

Universidad Nacional de Ingeniería
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



**Diseño é Implementación de un Sistema de Supervisión
y Control de Izaje de Mineral de un Proceso
de Extracción Subterránea**

TESIS
Para optar el Título Profesional de
INGENIERO ELECTRONICO

JUAN FRANCISCO TISZA CONTRERAS

PROMOCION 1975 - 1

Lima - Perú
1987

A mi esposa Catalina Soledad por
todo su apoyo y comprensión.

INDICE

Pág.

INTRODUCCION

CAPITULO I: CONSIDERACIONES PREVIAS PARA LA REALIZACION
DEL SISTEMA

- 1.1 Descripción del proceso de extracción subterránea del mineral
- 1.2 Objetivos del Diseño y Realización del Sistema
- 1.3 Consideraciones prácticas para el diseño y realización del sistema

CAPITULO II: DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO DE
SENSADO Y DISCRIMINACION

- 2.1 Diseño e implementación del transformador de corriente de sensado de carga y curva de respuesta
- 2.2 Descripción del circuito a ser diseñado en la etapa de Discriminación de niveles de carga
- 2.3 Diseño e Implementación de la etapa de discriminación de niveles de carga
- 2.4 Descripción del circuito combinacional de discriminación de carga a ser diseñado
- 2.5 Diseño e implementación del circuito combinacional de discriminación de carga

CAPITULO III: DISEÑO DE LAS ETAPAS DE REGISTROS, PRE -
AMPLIFICADORES Y ETAPA DE SALIDA

- 3.1 Descripción de los circuitos registradores y pre - amplificadores a ser diseñados

3.2 Diseño e implementación de las etapas de registros y Pre-Amplificadores

3.3 Descripción de las etapas de salida y contadores a ser diseñado

3.4 Diseño e implementación de las etapas de salida y contadores

CAPITULO IV: DISEÑO E IMPLEMENTACION DE LOS CIRCUITOS DE BASE DE TIEMPOS

4.1 Diseño e implementación del circuito receptor de línea

4.2 Diseño e implementación del circuito de base de tiempo CL1

4.3 Diseño e implementación del circuito de base de tiempo CL2

4.4 Diseño e implementación del circuito de base de tiempo CL3

4.5 Diseño e implementación del circuito de base de tiempo CL5

CAPITULO V: DESCRIPCION, DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO BUSCADOR DE FALLAS

CAPITULO VI: ESQUEMA GENERAL DEL CIRCUITO COMPLETO DISEÑADO E IMPLEMENTADO

6.1 Lista de materiales

6.2 Disposición de los C.I.

6.3 Plano General

CAPITULO VII: LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL SISTEMA

CAPITULO VIII: COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

CAPITULO I

CONSIDERACIONES PREVIAS PARA LA REALIZACION DEL SISTEMA

1.1 Descripción del Proceso de Extracción Subterránea de Mineral

El sistema de extracción subterránea de mineral de una mina que utiliza este tipo de extracción se realiza mediante un sistema de izaje de carga que es recibida en un nivel fijo llamado chute de carga al cual convergen mediante conductos subterráneos llamados Ore Pass, diversos puntos de extracción (que corresponden a la localización de betas) desde el punto donde converge el mineral transportado por caída libre se debe de llevar a la superficie para su tratamiento posterior en una planta concentradora a este proceso de transporte se llama el izaje del mineral.

En el caso específico al cual nos referimos en este trabajo se tiene que el punto de carga (chute de carga) se encuentra aproximadamente a 230 metros debajo del nivel cero. El sistema de izaje se realiza mediante 2 baldes llamados skips que trabajan en forma de tipo tandem, es decir que cuando uno de los skips sube con carga el otro baja sin carga. Entendemos que cuando uno de ellos está cargando en el chute de carga el otro se encuentra en el punto de descarga llamado chute de descarga (Fig.Nº1.1 El punto de descarga se encuentra aproximadamente a 18 metros sobre el nivel cero de referencia.

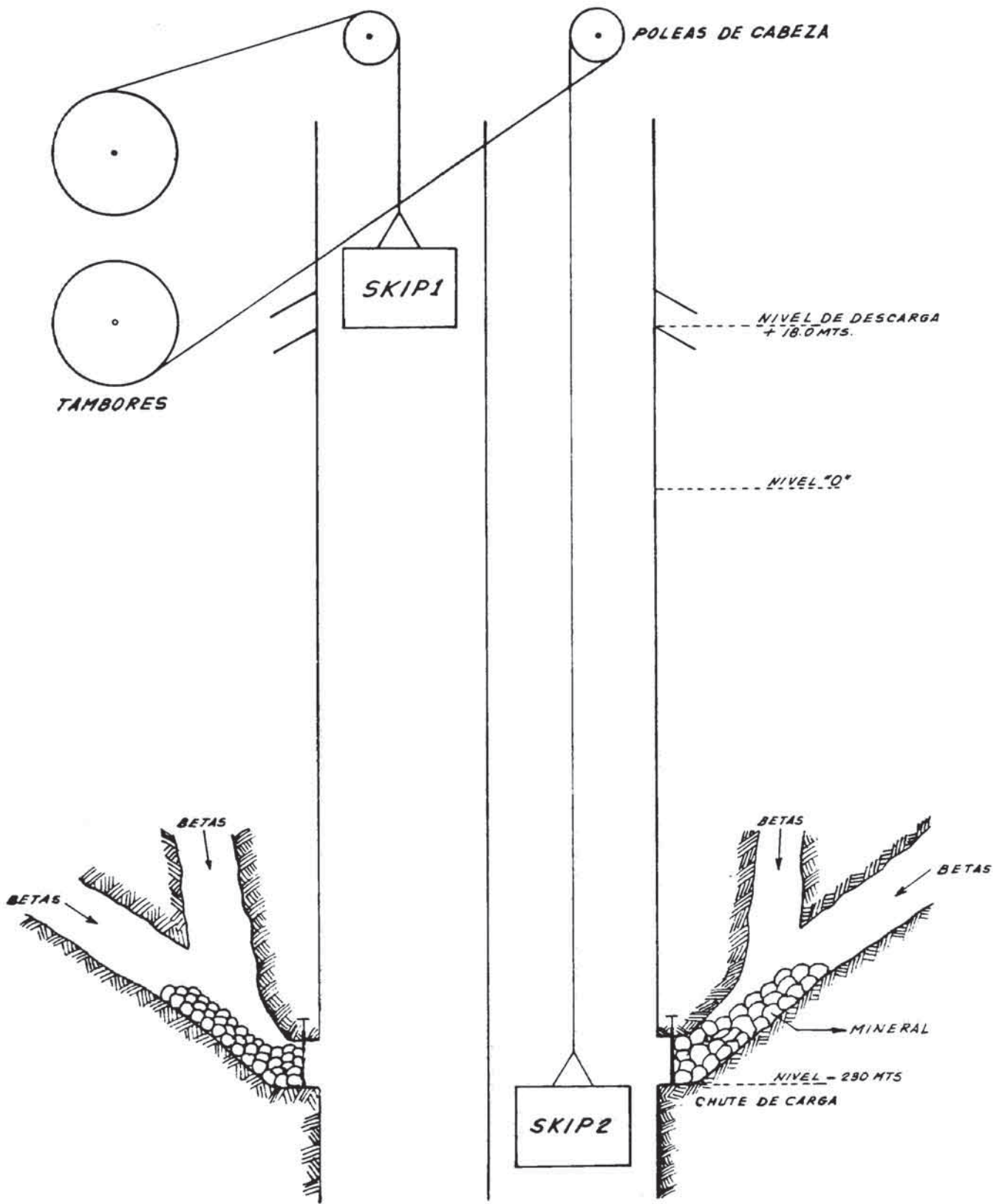


FIGURA 1.1

Los skips son accionados mediante cables que los soportan y a través de un par de poleas son conducidos los cables a un sistema de 2 tambores.

Los tambores son movidos a través de un eje de transmisión, el cual es accionado por un motor principal, el cual es un motor de corriente alterna de rotor devanado trifásico, alimentado por una tensión de 2,300 voltios trifásico, de 60 Hz y una potencia de 800 HP. El motor tiene una posibilidad de accionamiento directo y reverso dependiendo de la forma como se conecten las fases, dependiendo de la forma como se conecten los contactores principales de inversión (reversing contactor), los cuales son accionados desde el panel de consola del operador, lo cual determina que uno de los skips suba y el otro baje y viceversa.

En la figura 1.2 se aprecia un arreglo general de los tambores de izaje, su sistema de transmisión y otros accesorios de protección y supervisión eléctrico y mecánico que dispone el sistema.

En la figura 1.3 se aprecia el circuito eléctrico general de alimentación al motor, así como también algunos elementos de medida, protección y control.

Es de particular interés para la descripción del sistema a ser diseñado la descripción del sistema de protección que tiene este sistema de izaje llamado winche marca Hepburn. El sistema de protección que utiliza es de tipo mecánico, con

WINCHE DE TAMBORES
ARREGLO GENERAL

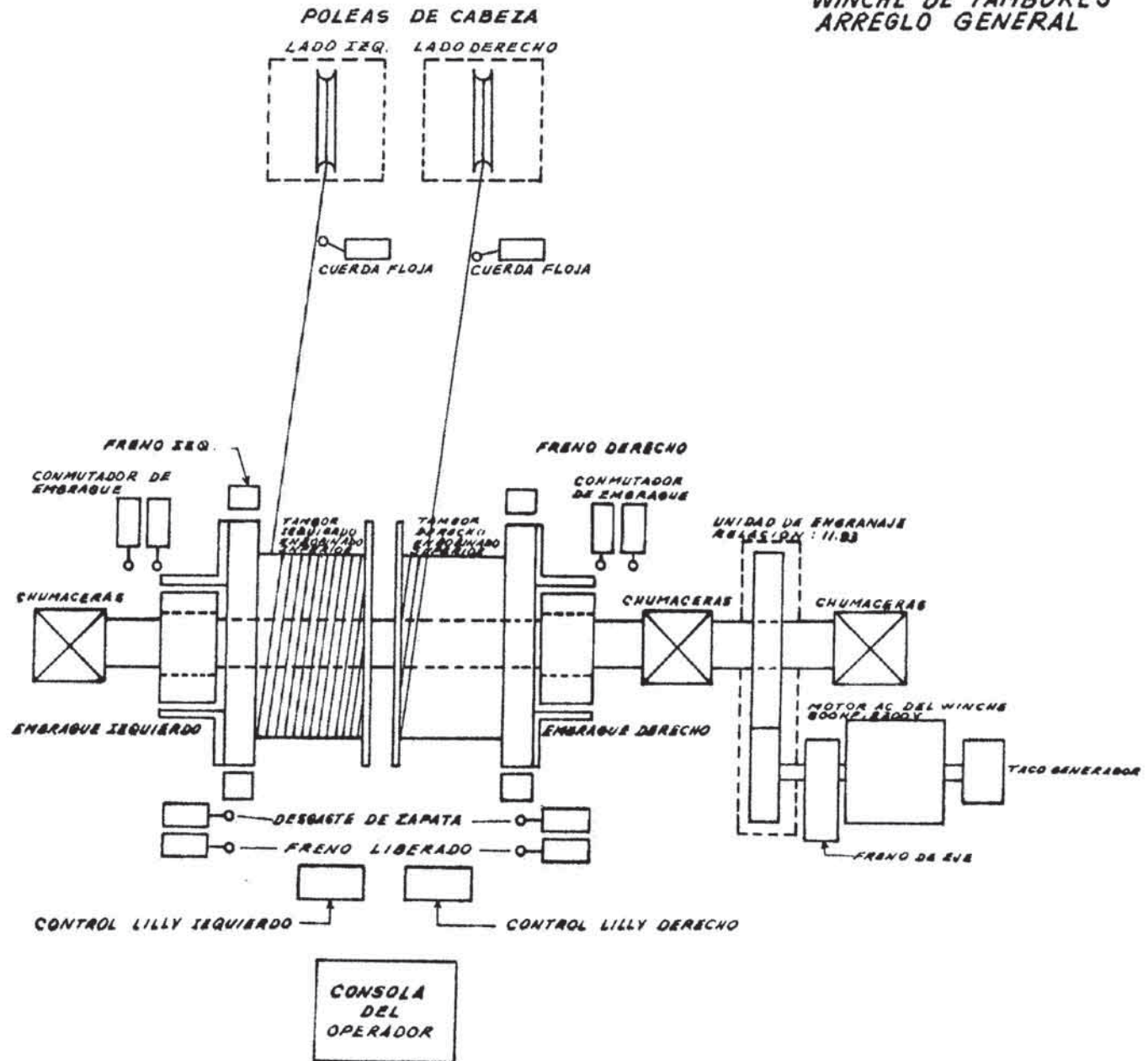


FIG: 1.2

CIRCUITO ELÉCTRICO DEL WINCHE

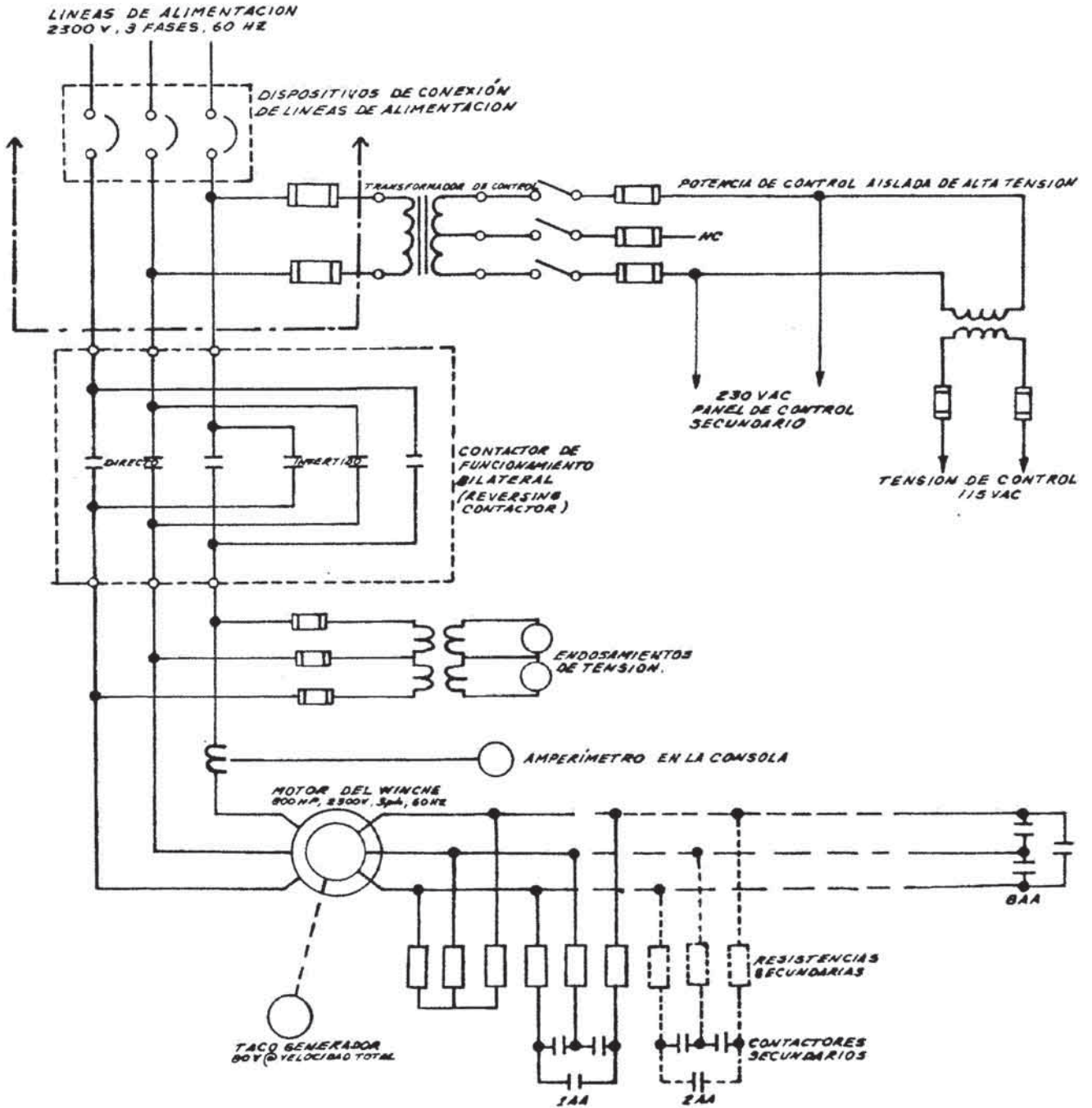
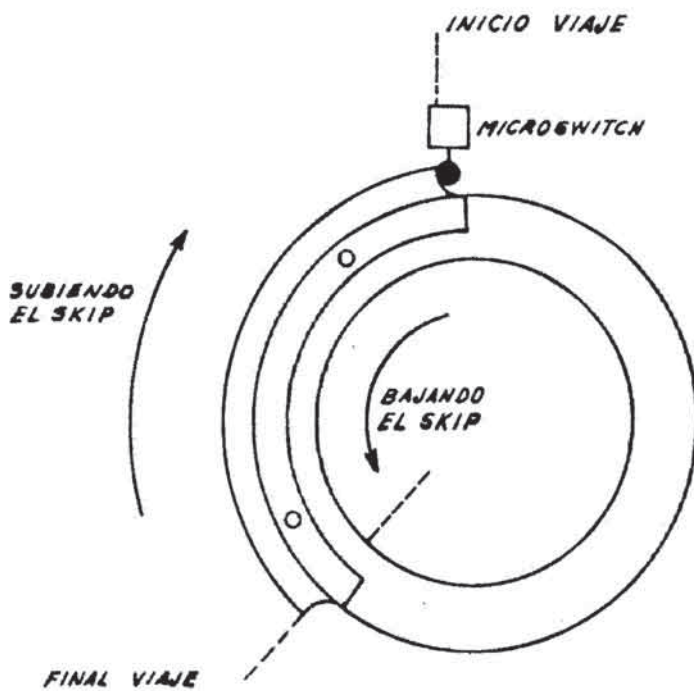
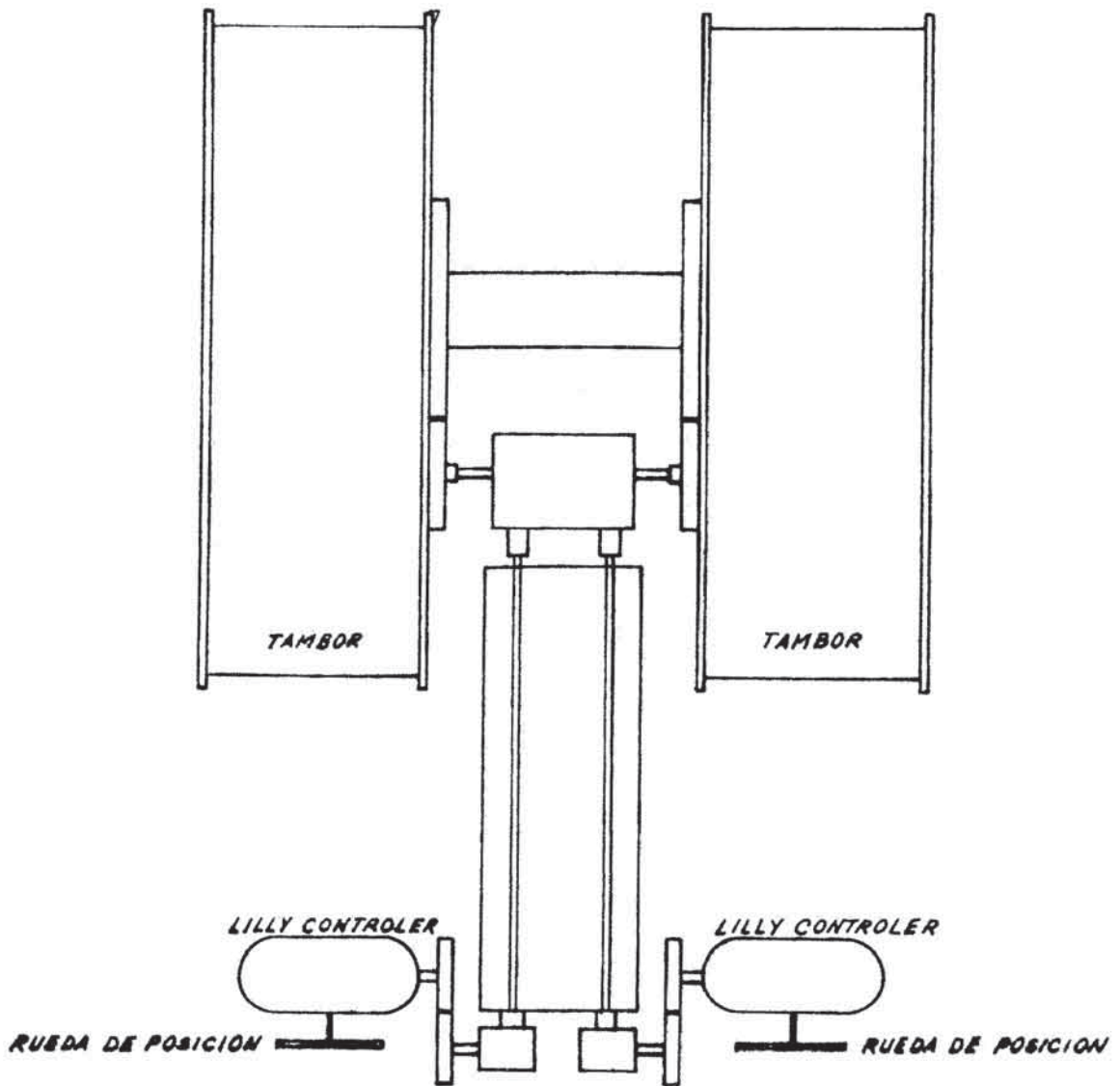


