C to 70°C for TL07_C, TL07_AC, and TL07_BC.

Types TL075I and TL075M are not defined by this data sheet.

Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 1B. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as is possible.

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1		13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r	Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$	$R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1		0.1		μs
	Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$			10%		
V_n	Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$		18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$		4		μV
I_n	Equivalent input noise current	$R_S = 100\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion	$V_{O(\text{rms})} = 10\text{ V}$, $R_L > 2\text{ k}\Omega$	$R_S < 1\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$		0.01%		

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

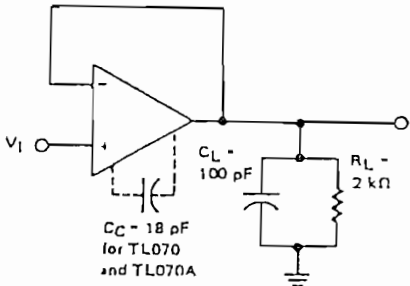


FIGURE 1—UNITY-GAIN AMPLIFIER

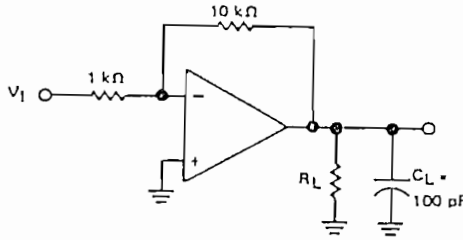


FIGURE 2—GAIN-OF-10 INVERTING AMPLIFIER

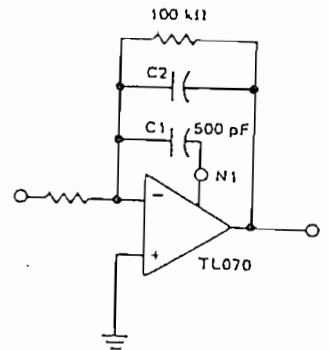


FIGURE 3—FEED-FORWARD COMPENSATION

INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS

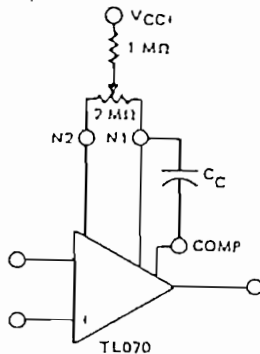


FIGURE 4

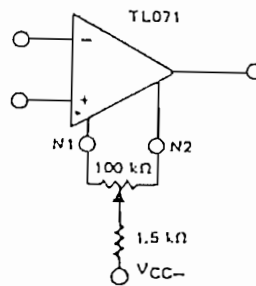


FIGURE 5

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 222012 • DALLAS TEXAS 75222

TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

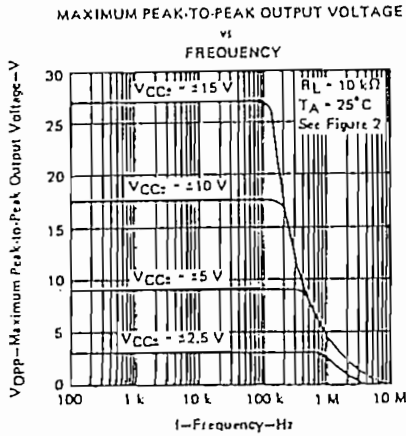


FIGURE 6

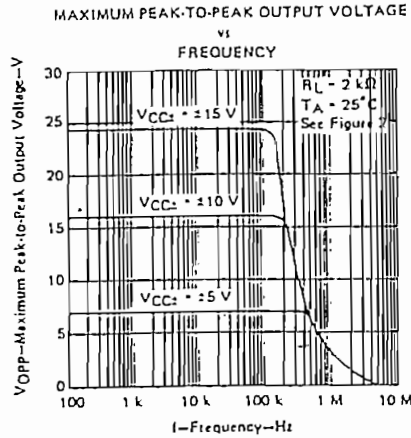


FIGURE 7

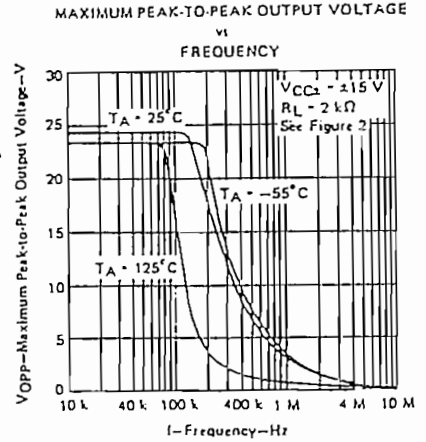


FIGURE 8

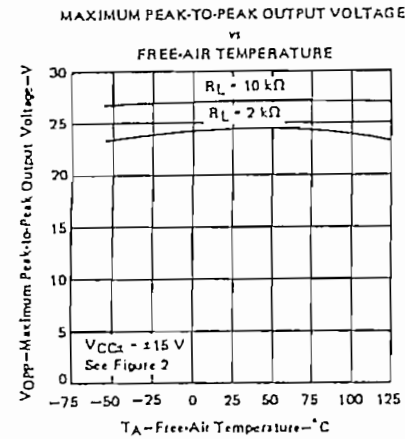


FIGURE 9

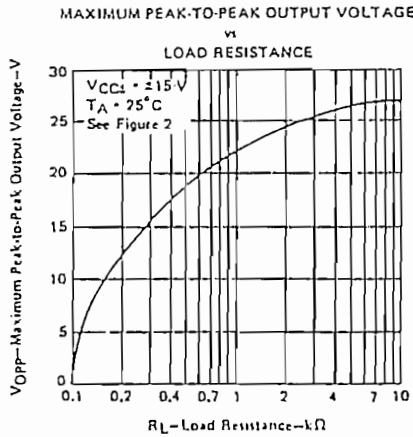


FIGURE 10

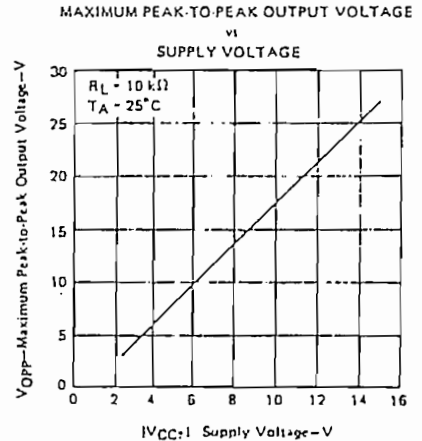


FIGURE 11

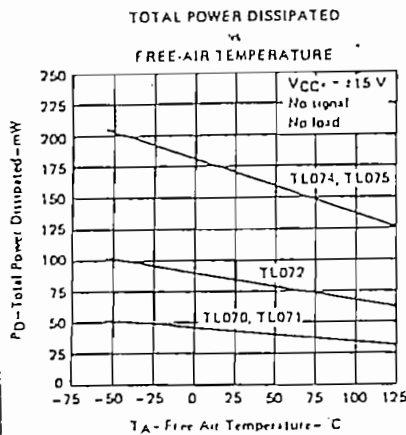


FIGURE 12

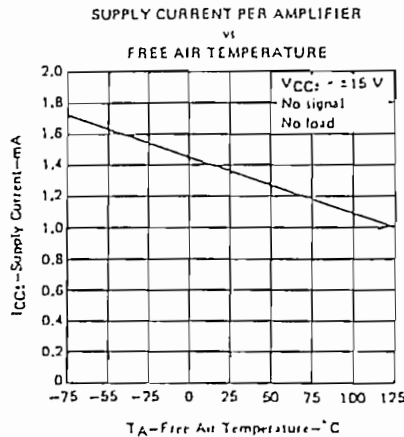


FIGURE 13

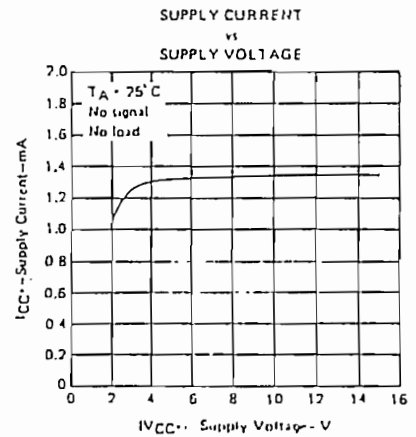


FIGURE 14

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 10-pF compensation capacitor is used with TL070 and TL070A.

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

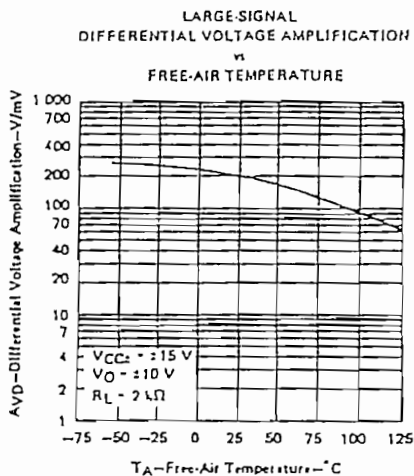


FIGURE 15

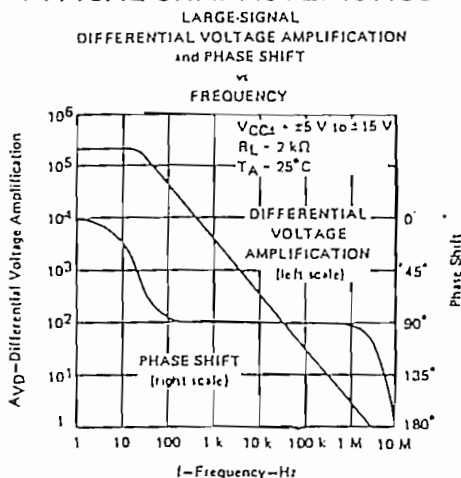


FIGURE 16

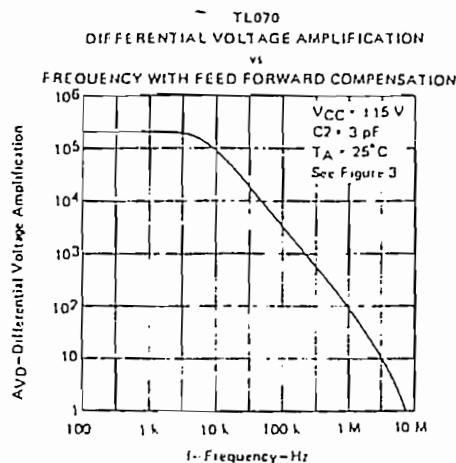


FIGURE 17

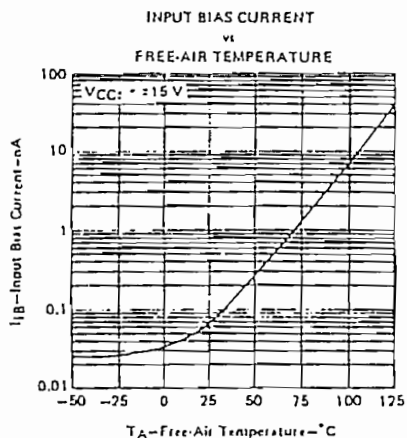


FIGURE 18

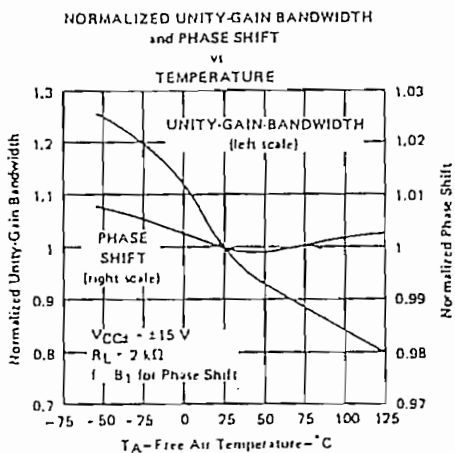


FIGURE 19

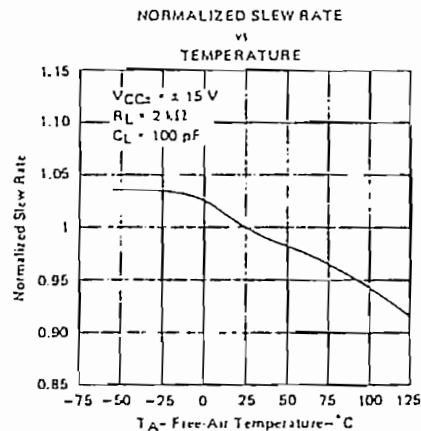


FIGURE 20

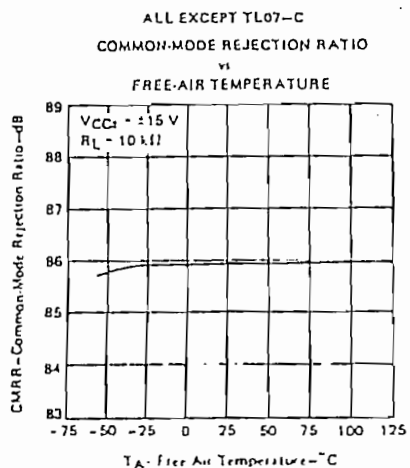


FIGURE 21

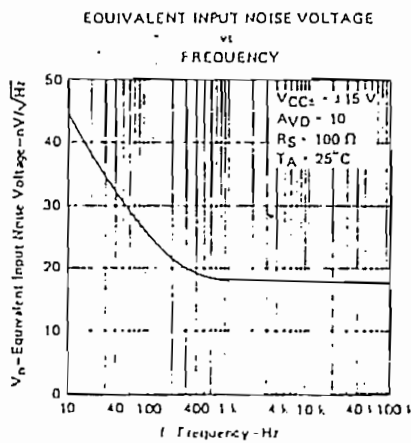


FIGURE 22

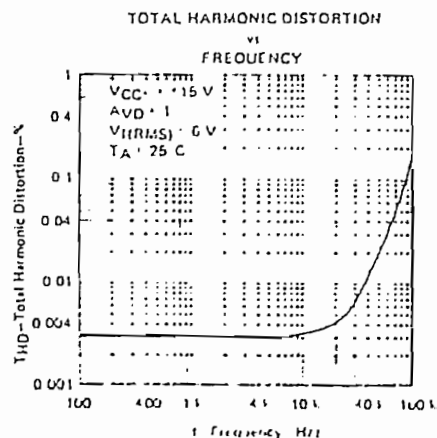
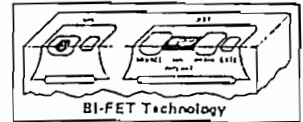