Figura 1.3

accionamiento sobre elementos eléctricos del circuito de control eléctrico. El sistema de protección es llamado "Lilly Controller" y es un sistema mecánico que es alimentado desde un eje de transmisión auxiliar que va acoplado al eje de transmisión de los tambores a través de un sistema de engranajes es llevado el movimiento a los Lilly Controller, los cuales son 2 uno para cada tambor de modo que se tiene el Lilly Controller del Skip #1 y el Lilly Controller del Skip número 2; lo que este sistema consigue hacer es sensar la velocidad, la posición y aceleración de los skips. En este equipo de control mecánico se puede ajustar la velocidad máxima que puede tomar cada skip, ésto da una alarma de sobre velocidad cuando se excede el tope prefijado, de manera similar se puede supervisar la posición del skip que igualmente hacen accionar alarmas preventivas y ejecutivas cuando se excede el desplazamiento, de los Skips de los límites que han sido prefijados, la posición de los skips son sensadas en una rueda que hay en cada uno de los Lilly Controller, es sobre esta rueda donde se instala un sector de anillo circular saliente que conjuntamente con un micro switch instalado en una posición fija nos permite sensar la duración de cada viaje; este micro switch se activa al iniciarse el desplazamiento del skip desde su posición inicial, es decir desde el chute de carga y no deja de estar activado hasta que el skip haya concluido su viaje, es decir haya llegado al chute de descarga.

En la figura 1.4 se aprecia básicamente el accionamiento de



RUEDA DE SENSADA DE POSICION

FIGURA 3.4.

los Lilly Controller, así como también la rueda que nos permite sensar la posición del skip.

Finalmente, en la tabla N°1 se dan algunas características principales del sistema de izaje.

1.2 Objetivos del Diseño y Realización del Sistema

Un viaje normal siempre se inicia con uno de los skips en la parte del chute de carga mientras el otro skip está a la altura del chute de descarga. Cuando llega la señalización de que el skip está cargado el operador que se encuentra en la consola de operación inicia el viaje de tal manera que el skip que se encuentra en la parte inferior empieza a subir. El viaje concluye cuando el skip que se encontraba en el chute de carga llega al chute de descarga, el control del viaje está a cargo del operador.

Un viaje normal típico dura aproximadamente entre 55 y 60 segundos, en la figura 1.5 se muestra un diagrama típico de respuesta de corriente versus tiempo. Estos tiempos se han obtenido de un promedio experimental de la observación del funcionamiento del sistema de izaje. La amplitud I_p e I_N en amperios varía dependiendo de la cantidad de carga que traiga el skip y sus valores típicos pueden estar en el orden de $I_p = 250$ á 300 amperios e $I_N = 160$ á 190 amperios.

Una guardia de trabajo consta de 8 horas de disponibilidad del sistema de izaje en el cual se realizan un número determinado de viajes dependiendo de la producción que se tenga

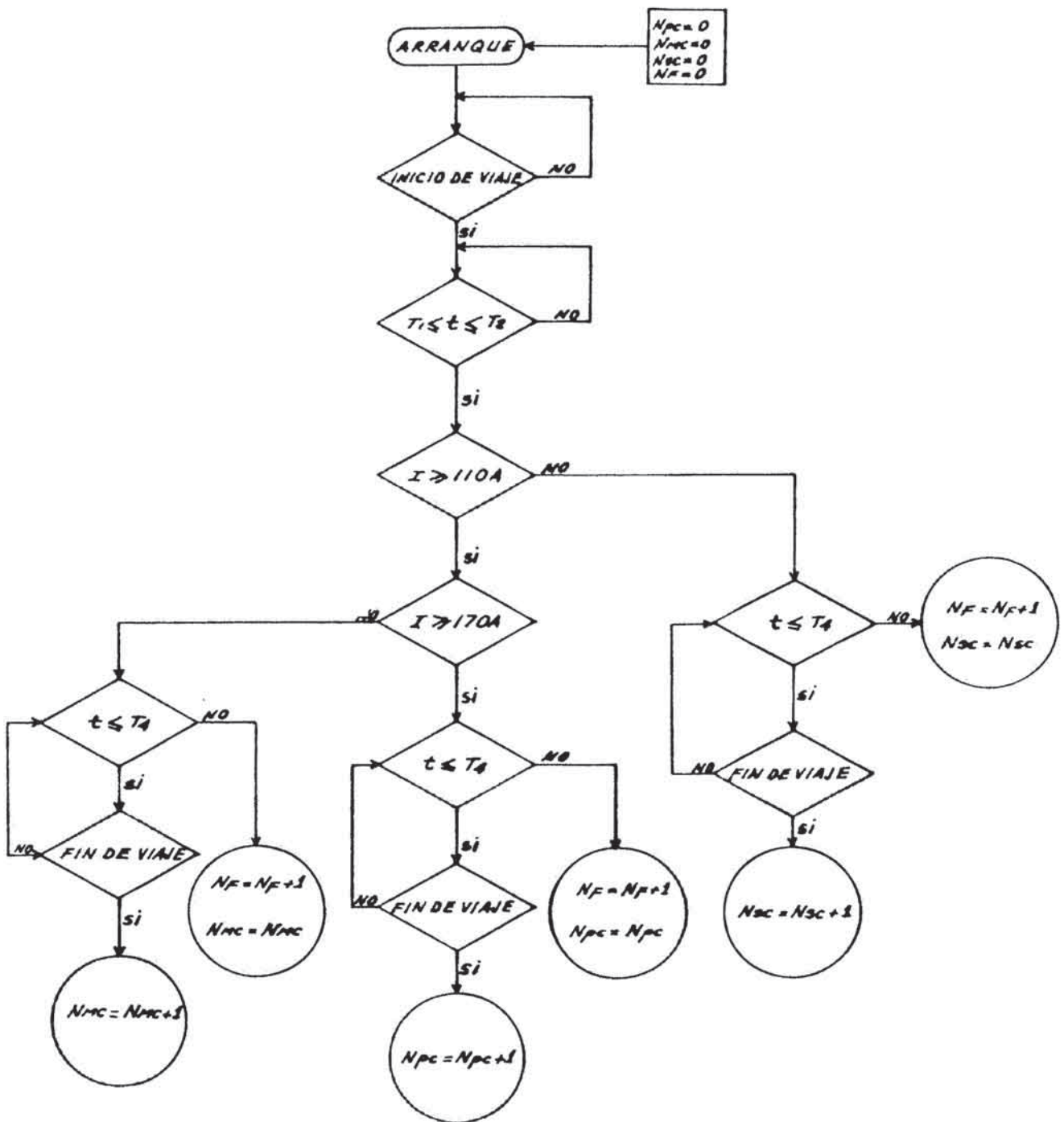
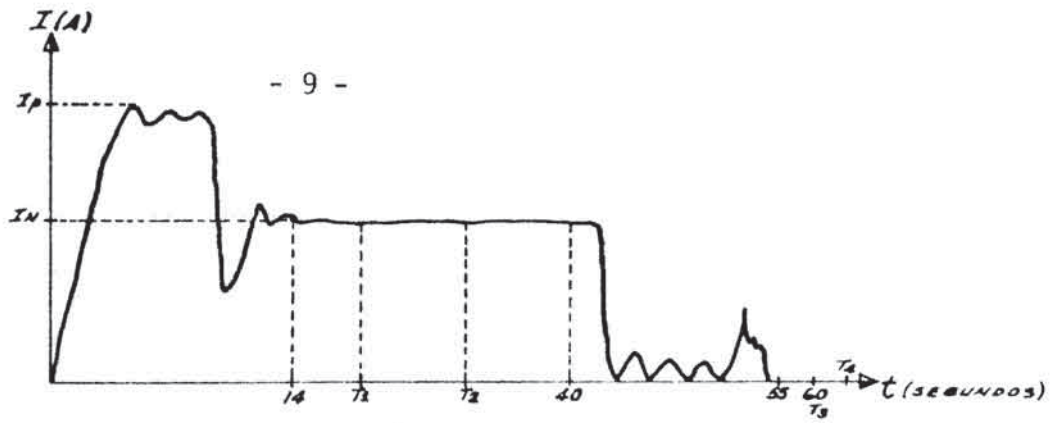


FIGURA 1.6

en la guardia de trabajo. El control de la producción se efectúa mediante el número de viajes realizados en una guardia. Mediante el sistema de control y supervisión que se diseña en este trabajo se tiene por objetivo realizar un control automático del número de viajes, así como también el sensado aproximado de la carga que es transportada, también se tiene opción de tener una información automática de cuantos viajes con problemas han sido realizados en una guardia.

Cabe mencionar que sin la utilización de este sistema el control del número de viajes lo realiza manualmente el operador siendo la información proporcionada incompleta y no confiable. Cabe mencionar que la información verídica de la producción es importante pues a partir de este dato se calcula el pago adicional que se da al personal por bonos de producción.

De las observaciones realizadas se tiene como un número típico de 200 viajes por guardia.

TABLA N°1

- Marca	HEPBURN	
- Tipo de winche	130" ϕ x 40" (3302 mm ϕ x 1,016 mm) double drum electric mine hoist	
- Distancia de Izaje	805ft (254 mt)	
- Régimen de Jalado de la cuerda	35,000 lbs (15,876 kg)	
- Cuerdas	tipo 6x25 flattened strand número 2 diámetro 1.625" (41.28 mm) peso/pie 4.75 lbs/ft (7.07 kg/m)	
- Fuente de poder	2,300 volt.	3 fases 60 Hz
- Condiciones nominales de Funcionamiento:	Aceleración: 2.5 ft/seg ² (76 mt/seg ²) Velocidad : 1180 ft/mt (360 mt/m)	
Ciclo	Tiempo en seg	Distancia
Arrastre	4	8 ft (2.44 mt)
Aceleración	7.87	77.36 ft (23.58 mt)
Viaje	32.25	634.39 ft (193.36 mt)
Retardo	7.87	77.36 ft (23.58 mt)
Arrastre	4	8 ft (2.44 mt)
Descarga	11.7	
Total	67.69	805 ft (245.36 mt)
- Alimentación al Motor:	Pico: 1286 HP (957 KW) RMS : 648 HP (484 KW)	
Peso: Mineral	15,042 lbs (6,832 kg)	
Cuerda	3,824 lbs (1,735 kg)	
Skip	12,000 lbs (5,443 kg)	
Peso total: $T_1 =$	30,866 lbs (14,000 kg)	

El circuito diseñado nos permite evaluar lo siguiente:

1. Número de viajes con skip a plena carga (N_{PC})
2. Número de viajes con skip a media carga (N_{MC})
3. Número de viajes con skip sin carga (N_{SC})
4. Número total de viajes válidos (N_V)
5. Número de viajes fallidos (N_F)

En la figura 1.6 se muestra un diagrama de flujo que explica el principio de funcionamiento del sistema.

El circuito diseñado está básicamente constituido por 2 bloques fundamentales;

- a) El circuito de sensado y discriminación
- b) El circuito de relojes de base de tiempos

En la figura 1.7 se muestra un diagrama de bloques del circuito diseñado, el circuito de sensado y discriminación nos permite sensar la corriente I_N y a través de esto sensar el peso de la carga que transporta el skip en un viaje y por otro lado después de discriminar la señal adecuadamente lo clasifica si corresponde al caso de un skip a plena carga, a media carga o sin carga, de acuerdo a los niveles que se ajuste en el circuito discriminador,

El circuito de relojes de base de tiempo nos proporciona unas señales deshíbidoras y de comando que son insertadas en diversos puntos del circuito discriminador como se aprecia en el diagrama circuital posterior.

Estas señales en forma sincronizada y secuencial receptionan

La información proveniente del circuito discriminador, luego mediante el circuito combinacional es derivado a los registros correspondientes en donde se almacena la información hasta que concluya el viaje una vez que sucede esto la señal de reloj CL5 que informa que el viaje ha terminado desinhibe las compuertas que alimentan a los circuitos de salida y permite tomar la señal almacenada en el registro que corresponda y esta información pasando a través de la etapa de salida es derivada al contador correspondiente para incrementar la cuenta según corresponda.

El circuito diseñado tiene además una parte redundante que se utiliza como detector de error, pues nos da en un contador el número de viajes válidos, el cual siempre debe ser la suma del número de viajes con skip a plena carga más el número de viajes con skip a media carga y más el número de viajes sin carga si hubiera alguna divergencia entre lo que indica el contador con esta suma significará que existe un error en el funcionamiento del circuito.

Adicionalmente, se detecta mediante el circuito diseñado el número de viajes fallidos producidos por algún desperfecto mecánico, eléctrico, instrumental o de operación. Considerando viaje fallido a aquel que excede los 60 segundos más una tolerancia que se asigna. Si el viaje demora más de este tiempo prefijado se considera que el viaje es fallido.

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA

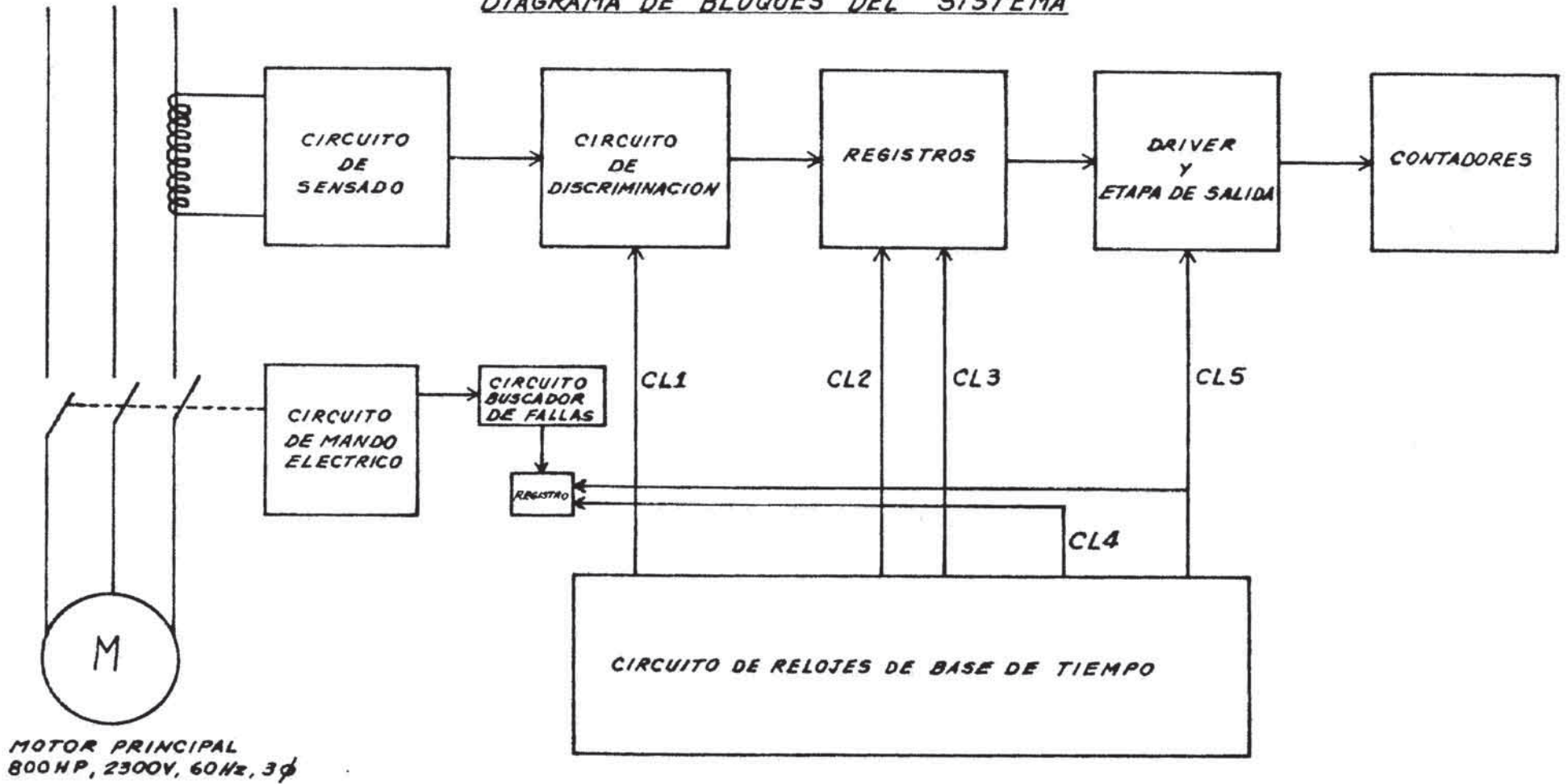


FIGURA 1.7

1.3 Consideraciones Prácticas para el Diseño y Realización del Sistema

En primer término se debe indicar que el diseño se ajusta a los tiempos que son observados en los viajes normales de izamiento del mineral; ésto fue graficado en la figura número 1.5 indicada anteriormente. Los tiempos que se utiliza en cada viaje normal no deben variar mayormente pues se tiene una manera standar de operación a la cual debe sujetarse el operador y esto viene especificado en las recomendaciones que da el fabricante del sistema de izaje.

Por otro lado, en cuanto a los componentes utilizados en el diseño y realización hemos tenido en cuenta los materiales que se dispone como elementos de repuesto comunes a otros equipos que tiene implementado la Compañía Minera Milpo S.A. que es para la cual fue diseñado e implementado el sistema. Este es el criterio seguido para escoger componentes CMOS en toda la lógica digital, así como también los amplificadores operacionales uA 741, los transistores TCG 128 (TCG) y 2N753 (Motorola) la selección de estos últimos componentes amplificadores operacionales y transistores no es crítica y podría ser cambiadas teniendo en cuenta las especificaciones límites que se dan en el diseño y efectuando ligeras variantes en el circuito.

Igualmente en cuanto al diseño del transformador de corriente se ha utilizado un núcleo no acorazado que ya se disponía.

CAPITULO II

DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO DE SENSADO Y DISCRIMINACION

2.1 Diseño del Transformador de Corriente de Sensado de Carga

Tomamos como base para el diseño el hecho que ya disponemos de un núcleo sin acorazar cuyas dimensiones son mostradas en la figura 2.1.1

De las dimensiones tenemos: área efectiva (q_{fe})

$$q_{fe} = 35 \text{ mm} \times 12.4 \text{ mm} = 434 \text{ mm}^2 = 4.34 \text{ cm}^2$$

Considerando el peor de los casos en que el área efectiva es mínima.

Tomamos como parámetros fijados para el diseño los siguientes:

$$I_{pr} = 250 \text{ A}$$

$$I_{sec} = 120 \text{ mA}$$

$$R_L = 100 \ \Omega$$

- Cálculo del número de espiras del secundario (N_{sec}) y el voltaje eficaz del secundario (V_{sec})

$$\frac{V_{pr}}{V_{sec}} = \frac{N_{pr}}{N_{sec}} = \frac{I_{sec}}{I_{pr}} \quad \text{en el caso del transformador de corriente}$$

$$\text{te } N_{pr} = 1$$

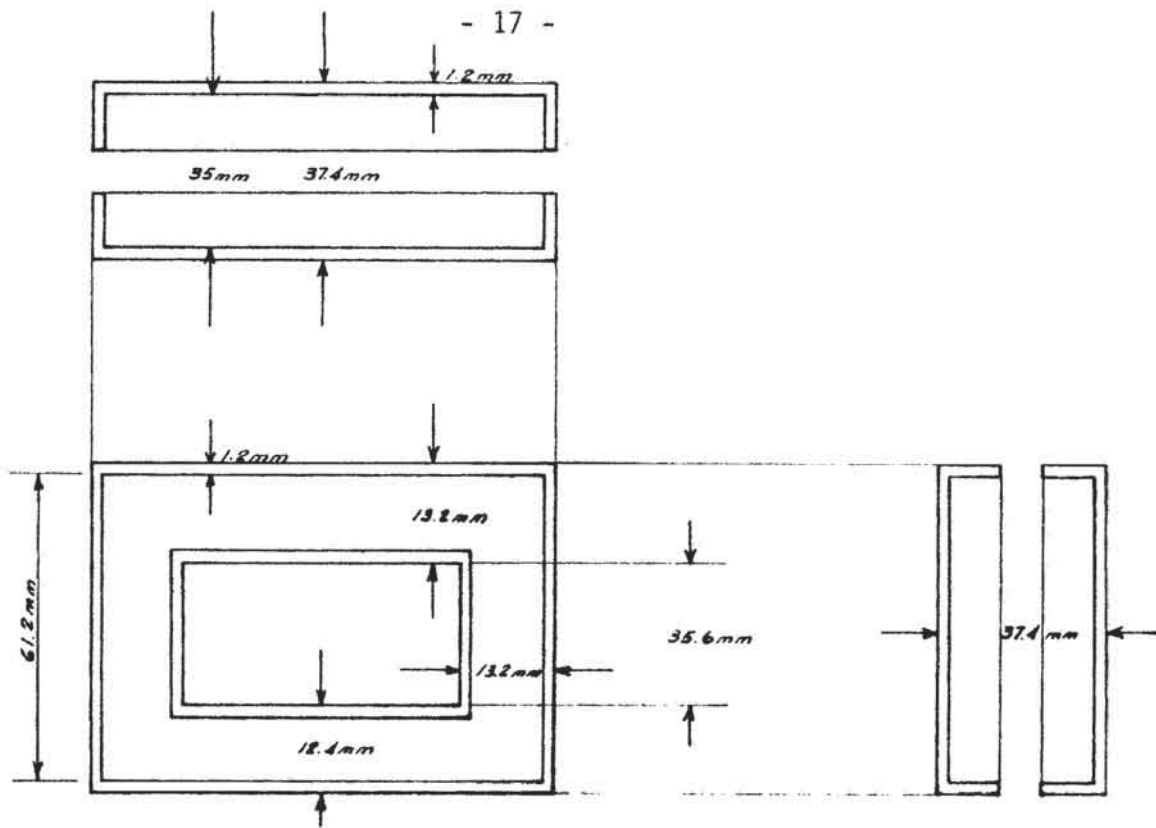


FIGURA 2.1.1.

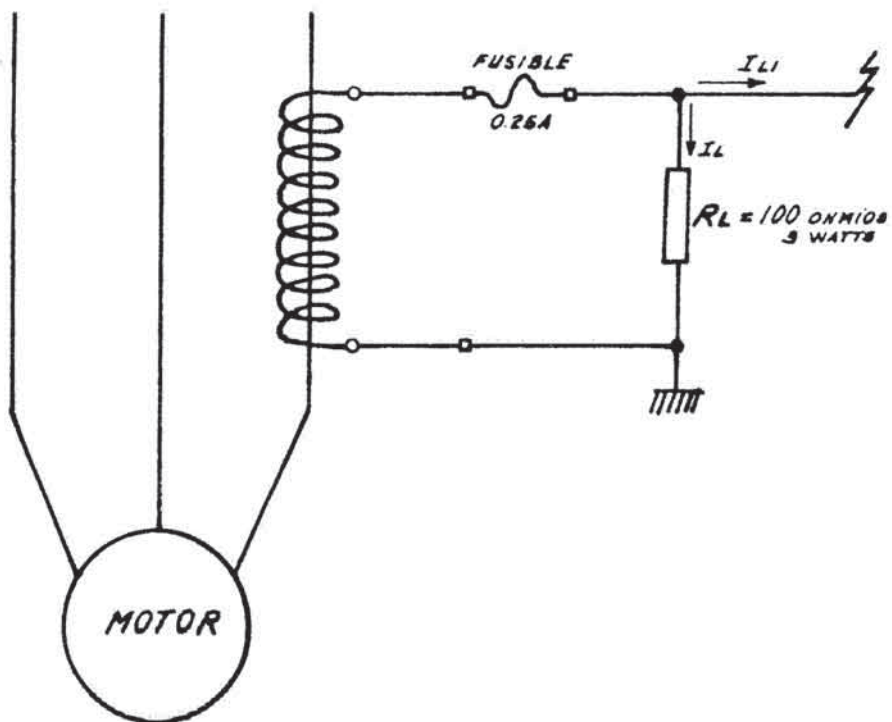


FIGURA 2.1.2

$$V_{\text{sec}} = 120 \text{ mA} \times 100 \ \Omega = 12 \text{ voltios}$$

$$N_{\text{sec}} = \left(\frac{I_{\text{pr}}}{I_{\text{sec}}} \right) N_{\text{pr}} = \frac{250 \text{ A}}{120 \times 10^{-3} \text{ A}} \times 1 = 2,083.3 \text{ vueltas}$$

- Cálculo de la Potencia del Secundario

En la figura 21.2 observamos un esquema en donde podemos apreciar que se cumple:

$$I_{L_1} \lll I_L$$

Luego:

$$P_{\text{sec}} = I_L^2 R_L$$

$$P_{\text{sec}} = (120 \text{ mA})^2 \times 100 \ \Omega$$

$$P_{\text{sec}} = 1.4 \text{ watts}$$

Esta vendría a ser la potencia consumida escogemos 3.6 veces esta potencia para determinar la capacidad en volt-amperes del transformador de corriente, así:

$$P_{\text{a sec}} = 5 \text{ VA}$$

- Cálculo del número de espiras por voltio

Tenemos que $N_{\text{sec}} = V_{\text{sec}} \times \# \text{ espiras/voltio}$

En nuestro caso:

$$\# \text{ espiras/voltio} = \frac{2,083 \text{ espiras}}{12 \text{ voltios}} = 173.6 \text{ espiras/V}$$

- Considerando los datos que tenemos hasta ahora

173.6 espiras/voltio

$$q_{\text{fe}} = 4.34 \text{ cm}^2$$

$f = 60 \text{ Hz}$ y utilizando la gráfica 2.1.3 se aprecia que se encuentra aproximadamente la inducción magné-

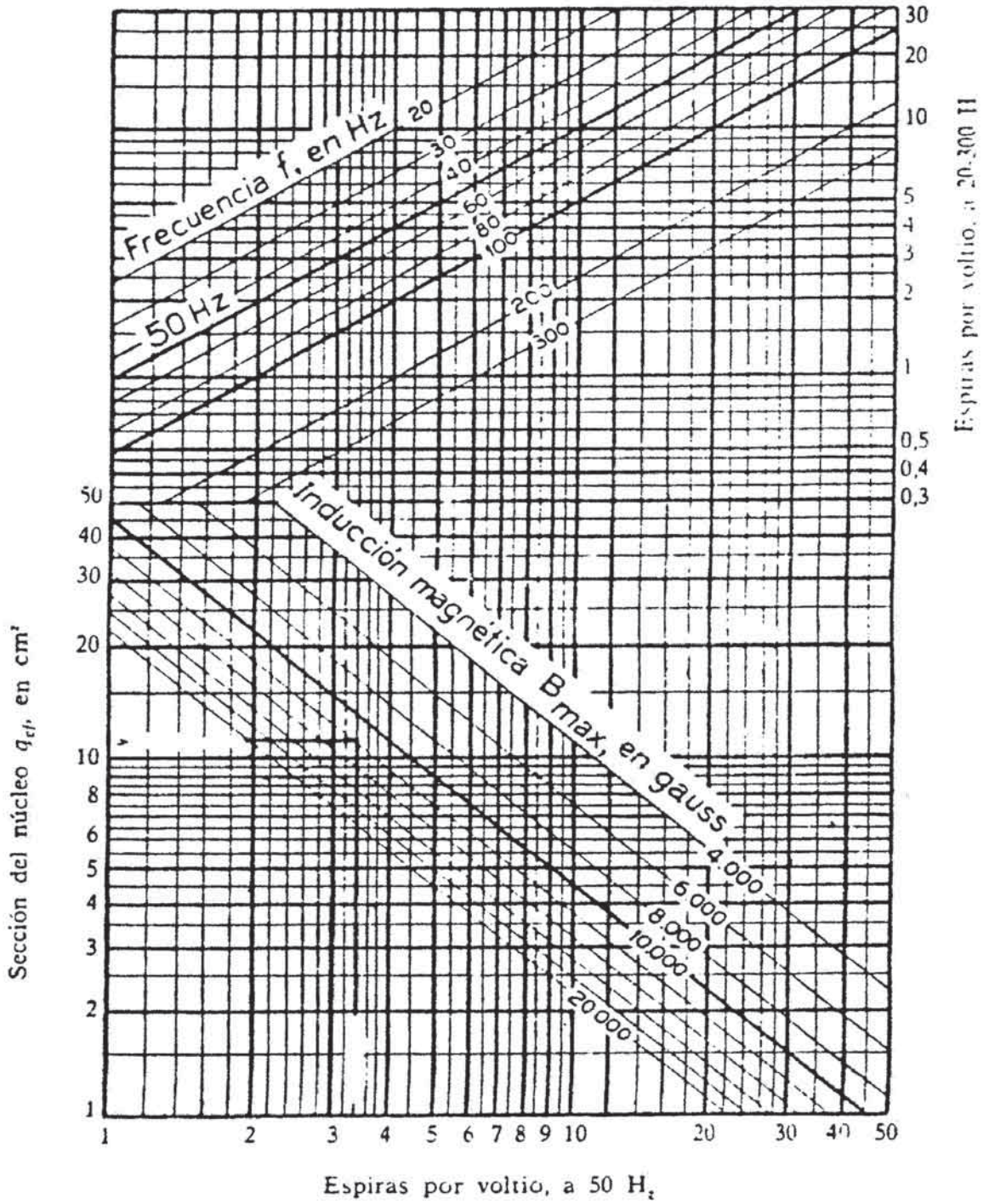


FIG: 2.1.3

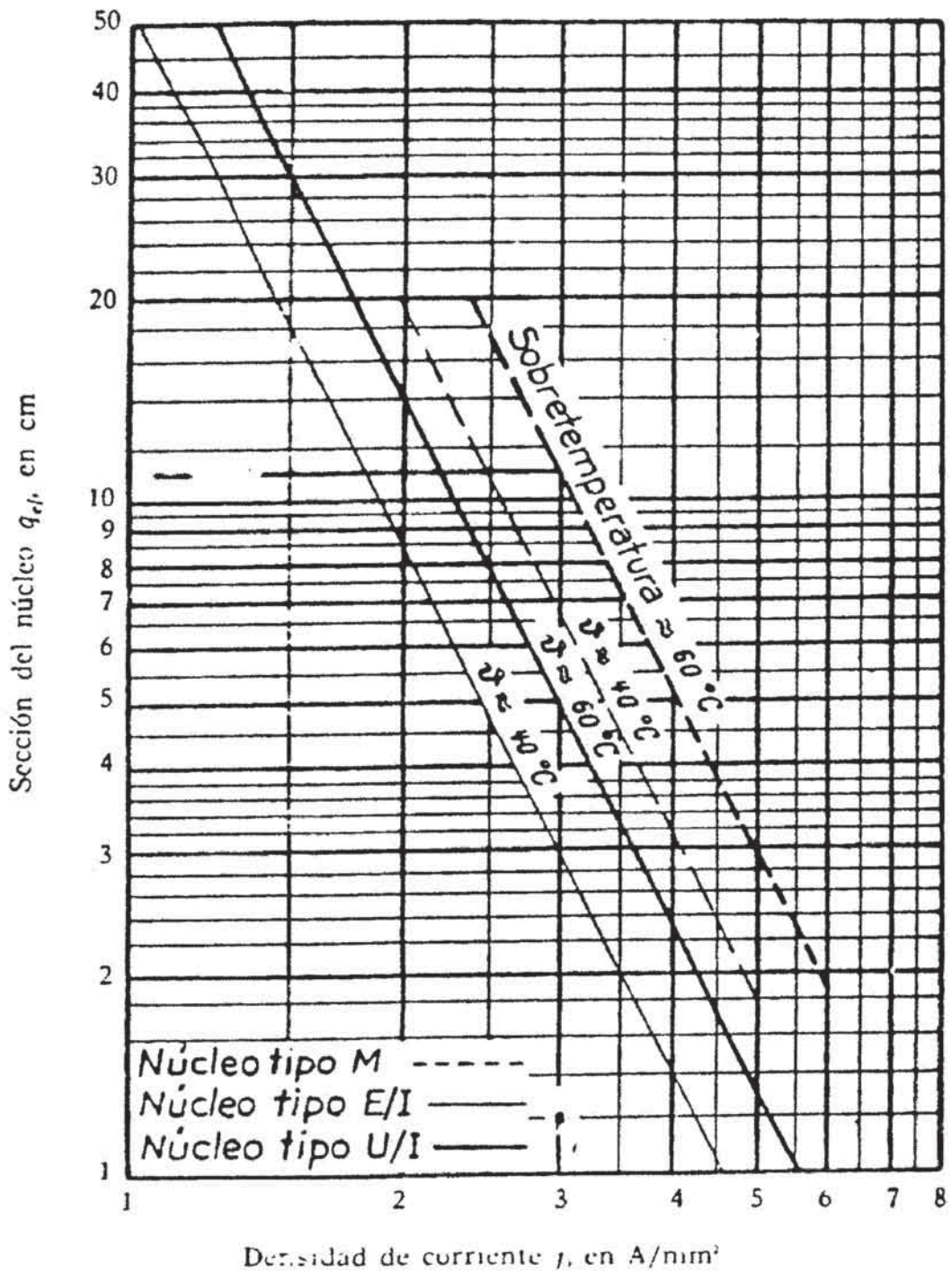


FIG: 2.1.4

tica máxima (B máx) en:

$$B \text{ máx} < 1000 \text{ Gaus}$$

Apreciamos que el B máx es relativamente bien bajo, ésto es así pues al haber obtenido un margen muy alto de espiras/voltio se ha limitado bastante la capacidad de carga del secundario, la cual es mínima en este transformador.

- Cálculo de la Densidad de Corriente Máxima

Del gráfico N° 2.1.4 escogemos el valor de la densidad de corriente máxima. Se utiliza la curva correspondiente al núcleo tipo U/I con una sobret temperatura de 60°C. Dada las dimensiones que tiene el núcleo y la de su arrollamiento podemos considerar aproximadamente el caso del arrollamiento en una sola rama, en este caso escogemos

$$J_{\text{máx}} = 3 \text{ A/mm}^2$$

- Cálculo del tipo de alambre para el secundario

Considerando el valor de la densidad de corriente máxima

$J_{\text{máx}}$

$$J_{\text{máx}} = \frac{I}{A}$$

$$A = \frac{I}{J_{\text{máx}}} = \frac{\pi d_{\text{cu}}^2}{4}$$

$$d_{\text{cu}} = 1.128 \sqrt{\frac{I}{J_{\text{máx}}}} \text{ considerando: } I = 120 \text{ mA}$$

$$d_{\text{cu}} = 1.128 \sqrt{\frac{120 \times 10^{-3} \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2}} = 1.128 \sqrt{4 \times 10^{-2}} \text{ mm}$$

$$d_{\text{cu}} = 0.225 \text{ mm}$$

De las tablas de características de alambres tenemos:

Calibre (AWG)	Diámetro Nominal mm	Diámetro Total con esmalte (Doble capa) mm	OHM/km	kg/km
31	0.226	0.274	1,136	0.376
30	0.254	0.302	717.8	0.472
29	0.287	0.338	453.7	0.592
28	0.320	0.373	285.0	0.747

Se puede escoger el alambre calibre N°31 AWG pero por disponibilidad de material escogemos el calibre N°29 AWG.