FIGURE 23

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 18-pF compensation capacitor is used with TL070 and TL070A.



Quad SPST JFET Analog Switches

- LF11331/LF13331 4 Normally Open Switches with Disable
- LF11332/LF13332 4 Normally Closed Switches with Disable
- LF11333/LF13333 2 Normally Closed Switches and 2 Normally Open Switches with Disable
- LF11201/LF13201 4 Normally Closed Switches
- LF11202/LF13202 4 Normally Open Switches

General Description

These devices are a monolithic combination of bipolar and JFET technology producing the industry's first one chip quad JFET switch. A unique circuit technique is employed to maintain a constant resistance over the analog voltage range of $\pm 10V$. The input is designed to operate from minimum TTL levels, and switch operation also ensures a break-before-make action.

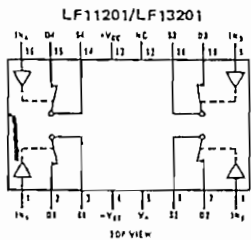
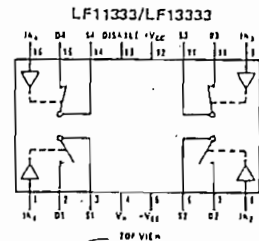
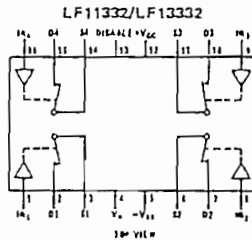
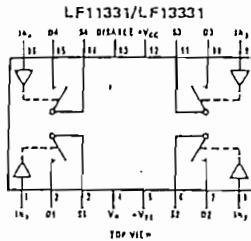
Features

- Analog signals are not loaded
- Constant "ON" resistance for signals up to $\pm 10V$ and 100 kHz
- Pin compatible with CMOS switches with the advantage of blow out free handling

- Small signal analog signals to 50 MHz
- Break-before-make action $t_{OFF} < t_{ON}$
- High open switch isolation at 1.0 MHz -50 dB
- Low leakage in "OFF" state $< 1.0\text{ nA}$
- TTL, DTL, RTL compatibility
- Single disable pin opens all switches in package on LF11331, LF11332, LF11333
- LF11201 is pin compatible with DG201

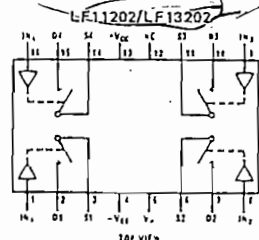
These devices operate from $\pm 15V$ supplies and swing a $\pm 10V$ analog signal. The JFET switches are designed for applications where a dc to medium frequency analog signal needs to be controlled.

Connection Diagrams (Dual-In-Line Packages) (All Switches Shown are For Logical "0")



Order Number LF11201D, LF13201D, LF11202D, LF13202D, LF11331D, LF1331D, LF11332D, LF1332D, LF11333D, or LF1333D
See NS Package D16C

Order Number LF13201N, LF13202N, LF13331N, LF13332N, or LF13333N
See NS Package N16A



Test Circuit and Schematic Diagram

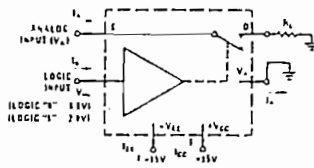


FIGURE 1. Typical Circuit for One Switch

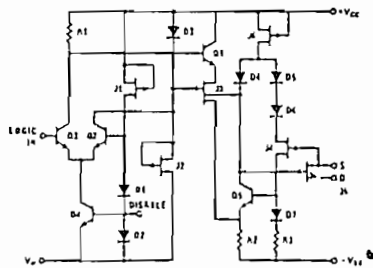


FIGURE 2. Schematic Diagram (Normally Open)

LF11331, LF11332, LF11333, LF11201, LF11202 Series

Absolute Maximum Ratings

Positive Supply - Negative Supply ($V_{CC} - V_{EE}$) 36V
 Reference Voltage $V_{EE} \leq V_A \leq V_{CC}$
 Logic Input Voltage $V_A - 4.0V \leq V_{IN} \leq V_A + 6.0V$
 Analog Voltage $V_{EE} \leq V_A \leq V_{CC} + 6V; V_A \leq V_{EE} + 36V$
 Analog Current $|I_A| < 20 \text{ mA}$
 Power Dissipation (Note 1)
 Molded DIP (N Suffix) 500 mW
 Cavity DIP (D Suffix) 900 mW