De esta manera considerando las dimensiones del núcleo podemos calcular el número de capas de arrollamiento. En cada brazo extremo el número de espiras por cada capa viene dado de la siguiente forma:

$$\frac{35.6 \times 2}{0.338} = 181 \text{ espiras a esto le multiplicamos por un factor de empaquetamiento de } 0.80 \text{ obtenemos que son } 144 \text{ espiras, de manera que para poder alcanzar las } 2,083 \text{ espiras necesitamos:}$$

$$\frac{2,083}{144} = 14 \text{ capas}$$

$$\frac{2,083}{144} = 14 \text{ capas}$$

Podemos calcular finalmente la longitud del alambre a ser utilizado en forma aproximada.

La longitud promedio de una espira será:

$$L_{\text{espira}} = 37.4 \times 2 + 13.2 \times 2 + \frac{14 \times 0.338 \times 2}{2}$$

$$L_{\text{espira}} = 105.932 \text{ mm}$$

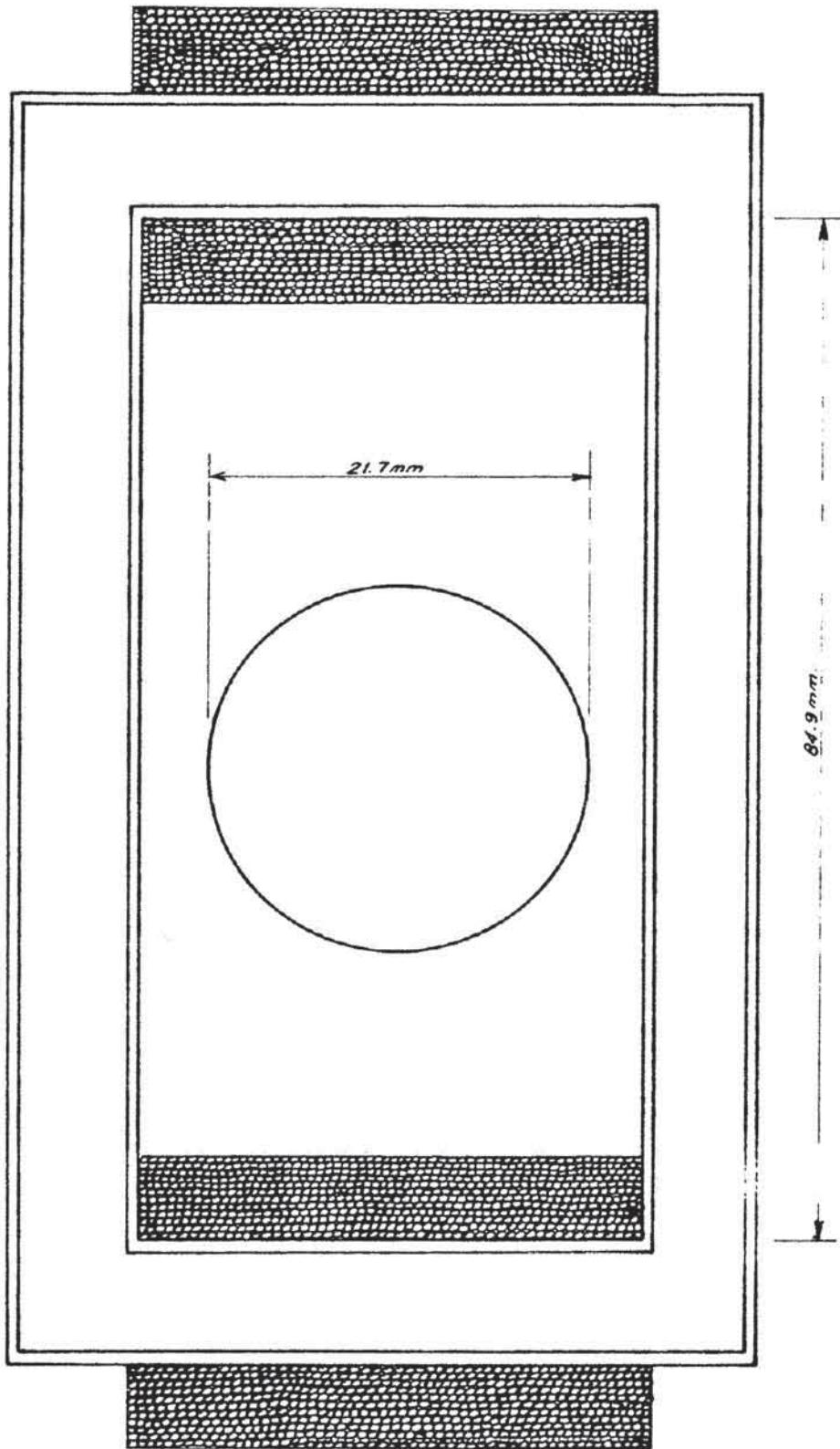


Figura 2.1.5.

La longitud total será: $L = 105.932 \times 2,083 = 220,656.36 \text{ mm}$

$$L = 220.66 \text{ mt}$$

La resistencia óhmica del arrollamiento secundario será:

$$R_{\text{sec}} = 453.7 \text{ ohm/km} \times 0.22066 \text{ Km}$$

$$\underline{R_{\text{sec}} = 100.1 \Omega}$$

El peso del alambre sería:

$$G_{\text{cu}} = 593 \text{ gr/km} \times 0.22066 = 130.63 \text{ gr}$$

Aplicando un factor de empaquetamiento por un factor de seguridad de 1.25 tendríamos

$$130.63 \text{ gr} \times 1.25 = \underline{163.28 \text{ gr} /}$$

Finalmente, en el gráfico N°2.1.5 se muestra un esquema de la forma de enrollamiento realizado en el núcleo.

- Diámetro del Conductor Primario

$I_{\text{primario}} = 250\text{A}$ se tiene utilizando un conductor aislado calibre 350 MCM cuya área real es de 177.4 mm^2

$$\text{diámetro} = \sqrt{\frac{4 \times 177.4}{\pi}} = 15.024 \text{ mm}$$

Siendo el diámetro exterior para este conductor

$$d_{\text{exterior}} = 21.7 \text{ mm}$$

Con estas dimensiones como se aprecia en el gráfico N° 2.1.5 se adapta a las dimensiones del transformador de corriente que se ha diseñado.

Evaluación de Pérdidas

1. N_w = pérdida por corriente Foucault considerando como válida la siguiente relación:

$$N_W = \sigma_W \left(\frac{f}{100}\right)^2 \left(\frac{B_{\text{máx}}}{10,000}\right)^2 G_{\text{fe}} \text{ (vatios)} \quad \text{que es pre}$$

sentado en el libro Pequeños Transformadores de R.Kuhn de la Editorial Marcombo (Página 12).

En donde:

σ_W = es un coeficiente cuyo valor es ≤ 2.45 como valores prácticos

f = frecuencia = 60 c/seg

$B_{\text{máx}}$ = inducción magnética que en este caso es aproximadamente menor que 1000 Gaus.

G_{fe} = peso del hierro en kilogramos, el cual es ≤ 1 kg

De donde obtenemos que:

$$N_W \leq 3.6 \times 10^{-3} \text{ Watts}$$

2. Pérdidas por Histéresis. Para inducciones hasta $B_{\text{máx}} = 7,000$

Se acepta la siguiente fórmula empírica (página 13, libro Pequeños Transformadores de R. Kuhn).

$$N_H = \frac{\eta_H B_{\text{máx}}^{1.6} f G_{\text{fe}}}{\delta \cdot 10^4} \text{ (Vatios)}$$

Donde: η_H = es una constante de material (en chapas para dínamo usual = 0.001, para chapas aleadas (silicio) = 0.0007

$B_{\text{máx}} < 1,000$ Gaus

f = 60 c/seg

$G_{\text{fe}} \leq 1$ kg

δ = peso específico del hierro en Gramo/cm³ de acuerdo a la tabla presentada en la página 27 del

libro Pequeños Transformadores de R. Kühn se
tiene que $\delta \geq 7.6$

$$\text{Por lo tanto } N_H \leq \frac{0.001 \times (1000)^{1.6} \times 60 \times 1}{7.6 \times 10^4}$$

$$N_H \leq 0.049 \text{ Watts}$$

3. Pérdidas en el cobre:

$$N_{cu} = I_{pr}^2 R_K \text{ vatios}$$

Donde:

$$R_K = R_{pr} + R_{sec} \left(\frac{N_{pr}}{N_{sec}} \right)^2$$

$$R_{pr} \approx 0$$

$$R_{sec} = 100 \text{ ohmios}$$

$$N_{cu} = (250)^2 \times 100 \left(\frac{1}{2,083} \right)^2$$

$$N_{cu} = 1.44 \text{ watts}$$

Finalmente, las pérdidas totales sería = 1.44 watts por
cuanto tanto las pérdidas por corrientes Foucault, así
como las pérdidas por histéresis son despreciables.

Finalmente, la potencia total = $P_{\text{útil}} + P_{\text{pérdidas}}$

$$\text{potencia total} = 1.4 \text{ watts} + 1.4 \text{ watts}$$

$$= 2.8 \text{ watts}$$

Se ha realizado el diseño para una potencia aparente de
5 VA lo cual es suficiente.

Ya que de la figura 2.1.6 se aprecia que el área efectiva mínimo necesario para los 5 VA es de 0.95 cm^2 y al tener 4.34 cm^2 como área efectiva excedemos grandemente el valor de potencia requerido de 5 VA a la frecuencia de 60 Hz.

En la figura 2.1.7 se muestra la curva de respuesta obtenida del transformador de corriente diseñado.

Por otro lado, conjuntamente con el transformador de corriente de sensado de carga se tiene en el circuito secundario, se ha colocado una carga R_L de 100 ohmios fija esta resistencia se escoge de 3 watts.

Por cuanto, la potencia que normalmente va a disipar será de 1.44 watts y le estamos dando un margen de un poco más del 200% por seguridad.

Finalmente, como protección se coloca un fusible rápido de 250 mA, para protección de sobrecargas.

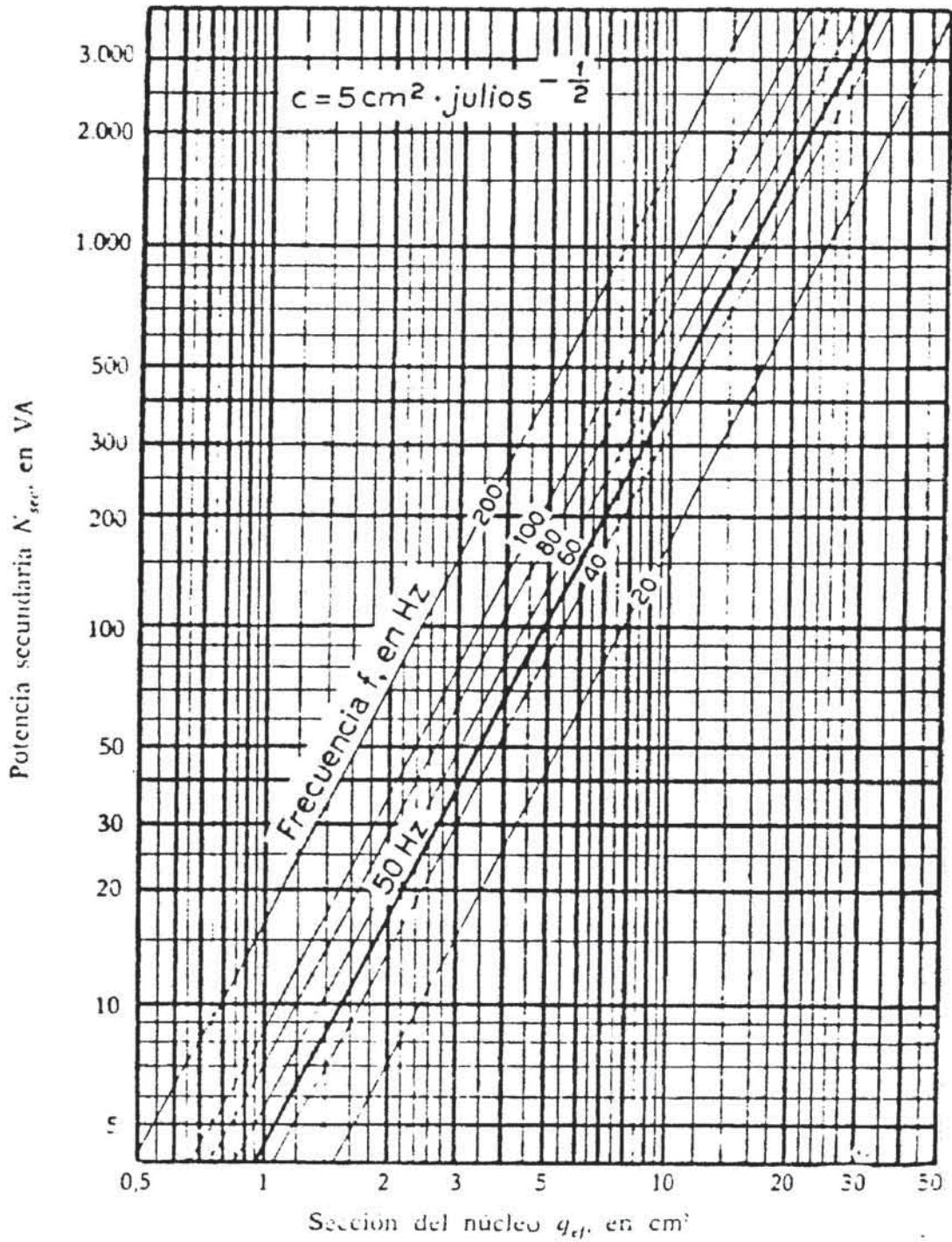


FIG: 2.1.6

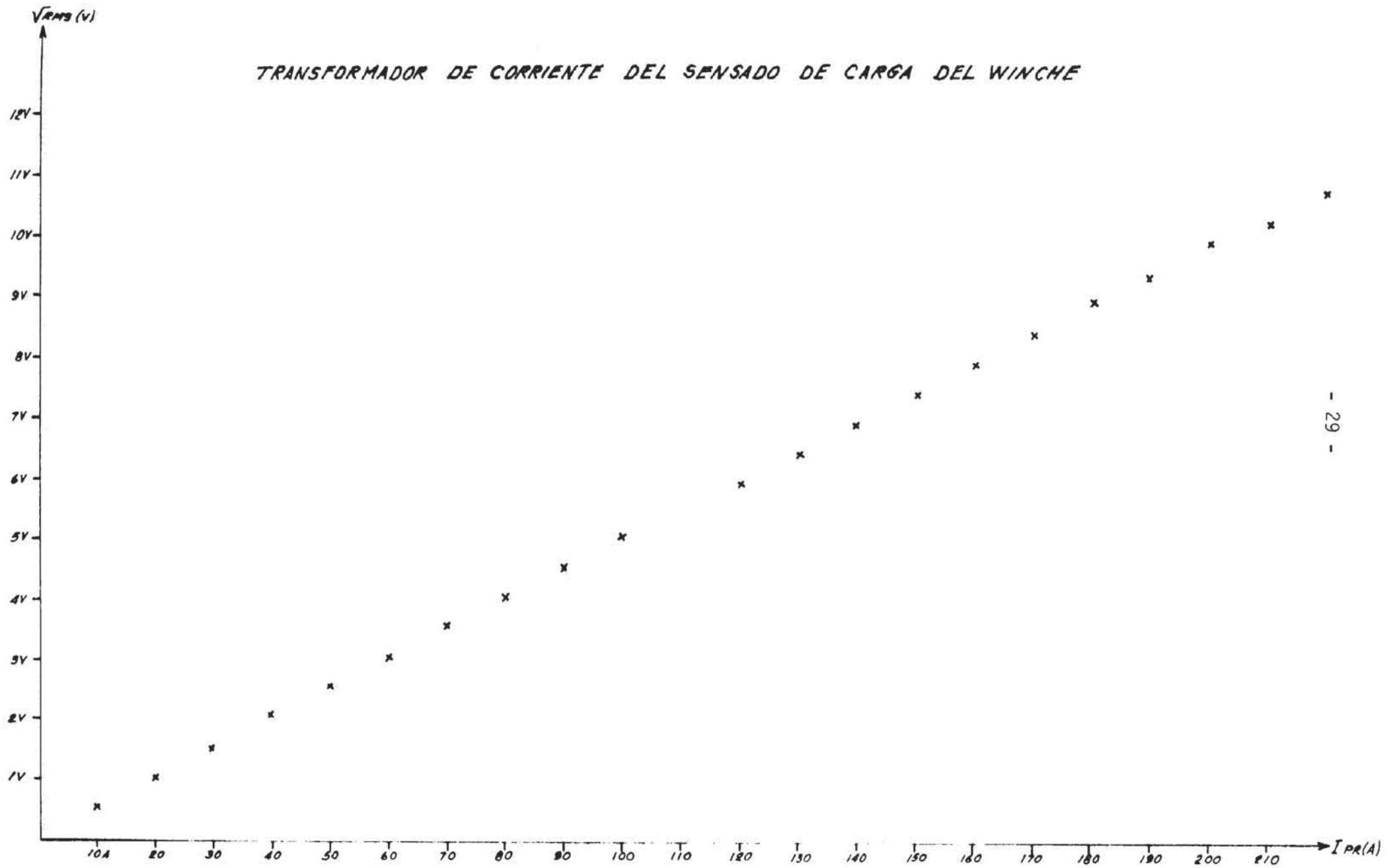


Figura 2.1.7

2.2 Descripción del Circuito a ser Diseñado en la Etapa de Discriminación de Niveles

Después del sensado de corriente de carga y con la resistencia R_L de 100 ohmios se tiene una tensión que es proporcional a la corriente de carga en los bornes de la resistencia R_L . Esta tensión es alimentada a un retificador de onda completa de precisión para posteriormente pasar a través de un filtro activo pasabajo con el objeto de obtener una tensión continua proporcional a la corriente de la carga que alimenta al motor principal. Finalmente la salida del filtro pasabajo ingresa a un circuito discriminador de niveles propiamente dicho.