Operating Temperature Range
 LF11201, 2 and LF11331, 2, 3 -55°C to +125°C
 LF13201, 2 and LF13331, 2, 3 0°C to +70°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C

Electrical Characteristics (Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF11331/2/3 LF11201/2			LF13331/2/3 LF13201/2			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
R_{ON}	"ON" Resistance	$V_A = 0, I_D = 1 \text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		150 200	200 300		150 200	250 350	Ω
$R_{ON \text{ Match}}$	"ON" Resistance Matching	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5	20		10	50	Ω
V_A	Analog Range		± 10			± 10			V
$I_{S(ON)}$ [†]	Leakage Current in "ON" Condition	Switch "ON," $V_S = V_D = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	5		0.3	10	μA
$I_{D(ON)}$				3	100		3	30	nA
$I_{S(OFF)}$	Source Current in "OFF" Condition	Switch "OFF," $V_S = +10V,$ $V_D = -10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.4	5		0.4	10	μA
$I_{D(OFF)}$	Drain Current in "OFF" Condition	Switch "OFF," $V_S = +10V,$ $V_D = -10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.1	5		0.1	10	μA
				3	100		3	30	nA
V_{INH}	Logical "1" Input Voltage		2.0			2.0			V
V_{INL}	Logical "0" Input Voltage				0.8			0.8	V
I_{INH}	Logical "1" Input Current	$V_{IN} = 5V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		3.6	10		3.6	40	μA
I_{INL}	Logical "0" Input Current	$V_{IN} = 0.8$ $T_A = 25^\circ\text{C}$			25			100	μA
					1			1	μA
t_{ON}	Delay Time "ON"	$V_S = \pm 10V,$ (Figure 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		500			500		ns
t_{OFF}	Delay Time "OFF"	$V_S = \pm 10V,$ (Figure 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		90			90		ns
$t_{ON} - t_{OFF}$	Break-Before-Make	$V_S = \pm 10V,$ (Figure 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		80			80		ns
$C_{S(OFF)}$	Source Capacitance	Switch "OFF," $V_S = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		4.0			4.0		pF
$C_{D(OFF)}$	Drain Capacitance	Switch "OFF," $V_D = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0			3.0		pF
$C_{S(ON)}$ [†]	Active Source and Drain Capacitance	Switch "ON," $V_S = V_D = 0V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		5.0			5.0		pF
$I_{S(OFF)}$	"OFF" Isolation	(Figure 4), (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		-60			-60		dB
CT	Crosstalk	(Figure 4), (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$		-65			-65		dB
SR	Analog Slew Rate	(Note 4) $T_A = 25^\circ\text{C}$		50			50		V/ μs
I_{DIS}	Disable Current	(Figure 5), (Note 5) $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.4 0.6	1.0 1.5		0.6 0.9	1.5 2.3	mA mA
I_{EE}	Negative Supply Current	All Switches "OFF," $V_S = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0 4.2	5.0 7.5		4.3 6.0	7.0 10.5	mA mA
I_R	Reference Supply Current	All Switches "OFF," $V_S = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0 2.8	4.0 6.0		2.7 3.8	5.0 7.5	mA mA
I_{CC}	Positive Supply Current	All Switches "OFF," $V_S = \pm 10V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		4.5 6.3	6.0 9.0		7.0 9.8	8.0 13.5	mA mA

Note 1: For operating at high temperature the molded DIP products must be derated based on a +100°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +150°C/W, devices in the cavity DIP are based on a +150°C maximum junction temperature and are derated at +100°C/W.

Note 2: Unless otherwise specified, $V_{CC} = +15V, V_{EE} = -15V, V_R = 0V,$ and limits apply for $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for the LF11331, 2, 3 and the LF11202, 2, $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ for the LF13331, 2, 3 and the LF13201, 2.

Note 3: These parameters are limited by the pin to pin capacitance of the package.