2.2.1 Circuito Rectificador de Onda completo de Precisión

En la figura 2.2.1 Se puede apreciar un circuito extractor de valor absoluto cuya función de transferencia es mostrada en forma adjunta. En este caso usamos este circuito como un retificador de onda completa de precisión.

En la figura 2.2.1 (c) se ha dibujado un circuito equivalente para señal de circuito limitador de precisión que es una parte del circuito completo rectificador de onda completa. Vamos a realizar un breve análisis en este circuito para encontrar la relación de transferencia entre V_1^i y V_1 . En este caso primer análisis tomaremos en cuenta la relación no lineal entre tensión y corriente en los diodos así como también

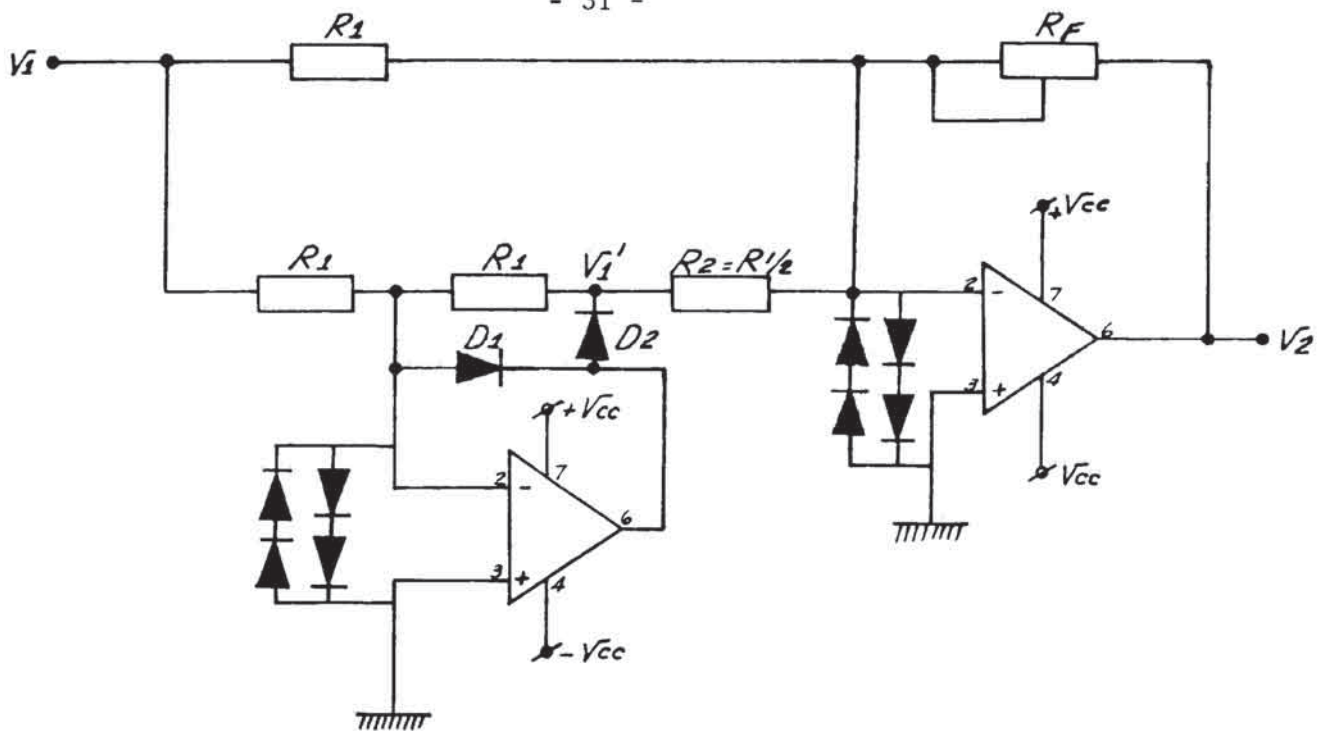


FIGURA 2.2.1 (a)

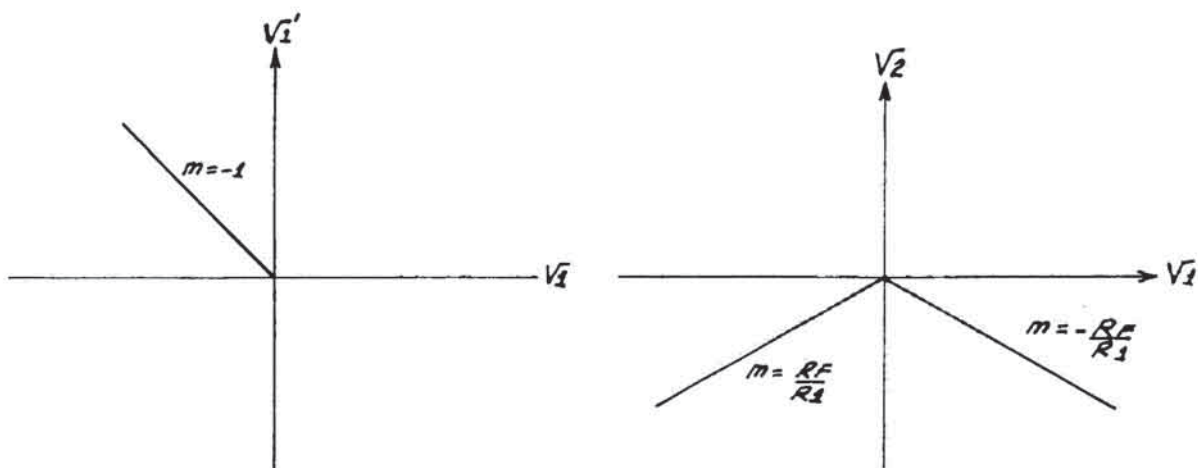


FIGURA 2.2.1 (b)

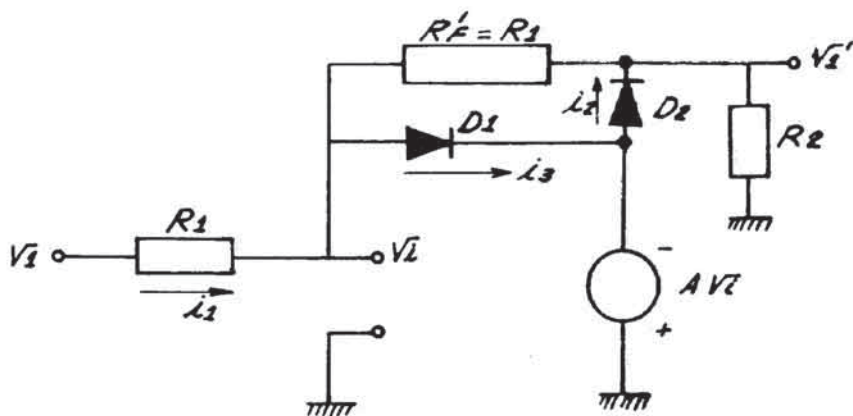


FIGURA 2.2.1 (c)

consideraremos que el amplificador operacional tiene una ganancia finita A

Sabemos que en un diodo semiconductor la relación entre la corriente y la tensión aplicada viene dada por:

$$I_F = I_o \left(\exp \frac{V_f}{nV_T} - 1 \right) \quad nV_T = \frac{nKT}{q}$$

De donde:

$$V_F = \frac{nKT}{q} \ln (I_F + I_o) - \ln I_o = f(I_F)$$

Para el caso del circuito que estamos analizando

$$V_{D2} = f(i_2)$$

$$V_{D1} = f(i_3)$$

Del circuito tenemos:

$$V_1' = -A V_i - f(i_2) \quad (1)$$

Para el caso $V_1 < 0$ V_i será menor que cero aunque muy cercano a cero

Por lo que $i_3 \cong 0$

$$V_i = V_1 - i_1 R_1$$

$$i_1 = - \frac{(V_1' - V_i)}{R_1'}$$

$$V_i = V_1 + \frac{(V_1' - V_i)}{R_F'} \quad R_1 = V_1 + V_1' \frac{R_1}{R_F'} - V_i \frac{R_1}{R_F'}$$

$$V_i \left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right) = V_1 + V_1' \frac{R_1}{R_F'}$$

$$V_i = \frac{V_1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)} + \frac{V_1' \frac{R_1}{R_F'}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)} \quad (2)$$

Reemplazando (2) en la ecuación (1) tenemos:

$$V_1' = - \frac{A V_1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)} - \frac{A V_1' \frac{R_1}{R_F'}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)} - f(i2)$$

$$V_1' \left(1 + \frac{A \frac{R_1}{R_F'}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)}\right) = \frac{-A V_1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)} - f(i2)$$

$$V_1' \left(1 + \frac{R_1}{R_F'} + A \frac{R_1}{R_F'}\right) = -A V_1 - f(i2) \left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right)$$

El último termino lo multiplicamos y dividimos por V_1'

$$V_1' \left(1 + \frac{R_1}{R_F'} + A \frac{R_1}{R_F'}\right) = -A V_1 - f(i2) \left(1 + \frac{R_1}{R_F'}\right) \frac{V_1'}{V_1'}$$

Multiplicando ambos miembros de la igualdad por

$\left(\frac{R_F'}{R_1}\right)$ y despejando

$$V_1' \left(\frac{R_F'}{R_1} + 1 + A\right) = -A V_1 \left(\frac{R_F'}{R_1}\right) - \frac{f(i2)}{V_1'} \left(\frac{R_F'}{R_1} + 1\right) V_1'$$

$$V_i' \left[\frac{R_F'}{R_i} + 1 + A \frac{f(i_2)}{V_i'} \left(\frac{R_F'}{R_i} + 1 \right) \right] = - A V_i' \left(\frac{R_F'}{R_i} \right)$$

Dividiendo entre A ambos miembros

$$V_i' \left[\frac{R_F'}{A R_i} + \frac{1}{A} + 1 + \frac{f(i_2)}{A V_i'} \left(\frac{R_F'}{R_i} + 1 \right) \right] = - V_i' \left(\frac{R_F'}{R_i} \right)$$

$$V_i' = \frac{- V_i' \left(\frac{R_F'}{R_i} \right)}{1 + \frac{1}{A \frac{R_i}{R_i + R_F'}} \left(1 + \frac{f(i_2)}{V_i'} \right)}$$

Reemplazando $\frac{R_i}{R_i + R_F} = B$

Tenemos:

$$V_i' = \frac{- V_i' \left(\frac{R_F'}{R_i} \right)}{1 + \frac{1}{A B} \left(1 + \frac{f(i_2)}{V_i'} \right)} \quad (3)$$

En la expresión (3) si consideramos que la ganancia A es muy grande tendiendo A un valor infinito.

$$V_i' = - V_i' \left(\frac{R_F'}{R_i} \right)$$

En el caso del problema que nos ocupa: $R_F' = R_i$ luego

$$V_i' = - V_i' \quad \text{para } V_i' < 0$$

Que es la curva de transferencia que nos muestra la figura 2.2.1 (b). En cuanto al siguiente operacional actuaría como un sumador algebraico de modo que:

$$V_2 = - \left(V_1 \frac{R_F}{R_1} - V_1 \frac{R_F}{R_1/2} \right)$$

$$V_2 = - \left(- V_1 \frac{R_F}{R_1} \right)$$

$$V_2 = V_1 \frac{R_F}{R_1} \quad \text{para } V_1 < 0 \quad (4)$$

Analizando en forma análoga el caso que $V_1 > 0$ apreciamos que para esta polaridad la tensión de salida del primer amplificador operacional será negativa y como sabemos la tensión V_i es muy cercana a cero, observamos que el diodo D_1 está polarizado. Directamente, por lo tanto conduce teóricamente V_1' debe ser cero pero considerando la respuesta no lineal del diodo y teniendo en cuenta una ganancia finita A para el amplificador operacional la expresión para V_1' sería.

$$V_1' \cong - \frac{f(i_1)}{A} \frac{R_2}{R_F' + R_2}$$

Dado en el caso práctico A es muy grande lo que nos conduce a una tensión $V_1' \cong 0$

Cuando esto sucede la tensión de salida V_2 será:

$$V_2 = - \frac{R_F}{R_1} \quad \text{para } V_1 > 0 \quad (5)$$

Las ecuaciones (4) y (5) nos dan la función de transferencia que es mostrado en la figura 2.2.1 (b)

2.2.2 Circuito Filtro Activo Pasabajo

Se utiliza una configuración con circuito de Retroalimentación múltiple. Como se muestra en la figura 2.2.2. (a).

En este caso para la frecuencia a la cual vamos a trabajar 60Hz . La ganancia en bucle abierto del amplificador operacional es lo suficientemente grande (90 db) como para considerar que la ganancia en bucle abierto es infinito. Se puede evaluar la función de transferencia de voltaje del circuito mostrado en la figura 2.2.2 (a).

$$(V_2 - V_n) Y_1 + (V_c - V_n) Y_4 - V_n Y_3 - V_n Y_2 = 0 \quad (6)$$

$$V_c Y_5 = - V_n Y_3$$

$$\text{De donde: } V_n = - \frac{V_c Y_5}{Y_3} \quad (7)$$

Reemplazando (7) en (6) tenemos

$$V_2 Y_1 + V_c \frac{Y_1 Y_5}{Y_3} + V_c Y_4 + V_c \frac{Y_5 Y_4}{Y_3} + V_c Y_5 + V_c \frac{Y_5 Y_2}{Y_3} = 0$$

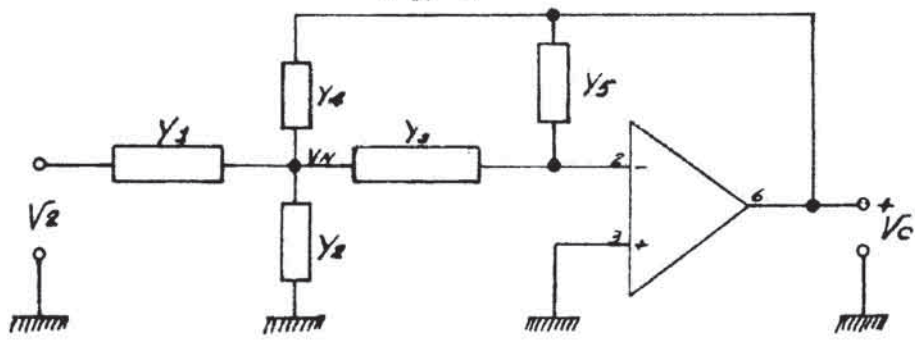


FIGURA 2.2.2. (a)

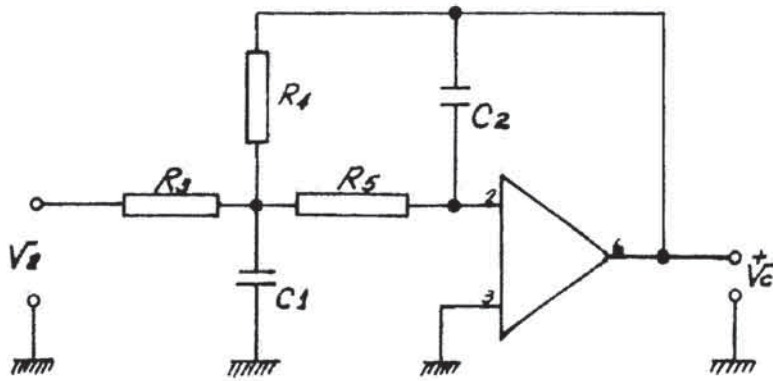


FIGURA 2.2.2. (b)

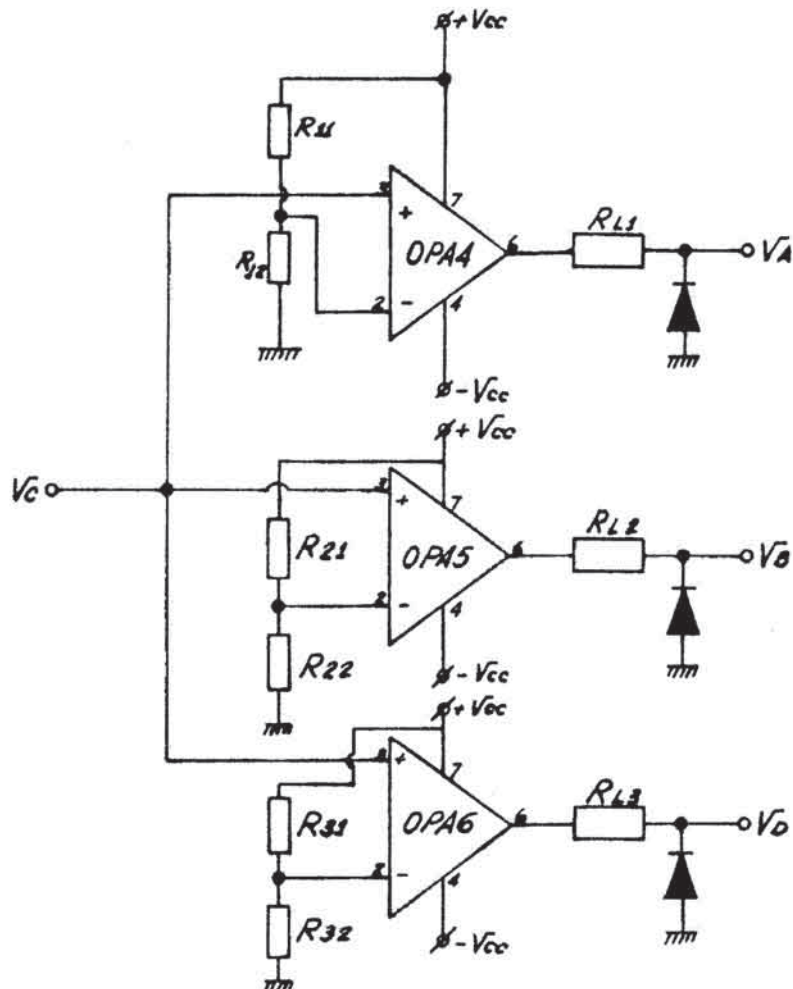


FIGURA 2.2.3

$$V_2 Y_1 + V_c \left(\frac{Y_1 Y_5}{Y_3} + Y_4 - \frac{Y_5 Y_4}{Y_3} + Y_5 + \frac{Y_5 Y_2}{Y_3} \right) = 0$$

$$\left[\frac{V_2}{V_c} \right]^{-1} = \frac{- Y_1}{\left(\frac{Y_1 Y_5}{Y_3} + Y_4 + \frac{Y_5 Y_4}{Y_3} + Y_5 + \frac{Y_5 Y_2}{Y_3} \right)}$$

$$\left[\frac{V_2}{V_c} \right]^{-1} = \frac{- Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_4 Y_3} \quad (8)$$

Los admitancias estan formadas por un solo elemento así para poder identificar los elementos adecuados adecuados tomamos como referencia la función de transferencia de un filtro pasabajo que tiene un par de polos conjugados complejos.

$$H(s) = \frac{H_0 \omega^2}{2 + \alpha \omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

También son válidas las siguientes expresiones de la magnitud sinusoidal de estado estable y la función de fase respectivamente.