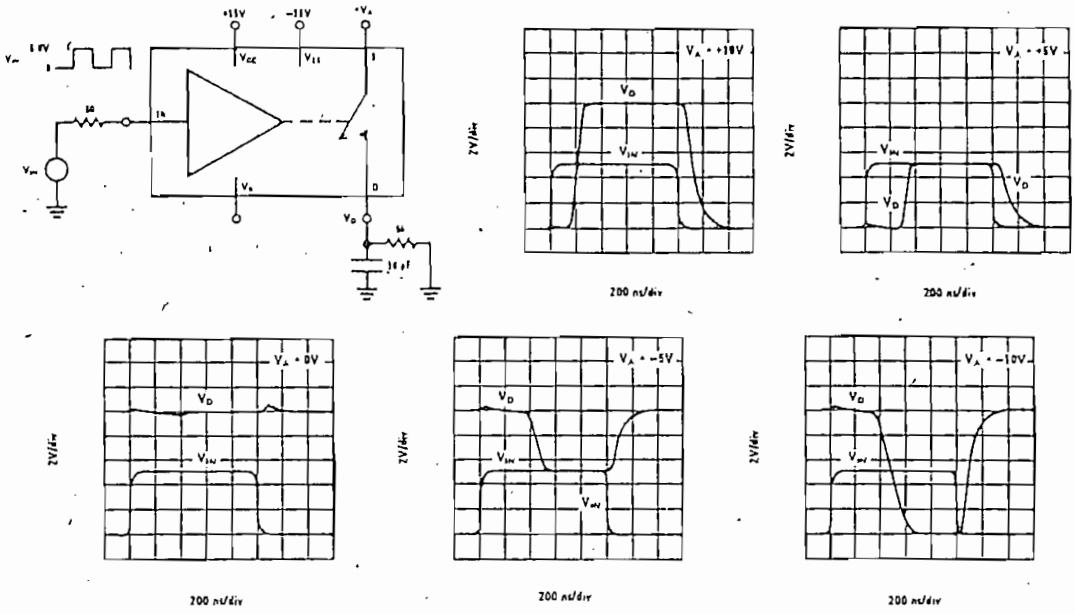
Note 4: This is the analog signal slew rate above which the signal is distorted as a result of finite internal slew rates.

Note 5: All switches in the device are turned "OFF" by saturating a transistor at the disable node as shown in Figure 5. The delay times will be approximately equal to the t_{ON} or t_{OFF} plus the delay introduced by the external transistor.

Note 6: This graph indicates the analog current at which 1% of the analog current is lost when the drain is positive with respect to the source.

Test Circuit and Typical Performance Curves

Delay Time, Rise Time, Settling Time, and Switching Transients



Additional Test Circuits

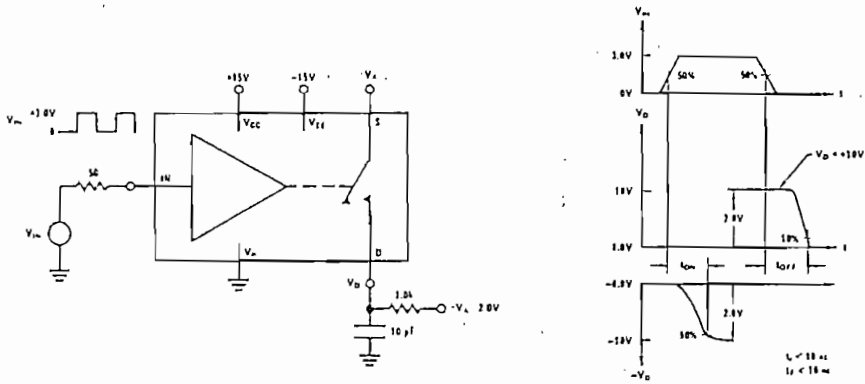


FIGURE 3. t_{ON} , t_{OFF} Test Circuit and Waveforms for a Normally Open Switch

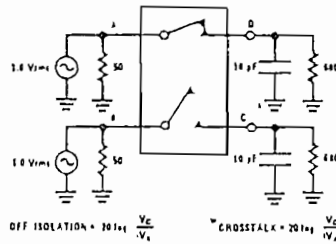


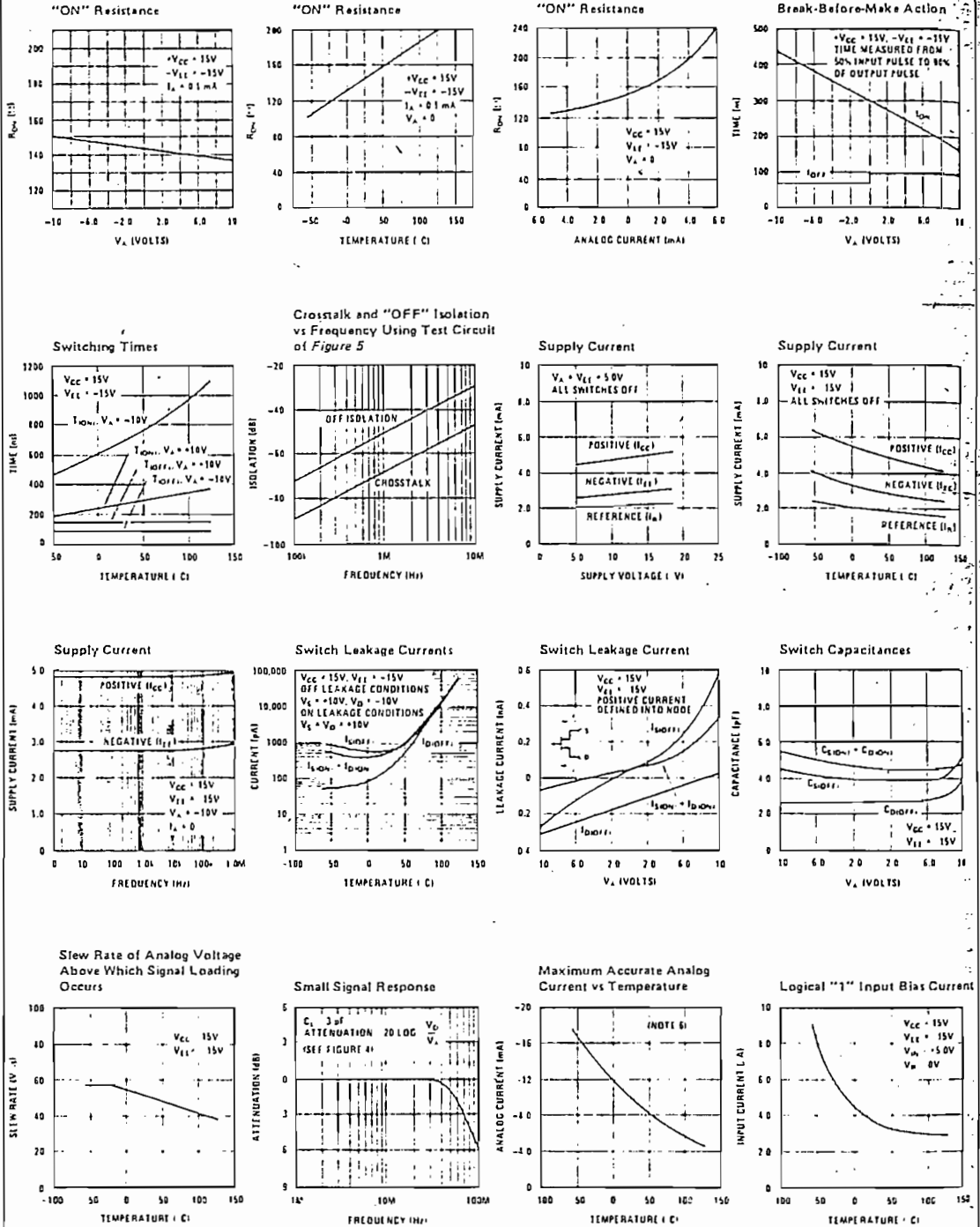
FIGURE 4. "OFF" Isolation, Crosstalk, Small Signal Response

LF11331, LF11332, LF11333,
LF11201, LF11202 Series

6

LF11331, LF11332, LF11333,
LF11201, LF11202 Series

Typical Performance Characteristics



Application Hints

GENERAL INFORMATION

These devices are monolithic quad JFET analog switches with "ON" resistances which are essentially independent of analog voltage or analog current. The leakage currents are typically less than 1 nA at 25°C in both the "OFF" and "ON" switch states and introduce negligible errors in most applications. Each switch is controlled by minimum TTL logic levels at its input and is designed to turn "OFF" faster than it will turn "ON." This prevents two analog sources from being transiently connected together during switching. The switches were designed for applications which require break-before-make action, no analog current loss, medium speed switching times and moderate analog currents.

Because these analog switches are JFET rather than CMOS, they do not require special handling.

LOGIC INPUTS

The logic input (I_{IN}), of each switch, is referenced to two forward diode drops (1.4V at 25°C) from the reference supply (V_R) which makes it compatible with DTL, RTL, and TTL logic families. For normal operation, the logic "0" voltage can range from 0.8V to -4.0V with respect to V_R and the logic "1" voltage can range from 2.0V to 6.0V with respect to V_R , provided V_{IN} is not greater than $(V_{CC} - 2.5V)$. If the input voltage is greater than $(V_{CC} - 2.5V)$, the input current will increase. If the input voltage exceeds 6.0V or -4.0V with respect to V_R , a resistor in series with the input should be used to limit the input current to less than 100 μ A.