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = \left(\frac{H_0^2 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4} \right)^{1/2}$$

$$\phi(\omega) = - \arctang \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \arctg \left[\frac{1}{\alpha} \left(2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right]$$

Con los elementos que se muestran en la figura

2.2.2 (b) La expresión (8) queda de la siguiente forma.

$$\left[\frac{V_2}{V_1} \right]^{-1} = \frac{1/R_3 R_5 C_1 C_2}{s^2 + (S/C_1)(1/R_3 + 1/R_5 + 1/R_4) + 1/R_5 R_4 C_1 C_2} \quad (10)$$

Identificando términos entre las ecuaciones (9) y (10) obtenemos:

$$H_o = \frac{R_4}{R_3} \quad (11)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_5 R_4 C_1 C_2} \right)^{1/2}} \quad (12)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\sqrt{\frac{R_5}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_5}} + \frac{\sqrt{R_5 R_4}}{R_3} \right) \quad (13)$$

$$\text{Si hacemos } C_2 = C \text{ y } C_1 = KC \quad (14)$$

$$\text{Despejando de (11)} \quad R_3 = R_4/H_o \quad (15)$$

$$\text{De (12) tenemos} \quad R_5 = \frac{1}{\omega_o^2 R_4 K C^2} \quad (16)$$

Reemplazando estas últimas expresiones en (13) y despejando R_4 se obtiene

$$R_4 = \frac{\alpha}{2 \omega_o C} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4 (H_o + 1)}{K \alpha^2}} \right) \quad (17)$$

En donde podemos apreciar que la condición para que R_4 exista es

$$K > \frac{4 (H_0 + 1)}{\alpha^2} \quad (18)$$

2.2.3 Circuito Comparador de Niveles

En la figura 2.2.3 se muestra el diagrama el circuito comparador que se utiliza en el diseño el cual como se aprecia utiliza 3 niveles de referencia. Las tensiones de referencias son obtenidas a partir de circuitos divisores de tensión resistivos. Los operacionales trabajan en Bucle Abierto. En la salida tenemos un circuito limitados de tensión conformado por una resistencia y un diodo a la salida de cada uno de los comparadores. La resistencia usada sirve para limitar la corriente cuando la salida del operacional es negativa. De esta manera la salida de los comparadores es una señal discreta que varía entre - 0.7 voltios aproximadamente hasta la tensión de la fuente que es de + 12 voltios estas señales de salida ingresan al circuito digital de lógica combinacional.

A continuación damos las ecuaciones que se utilizan en el diseño:

$$V_{REF \ OPA \ 4} = \frac{V_{CC} R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \quad (19)$$

$$V_{REF\ OPA\ 5} = \frac{V_{CC} R_{22}}{R_{21} + R_{22}} \quad (20)$$

$$V_{REF\ CPA\ 6} = \frac{V_{CC} R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \quad (21)$$

Las corrientes máximas en los diodos cuando el nivel de salida del operacional es negativo vienen dados por las siguientes expresiones para cada uno de los diodos en sentido directo.

$$I_{max\ I} = \frac{V_{CC}}{R_{L1}} \quad I_{max\ I} = \frac{V_{CC}}{R_{L2}} \quad I_{max\ I} = \frac{V_{CC}}{R_{L3}} \quad (22)$$

2.3 Diseño de Implementación de la Etapa de Discriminación de Niveles de Carga

2.3.1 Circuito Rectificador de Onda Completa de Presición

En la resistencia R_L de 100 OHMIOS tenemos una tensión que es de 12 voltios RMS lo que nos da un valor pico aproximadamente de

$$V_p = \sqrt{2} V_{RMS} = \sqrt{2} \times 12 = 16.92 \text{ Voltios pico}$$

Aproximadamente pues en realidad hoy una distorsión producida por el transformador de corriente.

Como deseamos que no haya efecto de carga de circuito rectificador de onda completa sobre la carga R_L podemos considerar la siguiente condición que sería la

más desfavorable.

$$\frac{R_1}{2} \gg R_L \quad \text{Luego escogemos } R_1 = 12 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Así tendríamos} \quad R_2 = R_1/2 = 6 \text{ K}\Omega$$

Luego como la suma a la salida del rectificador de onda completa queremos obtener una tensión pico de 12 voltios entonces debemos generar una atenuación en el circuito rectificador de onda completa mediante RF. Así.

$$16.92 \times \frac{R_F}{R_1} = 12 \quad R_1 = 6 \text{ K}\Omega$$

$$R_F = 4.25 \text{ K}\Omega$$

Como se ha dicho anteriormente estos cálculos son aproximados por cuanto la forma de onda no es sinusoidal perfecta en la resistencia R_L por lo que para efectuar un ajuste adecuado se escoge de RF un potenciómetro de 8 K Ω a fin de que trabaje en su zona central de su rango.

Luego RF = Potenciómetro de 8 K Ω

En cuanto a las amplificaciones operacionales escogemos el UA 741 por su uso común y satisfacer las condiciones de este sistema que trabaja a frecuencia baja (frecuencia de la RED 60 HZ). A la cual presenta

respuesta en magnitud de filtros pasabajos de segundo orden para
varios valores de $\alpha \leq 2$

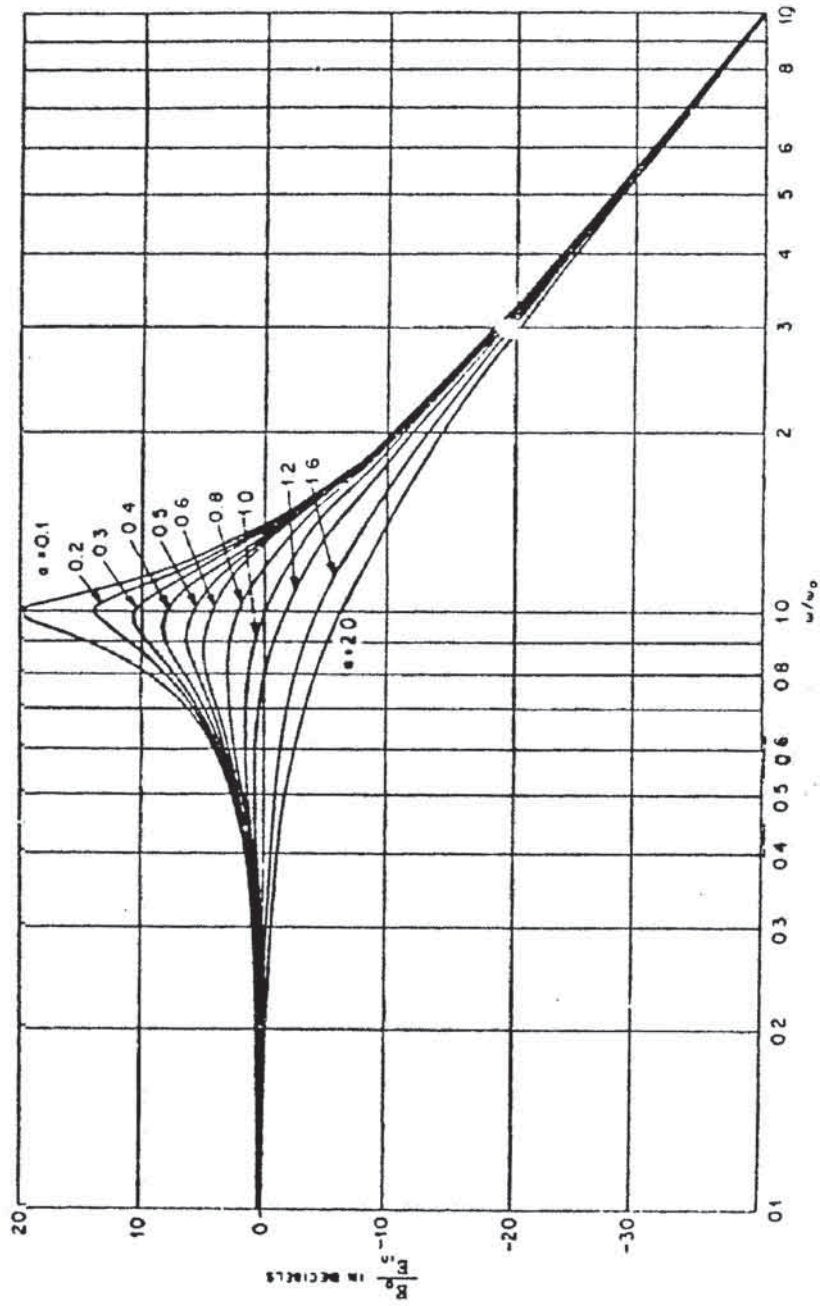


Fig: 2.3.2

una ganancia en Bucle Abierto de 90 db lo cual es lo suficientemente grande como para despreciar el efecto de la ganancia finita del operacional.

Los diodos escogidos de silicio diodos de conmutación de 600 mW a la entrada de los operacionales entre las salidas inversora y no inversora se colocan 4 diodos de protección sirven para proteger los operacionales en caso que por alguna causa se produzca una sobrecarga excesiva en la corriente primaria del transformador de corriente induciendo una tensión excesiva que hara peligrar los operacionales de entrada al circuito.

2.3.2 Circuito Filtro Pasabajo

Para la realización y el diseño correspondiente toman do en cuenta el criterio que no tenemos por objeto una ganancia alta ya que únicamente queremos obtener a la salida una tensión continua que varíe de 0 A 12 voltios D.C. En consecuencia H_o no requiere ser muy grande. Escogemos un valor de $H_o = 1.6$ de la figura 2.3.2 observamos que la respuesta del filtro pasabajo que se acondiciona a nuestra necesidad podría corresponder a un valor de $\alpha = 2$ y en cuanto a la frecuencia ω_o que escogemos ya que necesitamos una tensión continua lo más pura escogemos un $f_o = 6\text{Hz} = \frac{60}{10}$ Hz un décimo de la frecuencia de la red.

Así pues tenemos como parámetros escogidos:

$$\alpha = 2$$

$$H_o = 1.6$$

$$W_o = 2 \pi 6 = 37.699 \text{ rad/seg}$$

$$F_o = 6 \text{ C/S}$$

Seguimos el siguiente procedimiento de diseño:

Ya que tenemos 4 ecuaciones de diseño a ser usadas ecuaciones (15), (16), (17) y (18) y tenemos que evaluar 5 parámetros tenemos un margen de libertad por lo que escogemos:

$$C_2 = C = 0.022 \text{ UF}$$

Como

$$K > \frac{4(H_o + 1)}{\alpha^2} = \frac{4(1.6 + 1)}{4} = 2.6$$

$$K = 3$$

$$\text{Luego } C_1 = 0.066 \text{ UF}$$

De la ecuación 17 calculamos R_4

$$R_4 = \frac{2}{2 \times 37.7 \times 0.022 \times 10^{-6}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(1.6 + 1)}{3 \times 2^2}} \right)$$

$$R_4 = \frac{1}{37.7 \times 0.022 \times 10^{-6}} \left(1 \pm \sqrt{0.1333} \right)$$

$$R_{4_1} = 1.6458 \times 10^6 \Omega$$

$$R_{4_2} = 0.7656 \times 10^6 \Omega$$

Utilizando luego la ecuación 15 podemos obtener los valores que se tendría para R_3

$$R_{3_1} = \frac{1.646}{1.6} \text{ M}\Omega$$

$$R_{3_2} = \frac{765.6}{1.6} \text{ K}\Omega$$

Dándonos

$$R_{3_1} = 1.028 \text{ M}\Omega$$

$$R_{3_2} = 478.5 \text{ K}\Omega$$

Finalmente haciendo uso de la ecuación 16 obtenemos los valores correspondientes a R_5 :

$$R_{5_1} = \frac{1}{(37.7)^2 (0.022 \times 10^{-6})^2 1.646 \times 10^6 \times 3}$$

$$R_{5_2} = \frac{1}{(37.7)^2 (0.022 \times 10^{-6})^2 765.6 \times 10^3 \times 3}$$

Así:

$$R_{5_1} = 294.4 \text{ K}\Omega$$

$$R_{5_2} = 6.33 \times 10^5 \Omega$$

En cuanto al amplificador operacional usado es el Standar UA 741

2.3.3 Diseño e Implementación del Circuito Comparador de Niveles

A continuación mostramos un resumen de datos experimentales que fueron tomados observando un funcionamiento normal del sistema de IZAJE los valores van de acuerdo a la indicación de la figura 2.3.3 (a)

SKIP VACIO								
MUESTRA	1	2	3	4	5	6	7	8
I (A)	100	98	105	97	108	112	109	113
TI (S)	14	13	14	13.5	15	14.1	14.8	13.8
T II(S)	41	43	40	42	41	40	42	40
T III(S)	55	54	55	56	53	55	56	52

SKIP MEDIA CARGA								
MUESTRA	1	2	3	4	5	6	7	8
I (A)	155	150	147	150	152	162	165	155
TI (S)	14	14	14.3	13.8	13.2	14.2	14.8	13.6
T II(S)	42	40	41	43	40	41	41.5	40
T III(S)	54	55.5	53.8	55	56	55.5	54.8	55

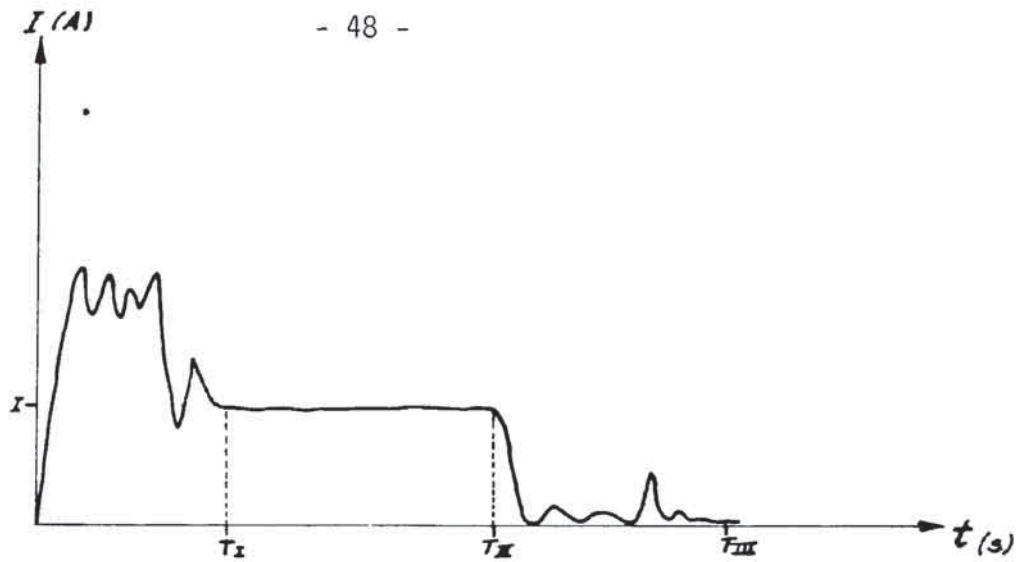


FIGURA 2.3.3 (a)

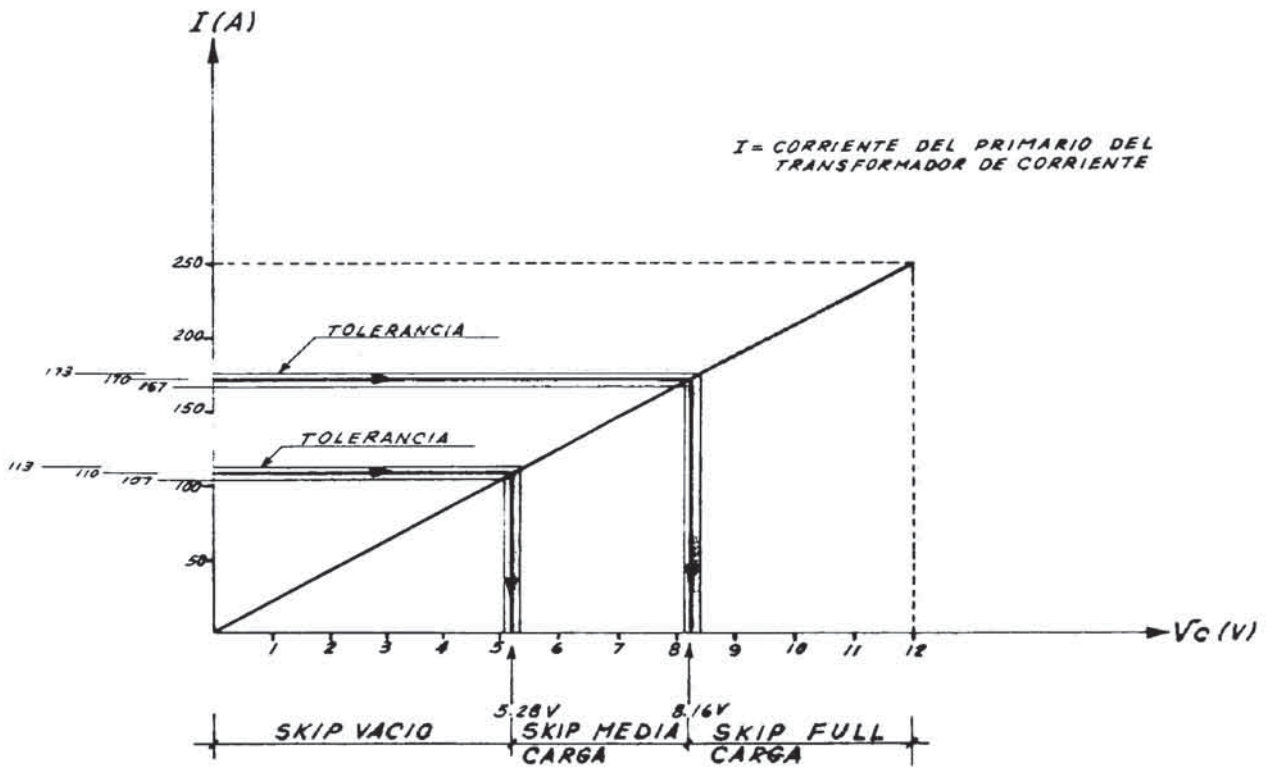


FIGURA 2.3.3 (b)

SKIP A FULL CARGA								
MUESTRA	1	2	3	4	5	6	7	8
I (A)	180	188	188	185	180	180	185	186
T I(S)	14	14	13.8	13.7	14	14.1	14.3	13.9
T II(S)	40	41	40	40.5	40	42.0	41.0	40
T III(S)	55	54	54.3	54.8	52.2	55.6	55	55

Para los circuitos comparadores escogemos según los datos experimentales y el gráfico mostrado en la figura 2.3.3 (b) los valores de discriminación las siguientes corrientes y tensiones:

SKIP Vacío	$I < 110A, V_c < 5.22 V$
SKIP Media carga	$I < 170A, V_c < 8.16 V$
SKIP Full carga	$I > 170A, V_c > 8.16 V$

De acuerdo a estos datos y considerando las ecuaciones de diseño 19,20 y 21 obtenemos:

$$V_{REF OPA 4} = 8.16 \text{ Voltios}$$

$$V_{REF OPA 5} = 5.28 \text{ Voltios}$$

$$V_{REF OPA 6} = 1 \text{ Voltio}$$

Este último valor lo escogemos considerando que por muy vacío que estuviera el SKIP nunca la tensión V_c será menor a 1 voltio debido a la carga muerta del SKIP la única posibilidad es que el SKIP este parado y en este caso V_c será cero.

Así: Primer comparador

$$8.16 \text{ V} = \frac{12 \text{ V} \times R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \text{ y } \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} = 0.68$$

Escogemos $R_{11} + R_{12} \geq 24 \text{ K}\Omega$ con el objeto que la corriente de carga a la red resistiva sea $\leq 0.5 \text{ ma}$.

Así: Si fijamos:

$$R_{11} = 33 \text{ K}\Omega \quad \text{Luego}$$

$$R_{12} = 70.125 \text{ K}\Omega$$

Como valores prácticos tendríamos

$$R_{11} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$R_{12} = \text{Potenciómetro de } 100 \text{ K}\Omega$$

De acuerdo a las ecuaciones 22

$$\text{escogemos } R_{L1} = R_{L2} = R_{L3}$$

$$\text{Considerando } I_{\text{max}I} = 1 \text{ ma}$$

$$\text{Luego } R_{L1} = R_{L2} = R_{L3} = \frac{12}{I_{\text{max}I}} = \frac{12 \text{ V}}{1 \text{ ma}} = 12 \text{ K}\Omega$$

En cuanto a los diodos limitadores de salida se utiliza diodos de silicio de 300 MW de disipación máxima de potencia.

En el segundo comparador tenemos:

$$5.28 \text{ Voltios} = \frac{12 \text{ voltios} \times R_{22}}{R_{21} + R_{22}}$$

$$\frac{R_{22}}{R_{21} + R_{22}} = 0.44$$

$$R_{21} + R_{22} \geq 24 \text{ K}\Omega$$

Escogiendo $R_{21} = 33 \text{ K}\Omega$

Tenemos $R_{22} = 25.928 \text{ K}\Omega$

Como valores prácticos tendríamos:

$$R_{21} = 33 \text{ K}\Omega$$

$$R_{22} = \text{Potenciómetro de ajuste fino de } 50 \text{ K}\Omega$$

El diodo limitador a la salida es similar al caso anterior silicio, 300 mw.

En el tercer comparador tenemos:

$$1 \text{ Vol} = \frac{12 \text{ voltios} \times R_{32}}{R_{31} + R_{32}}$$

$$\frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} = 0.0833$$

$$R_{31} + R_{32}$$

Como:

$$R_{31} + R_{32} \geq 24 \text{ K}\Omega \text{ y escogiendo } R_{31} = 33 \text{ K}\Omega$$

Tendremos: $R_{32} = 2.999 \text{ K}\Omega$

Como valores prácticos tenemos: $R_{31} = 33 \text{ K}\Omega$

$$R_{32} = \text{Potenciómetro}$$

de ajuste fino de $10 \text{ K}\Omega$

El diodo limitador es similar al caso anterior de silicio de 300 MW y en cuanto a los amplificadores operacionales usados en todos los comparadores son los UA 741

En consecuencia los niveles de voltaje en las salidas de los 3 comparadores serán:

SKIP Vacío

VA = - 0.7 voltios (corresponde al cero lógico)

VB = - 0.7 voltios (corresponde al cero lógico)

VD = 12 voltios (corresponde al uno lógico)

SKIP con Media Carga

VA = - 0.7 voltios ("0" lógico)

VB = 12 voltios ("1" lógico)

VD = 12 voltios ("1" lógico)

SKIP con Full Carga

VA = 12 voltios ("1" Lógico)

VB = 12 voltios ("1" lógico)

VD = 12 voltios ("1" lógico)

En lo referente a las tolerancias en la discriminación de valores tendríamos en cuanto a los valores reales de las resistencias estas tienen sus tolerancias respecto a sus valores nominales pero como en el diseño estamos usando potenciómetros se puede realizar el ajuste y la calibración correspondiente antes de la

puesta en operación del circuito.

Las causas para posibles variaciones en la tensión de discriminación sería debido a variaciones en las resistencias a causa de efectos como la temperatura y variaciones en la fuente de 12 voltios.

Del apéndice A ecuación A tenemos la sensibilidad de la tensión de referencia al variarse la temperatura estas expresiones serían para cada uno de los comparadores que estamos implementando las siguientes:

Para V_{REF} OPA 4

$$S_{VREF}^T = \frac{12 \frac{\partial R12}{\partial T}}{R11 + R12} - \frac{12 R12 \left(\frac{\partial R11}{\partial T} + \frac{\partial R12}{\partial T} \right)}{(R11 + R12)^2} \quad (23)$$

En el cual reemplazando valores se puede obtener la expresión numérica

Así: utilizando los datos de la Tabla I del apéndice A considerando resistencias de carbon

$$\frac{\partial R12}{\partial T} = 0.001 \quad \frac{\partial R11}{\partial T} = 0.001$$

$$\begin{aligned} S_{VREF}^T &= \frac{12(0.001)}{103.75} - \frac{12 \times 70.125 (0.002)}{(103.75)^2} \\ &= 1.156 \times 10^{-4} - 1.563 \times 10^{-4} \\ &= - 0.406 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (24)$$

Para el VREF OPA 5

$$S_{VREF}^T = \frac{12 \frac{\partial R22}{\partial T}}{R21+R22} - \frac{12 R22 \left(\frac{\partial R21}{\partial T} + \frac{\partial R22}{\partial T} \right)}{(R21 + R22)^2} \quad (25)$$

Análogamente reemplazando valores numéricos se obtiene un valor numérico.

$$\begin{aligned} S_{VREF}^T &= \frac{12 (0.001)}{58.928} - \frac{12 (25.928) (0.002)}{(58.928)^2} \\ &= 2.036 \times 10^{-4} - 1.791 \times 10^{-4} \\ &= 0.245 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (26)$$

Para el VREF OPA 6

$$S_{VREF}^T = \frac{12 \left(\frac{\partial R32}{\partial T} \right)}{R31 + R32} - \frac{12 R32 \left(\frac{\partial R31}{\partial T} + \frac{\partial R32}{\partial T} \right)}{(R32 + R31)^2} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} S_{VREF}^T &= \frac{12 (0.001)}{35.999} - \frac{12 (2.999) (0.002)}{(35.999)^2} \\ &= 3.33 \times 10^{-4} - 0.55 \times 10^{-4} \\ &= 2.78 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (28)$$

En cuanto al efecto de la tensión de alimentación

Vcc = + 12 V tenemos:

Para VREF OPA 4

$$S_{VREF}^{Vcc} = \frac{R12}{R11 + R12} \quad (29)$$

$$S_{VREF}^{Vcc} \approx \frac{70.125}{33 + 70.125} \approx 0.68 \quad (30)$$

Para VREF OPA 5

$$S_{VREF}^{Vcc} \cong \frac{R22}{R21 + R22} = \frac{25.928}{33 + 25.928} \cong 0.439 \quad (31)$$

Para VREF OPA 6

$$S_{VREF}^{Vcc} = \frac{R32}{R31 + R32} \cong \frac{2.999 \text{ K}\Omega}{33 \text{ K}\Omega + 2.99 \text{ K}\Omega} \cong 0.0833 \quad (32)$$

Haciendo una inspección a las ecuaciones anteriores y los resultados correspondientes podemos establecer cuales son las máximas tolerancias que tendríamos en la tensión de discriminación considerando un rango de variación para la temperatura y considerando un valor típico de variación de la fuente de alimentación el cual debe ser considerado en el diseño correspondiente.

Así: considerando una variación de $\Delta T = 120^\circ\text{C}$ (lo cual es bastante exagerado para las condiciones en que trabaja el circuito) obtenemos.

Para los 3 casos las siguientes variaciones en la tensión de referencia.

$$\Delta VREF \text{ OPA 4} = S_{VREF}^T \times \Delta T = -0.406 \times 10^{-4} \times 120 = 4.87 \text{ mv}$$

$$\Delta VREF \text{ OPA 5} = S_{VREF}^T \times \Delta T = 0.245 \times 10^{-4} \times 120 = 2.94 \text{ mv}$$

$$\Delta VREF \text{ OPA 6} = S_{VREF}^T \times \Delta T = 2.78 \times 10^{-4} \times 120 = 33.36 \text{ mv}$$

De donde podemos apreciar que la máxima variación de la tensión de referencia a causa de variaciones en las resistencias es de 33 mv lo cual da una variación en la corriente primaria ó sea una tolerancia de 0.68 A lo cual no es significativo para los fines del proceso de selección de la carga de los SKIPS

Donde si se aprecia una variación más sensible en cuanto a variaciones en la tensión de alimentación esto tiene un mayor efecto en la variación que produce en la tensión de referencia. Este aspecto debe ser contemplado en el diseño de la fuente de alimentación del circuito.

Por lo tanto nos fijamos como parámetros un porcentaje de regulación máximo del 0.8% para la fuente con el cual conseguimos una tolerancia máxima de 0.068 voltios lo cual implica una tolerancia de 1.4 amperios máximo en la corriente primaria de sensado de la carga del SKIP lo cual tampoco es significativo en el proceso de selección del tipo de cargas de cada SKIP.

En cuanto al error que produciría el voltaje de OFF - SET del operacional este voltaje puede ser eliminado con los terminales (1 y 5) que tiene para dicho fin el operacional UA 741 que es usado en el diseño del circuito. Se utiliza un potencimetro de 10 K Ω con el punto medio conectado a la fuente negativa del circuito.

2.4 Descripción del Circuito de Lógica Combinacional de Discriminación de Carga a ser Diseñado

Hasta esta parte del diseño se ha descrito el tratamiento de la señal de sensado de carga hasta convertirla en una señal de tipo digital en las salidas VA, VB, y VD pero debe tenerse en cuenta que de acuerdo a la forma de respuesta de la corriente primaria ver sus tiempos (Figura 1.15) existen unos intervalos de tiempo que no son importantes para los efectos del sensado de la carga del SKIP; esto es a causa de los transitorios que se producen en cada viaje; de manera que para los efectos de un tratamiento correcto de las señales digitales que tenemos a las salidas VA, VB, y VD (que en el diseño digital combinacional solamente llamaremos A, B, y D); debemos considerar, estas señales en un intervalo de tiempo específico que estaría comprendido entre los 14 y 40 segundos a partir del momento en que se inicia a mover el SKIP el ajuste específico de cuanto es el valor del intervalo de tiempo entre los cuales se realiza la observación válida del sensado de carga se determinarán más adelante en el diseño de los relojes de base de tiempo. En el caso del diagrama del circuito combinacional se aprecia esta consideración en un bloque de inhibidores a la entrada de la lógica combinacional controlada por la señal de reloj CL 1.

Para los efectos de describir las condiciones que deben cumplir el circuito combinacional observamos el diagrama de bloque mostrado en la figura 2.4.1 en donde tenemos como entradas las señales A, B, y D y la señal de comando CL 1 y tenemos



FIGURA 2.4.1

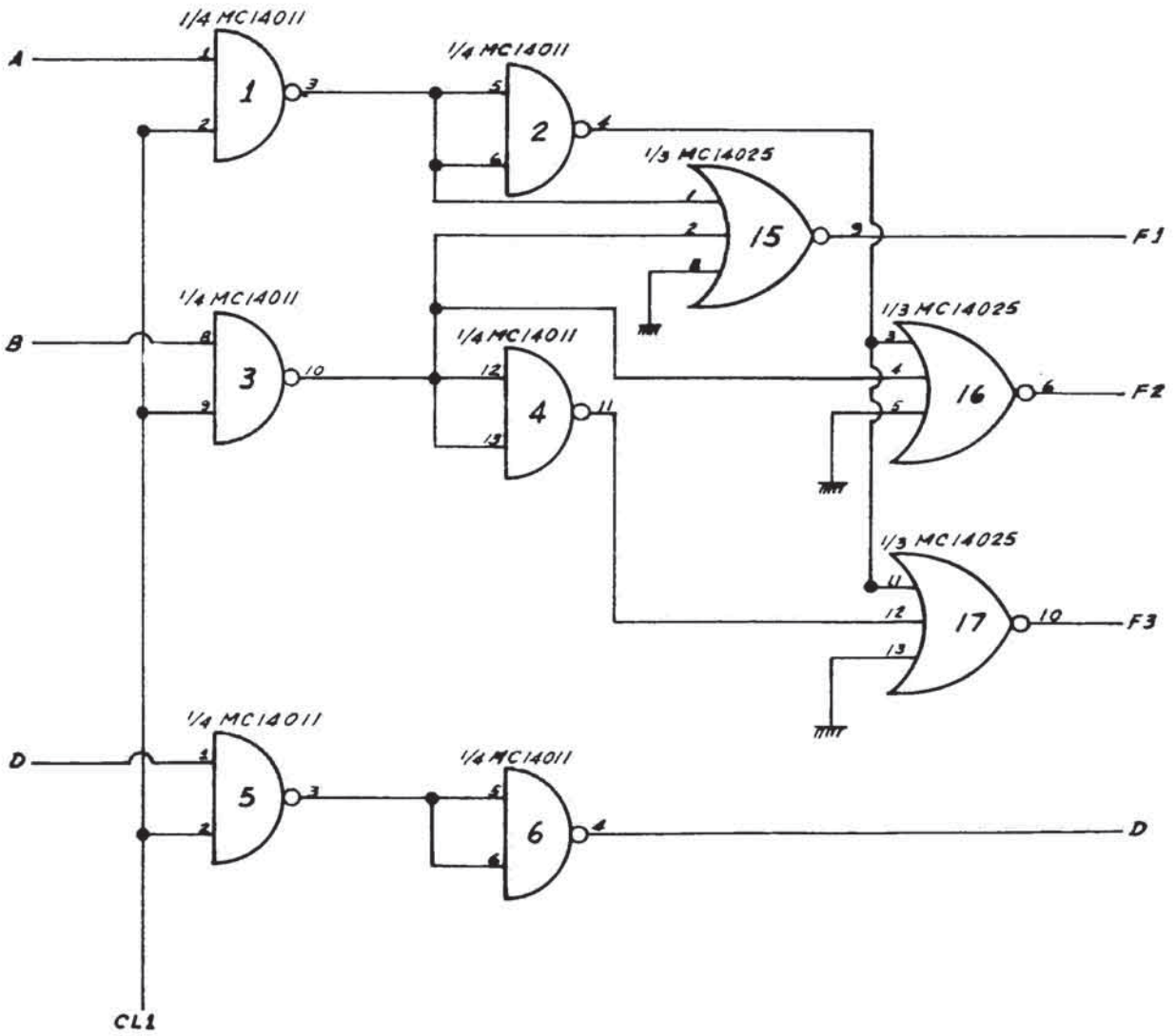


FIGURA 2.5.1

Las salidas F1, F2, y F3 estamos usando una lógica positiva en este diseño como ya se indicó anteriormente las funciones F1, F2 y F3 nos informarán cuando su nivel lógico es alto (o sea el "1" lógico) lo siguiente:

Si F1 es "1" implica que el SKIP está lleno

Si F2 es "1" implica que el SKIP está a media carga

Si F3 es "1" implica que el SKIP está vacío

Las condiciones para que F1 tome el valor de 1 lógico es que tanto A como B son 1 la condición para que F2 tome el valor lógico 1 es que A sea 0 y B sea 1 y la condición para que F3 sea 1 es que A y B ambas sean 0, la condición de que A sea 1 y B sea 0 no es posible por lo tanto es una condición irrelevante.

La señal D contabilizará todos los viajes pero posteriormente en los registradores solamente pasará esta señal si corresponde a un viaje válido es decir que no corresponda a un viaje fallido lo anteriormente descrito se puede resumir en la siguiente tabla que nos proporciona las expresiones lógicas para las funciones F1, F2 y F3.

A	B	F1	F2	F3
0	0	0	0	1
0	1	0	1	0
1	0	X	X	X
1	1	1	0	0

Conteniendo:

$$F1 = A.B \quad \text{ó} \quad F1 = (\overline{A + B})$$

$$F2 = \overline{A}.B \quad \text{ó} \quad F2 = (\overline{A + \overline{B}})$$

$$F3 = \overline{A}.\overline{B} \quad \text{ó} \quad F3 = (\overline{A + B})$$

Estas últimas expresiones las tenemos con el objeto de que la implementación la realizemos con compuertas NAND y NOR que son las que dispondremos como elementos circuitales.

2.5 Diseño e Implementación del Circuito de Lógica Combinacional de Discriminación de Carga

En la figura 2.5.1 mostramos el circuito lógico a ser implementado a partir de las expresiones para F_1 , F_2 y F_3 y lo expresado para la señal disponemos de los siguientes integrados para esta implementación el MC14011 y el MC14025 las cuales satisfacen ampliamente las condiciones de FAN-IN y FAN-OUT para el circuito que es implementado. Puesto que el MC14011 tiene un FAN-OUT de mayor de 50, igualmente MC14025. En cuanto al FAN-IN de las compuertas lógicas usadas tenemos que el MC14011 tiene capacidad para 2 entradas y el MC14025 tiene capacidad para 3 entradas. De las características obtenidas de los manuales encontramos que la corriente que consume cada entrada a las compuertas es aproximadamente 10 picoamperes.

CAPITULO III

DISEÑO DE LAS ETAPAS DE REGISTROS, PREAMPLIFICADORES Y ETAPAS DE SALIDA

3.1 Descripción de los Circuitos de Registro y Preamplificadores a ser Diseñado

Las señales F1, F2, F3 y D son almacenadas en unos registros temporales (circuito LATCH) que vienen a usarse en este caso FLIP-FLOPS de tipo D. Las señales son válidas en el intervalo de tiempo en que la señal del reloj CL1 tiene un valor alto es decir 1 lógico después de este tiempo puede haber cualquier información de señales que no son válidas por lo tanto es necesario almacenar la información válida en el circuito de registro temporal al cual nos estamos refiriendo, este almacenaje lo realizamos en un tiempo $\Delta T = 500$ milisegundos después que han sido tomadas las muestras válidas (señal CL2), este retardo de tiempo que escogemos es exageradamente suficiente para tener en cuenta el tiempo de propagación de las señales a través del circuito de lógica combinatorial, los FLIP-FLOPS trabajan con transición positiva en la entrada C para producir, la transferencia de la información de la entrada D a la salida Q. La información queda allí almacenada hasta que venga la señal de reposición (RESET) que es producida al final del viaje y esta viene a ser la señal del reloj CL3.