ANALOG VOLTAGE AND CURRENT

Analog Voltage

Each switch has a constant "ON" resistance (R_{ON}) for analog voltages from $(V_{EE} + 5V)$ to $(V_{CC} - 5V)$. For analog voltages greater than $(V_{CC} - 5V)$, the switch will remain ON independent of the logic input voltage. For analog voltages less than $(V_{EE} + 5V)$, the ON resistance of the switch will increase. Although the switch will not operate normally when the analog voltage is out of the previously mentioned range, the source voltage can go to either $(V_{EE} + 36V)$ or $(V_{CC} + 6V)$, whichever is more positive, and can go as negative as V_{EE} without destruction. The drain (D) voltage can also go to either $(V_{EE} + 36V)$ or $(V_{CC} + 6V)$, whichever is more positive, and can go as negative as $(V_{CC} - 36V)$ without destruction.

Analog Current

With the source (S) positive with respect to the drain (D), the R_{ON} is constant for low analog currents, but will increase at higher currents (>5 mA) when the FET enters the saturation region. However, if the drain is positive with respect to the source and a small analog current loss at high analog currents (Note 6) is tolerable, a low R_{ON} can be maintained for analog currents greater than 5 mA at 25°C.

LEAKAGE CURRENTS

The drain and source leakage currents, in both the ON and the OFF states of each switch, are typically less than 1 nA at 25°C and less than 100 nA at 125°C. As shown in the typical curves, these leakage currents are dependent on power supply voltages, analog voltage, analog current and the source to drain voltage.

DELAY TIMES

The delay time OFF (t_{OFF}) is essentially independent of both the analog voltage and temperature. The delay time ON (t_{ON}) will decrease as either $(V_{CC} - V_A)$ decreases or the temperature decreases.

POWER SUPPLIES

The voltage between the positive supply (V_{CC}) and either the negative supply (V_{EE}) or the reference supply (V_R) can be as much as 36V. To accommodate variations in input logic reference voltages, V_R can range from V_{EE} to $(V_{CC} - 4.5V)$. Care should be taken to ensure that the power supply leads for the device never become reversed in polarity or that the device is never inadvertently installed backwards in a test socket. If one of these conditions occurs, the supplies would zener an internal diode to an unlimited current; and result in a destroyed device.

SWITCHING TRANSIENTS

When a switch is turned OFF or ON, transients will appear at the load due to the internal transient voltage at the gate of the switch JFET being coupled to the drain and source by the junction capacitances of the JFET. The magnitude of these transients is dependent on the load. A lower value R_L produces a lower transient voltage. A negative transient occurs during the delay time ON, while a positive transient occurs during the delay time OFF. These transients are relatively small when compared to faster switch families.

DISABLE NODE

This node can be used, as shown in Figure 5, to turn all the switches in the unit off independent of logic inputs. Normally, the node floats freely at an internal diode drop ($\approx 0.7V$) above V_R . When the external transistor in Figure 5 is saturated, the node is pulled very close to V_R and the unit is disabled. Typically, the current from the node will be less than 1 mA. This feature is not available on the LF11201 or LF11202 series.

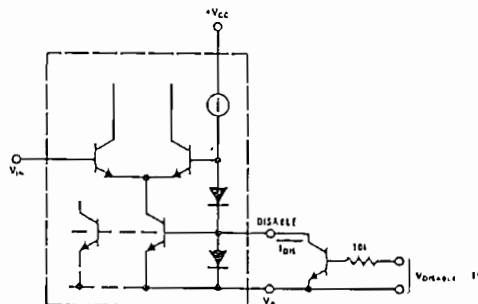


FIGURE 5. Disable Function

B I B L I O G R A F I A

- A 1. Alley y Atwood - INGENIERIA ELECTRONICA - Limusa - 3era. edición - 1973.
- B 1. Bastidas Castro Jorge - ESTUDIO TEORICO EXPERIMENTAL DE UN SERVOMECANISMO DE VELOCIDAD Y POSICION - Escuela Politécnica Nacional - tesis - 1981.
- E 1. Electro Craft Corporation - MOTOMATIC CONTROL SYSTEM LABORATORY - 1968.
- G 1. Graeme Jerald - APPLICATIONS OF OPERATIONAL AMPLIFIERS - McGraw Hill - 1973.
- K 1. Kirk Donald E. - OPTIMAL CONTROL THEORY - Prentice/Hall International - 1970.
- K 2. Kaufman Milton and Seidman Arthur - HANDBOOK FOR ELECTRONICS ENGINEERING TECHNICIANS - McGraw Hill - 1976.
- M 1. Moya Douglas - GENERADOR ANALOGICO DE LAS FUNCIONES LOGARITMO Y ANTILOGARITMO - Escuela Politécnica Nacional - tesis - 1975.
- O 1. Ogata Katsuhino - INGENIERIA DE CONTROL MODERNO - Prentice/Hall International - 1970.
- W 1. Wait John, Huelsman Laurence and Korn Granino - INTRODUCTION TO OPERATIONAL AMPLIFIER THEORY AND APDICATIONS - McGraw Hill - 1975.