Una vez que las señales F1, F2, F3 y D han sido almacenadas quedan inmunes ante cualquier variación que se produzca en las entradas a los registros. En estas condiciones quedan disponibles esperando la venida de la señal CL5 que abrirá las compuertas dejando el paso libre a los preamplificadores (DRIVER) de alimentación a la etapa de salida que viene a ser la etapa final que alimenta a los contadores.

Por otro lado se obtiene aquí también la función F4 que viene a ser la función viaje fallido y esto solamente se presentará cuando ninguna de las funciones F1, F2, y F3 sean igual a 1 es decir esto sucede cuando CL5 llega después de CL3 en consecuencia ya ha reseteado a F1, F2 y F3 de modo que son cero los tres.

$$F4 = \overline{F1} \cdot \overline{F2} \cdot \overline{F3}$$
$$F4 = \overline{\overline{\overline{F1} \cdot \overline{F2} \cdot \overline{F3}}} = \overline{F1 + F2 + F3}$$

3.2 Diseño e Implementación del circuito de Registros y Preamplificadores

En la figura 3.2.1 se puede apreciar el circuito a implementarse para el circuito LATCH hemos escogido los FLIP-FLOPS tipo D MC14013 que viene en forma dual en cada CHIP son de tecnología CMOS como todos los elementos que venimos usando, la corriente entrada es bastante chica aproximadamente 10 pico ampéris con lo cual se adapta por efectamente al circuito de lógica combinatorial previo. En cuanto a su capacidad de carga esta está en el orden de 0.16 ma cuando el nivel es alto en la salida según los datos del manual que mostramos a

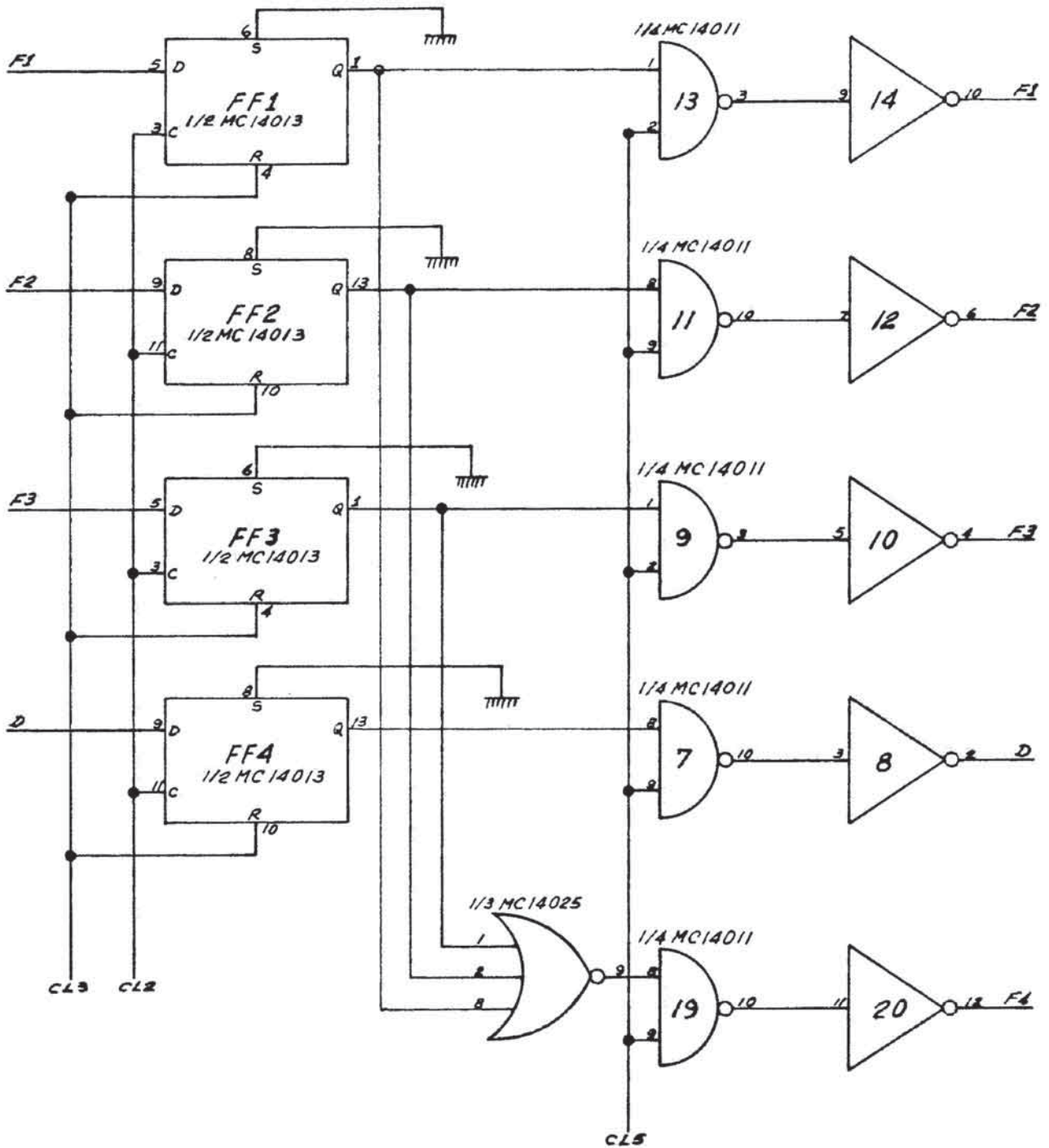


FIGURA 3.2.1

continuación capacidad de corriente de carga de:

MC14013 Tipo AL, 0.35 ma (H) , 0.65 ma (L)

Tipo CL/CP, 0.16 ma (H) , 0.40 ma (L)

Esta capacidad de corriente de carga no es lo suficiente para alimentar a la etapa de salida que como se verá en la siguiente sección requiere una corriente aproximada de 0.9 ma para que pueda activar a los contadores. Por esta razón insertamos una etapa de preamplificadores ó DRIVER el cual estará constituido por:

5 compuertas NAND (MC14011) y 5 compuertas inversoras (MC14049) la razón de utilizar esta forma de conexión para cada salida es por la capacidad de corriente de salida que tiene las compuertas NAND MC14011 es también de un valor muy bajo similar al MC14013 de manera que colocando los inversores MC14049 tenemos una mayor capacidad de corriente de salida de manera que esta etapa (BUFFER) si puede alimentar a la etapa de salida.

	Corriente de carga a la salida	
MC14049.	IOH = 1.9 ma	con Vcc = 10 V
	IOL = 8.5 ma	con Vcc = 10 V

3.3 Descripción Analítica de la Etapa de Salida y Contadores

Los circuitos de salida para cada señal están constituidos por un amplificador en configuración darlington los contadores CT1, CT2, CT3 y CT5 son similares y el CT4 utilizará un contador diferente.

El análisis es similar en ambos casos por lo tanto describiremos las ecuaciones de diseño basándose en el circuito del contador CT1.

En la figura 3.3.1 se muestra en el conjunto de amplificadores con sus respectivos contadores que forman la etapa de salida

En la figura se muestra las diversas corrientes que circulan en nuestro caso tomamos como base .

$I_C = I_{C\ saT}$ es decir buscamos la condición para saturación de los transistores:

$$I_{C_{T\ saT}} = I_{C_1\ saT} + I_{C_1\ A\ saT}$$

$$I_{C_1} = B_1 I_{C_1\ A\ saT}$$

$$I_{C_{T\ saT}} = (B_1 + 1) I_{C_1\ A\ saT}$$

$$I_{C_{T\ saT}} = B_2 I_B$$

$$I_{C_{T\ saT}} = (B_1 + 1) B_2 I_B$$

De donde:

$$I_B = \frac{I_{C_{T\ saT}}}{(B_1 + 1) (B_2)}$$

Para la condición de diseño tomando en cuenta el peor de los casos.

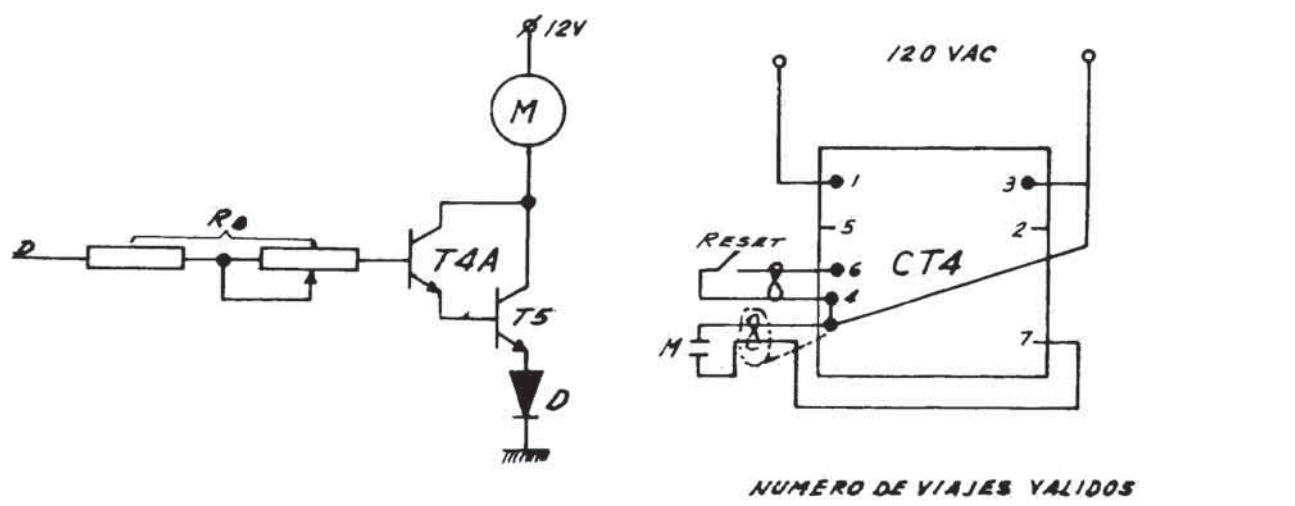
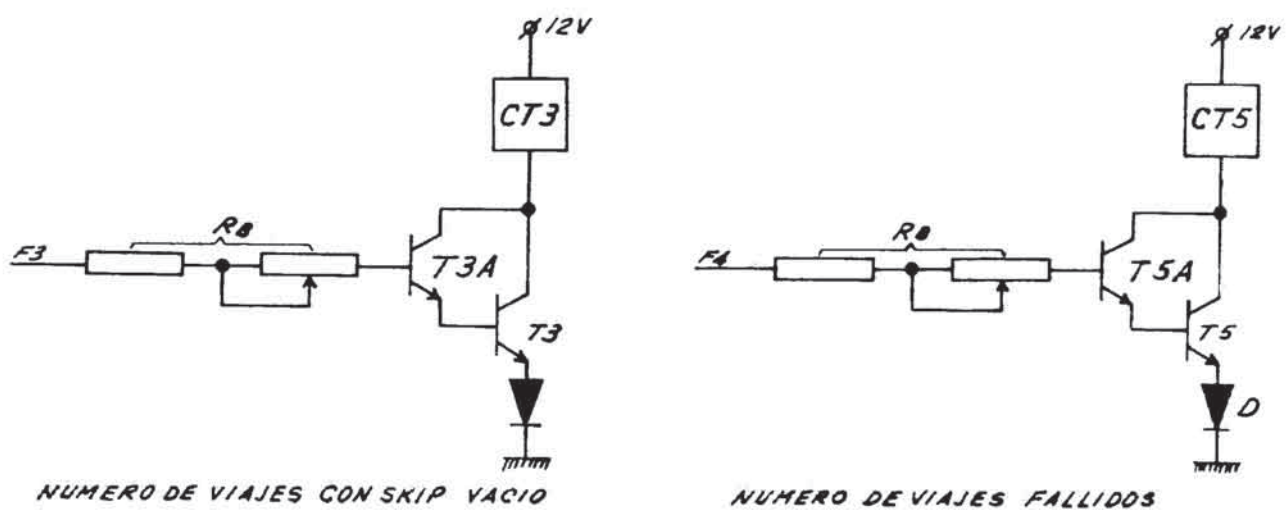
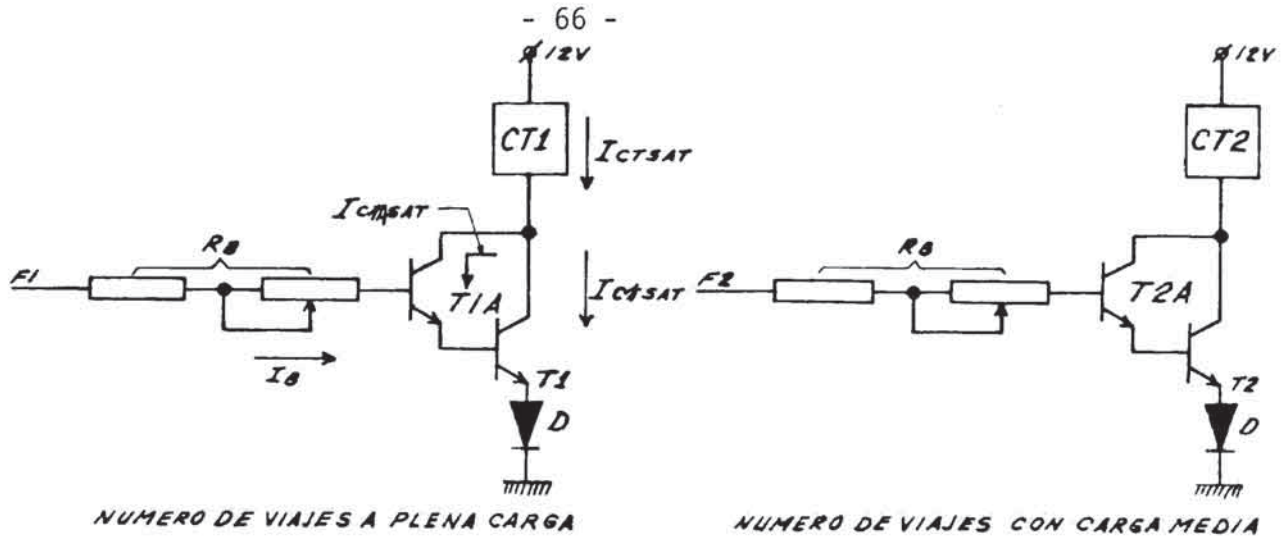


FIGURA 3.31

$$I_{B \text{ saT}} = \frac{I_{C \text{ T saT}}}{(B_{1 \text{ min}} + 1) (B_{2 \text{ min}})} \quad 3.3.1$$

3.4 Diseño de la Etapa de Salida y Contadores

Los contadores que utilizamos para CT1, CT2, CT3 y CT5 son contadores de marca National MC Counter.

6 M - 50 CPS DC 12 V, 1132. De sus características podemos apreciar la corriente que consume es: 200 ma

Luego para los efectos del diseño consideramos: $I_{C \text{ T saT}} = 300$ ma por otro lado los inversores MC 14049 solamente pueden alimentar una corriente máxima de 1.9 ma por lo tanto, las condiciones para el diseño serían. (tomando para asegurar una corriente de carga del MC14049 de 0.9 ma)

$$I_{C \text{ T saT}} = 300 \text{ ma}$$

$$I_{B \text{ saT}} \leq 0.9 \text{ ma}$$

así de la ecuación 3.3.1 tenemos $\frac{300}{0.9} \leq (B_{1 \text{ min}} + 1) B_{2 \text{ min}}$

$$(B_{1 \text{ min}} + 1) B_{2 \text{ min}} \geq 333.33$$

Si consideramos $B_{1 \text{ min}} B_{2 \text{ min}} > 400$ cumplimos con la condición luego podemos asumir los siguientes resultados.

$$B_{1 \text{ min}} > 20 \text{ y } B_{2 \text{ min}} > 20$$

Finalmente calcularemos R_B :

$$\frac{12 - 3 V_{BE}}{R_B} \leq 0.9$$

Considerando $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ tenemos $R_B \geq \frac{10.2 \text{ V}}{0.9 \text{ ma}}$ $R_B \geq 11.33 \text{ K}$

El corte lo aseguramos con la utilización del diodo D en el emisor del transistor de salida.

Para el contador CT4 utilizamos un contador marca EAGLE SIGNAL COUNT TOTALIZER serie Dx 100 modelo Dx 107 A6 el cual requiere ser activado por un contacto de modo que utilizamos un relay intermedio M el cual consume una corriente de 200 ma de manera que las condiciones ahora serían.

$$I_{C_{T_{saT}}} = 200 \text{ ma}$$

$$I_{B_{saT}} \leq 0.9 \text{ ma}$$

De manera que:

$$B_{4 \min} B_{4A \min} \geq \frac{200 \text{ ma}}{0.9 \text{ ma}} = 222$$

$$B_{4 \min} B_{4A \min} > 300$$

Asumimos $B_{4 \min} > 20$ y $B_{4A \min} > 20$

La selección de la R_B es similar el caso de los otros contadores de manera que: $R_B \geq 11.33 \text{ K}\Omega$

En conclusión podemos escoger: $T1 = T2 = T3 = T4 = T5 =$ y estos transistores deben tener las siguientes condiciones:

$$B_{\min} \geq 20, \text{ de silicio, potencia } \geq 1 \text{ W}$$

con lo cual satisfice los requerimientos que exige el funcionamiento del circuito, de manera similar:

$T1 A = T2 A = T3 A = T4 A = T5 A$ y estos transistores deben tener las siguientes condiciones mínimas.

$B_{min} \geq 20$, de silicio y potencia $\geq 100 \text{ mW}$

En cuanto al diodo suficiente que sea de silicio, con una potencia 600 mW y una tensión de ruptura > 12 voltios lo cual es satisfecho por los diodos comunes de conmutación

Para concluir indicaremos los transistores escogidos para la implementación y alguna de sus principales características.

$T1 = T2 = T3 = T4 = T5$ Transistor TCG 128 (TCG)

Transistor tipo NPN de propósitos generales

$B V_{CBO} = 100$ voltios

$B V_{CEO} = 80$ voltios

$I_{c \text{ max}} = 1$ A

$PD = 1$ Wat

$h_{FE} = 90$ Típico

$T1 A = T2 A = T3 A = T4 A = T5 A$ TRANSISTOR 2N 753 (MOTOROLA)

Valores máximos

$V_{CE0} = 15$ voltios

$V_{CB} = 25$ voltios Transistor de SWITCHEO de silicio tipo NPN

$V_{EB} = 5$ voltios

$I_C = 50$ ma

$HFE \text{ min} = 40$

$PD = 300$ mw

Diodo D : ECG 116: silicio rectificador, 600 PRV, 1.0 A

CAPITULO IV

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE LOS CIRCUITOS DE BASE DE TIEMPOS

En el diagrama 4.0 se muestra las diversas señales que deseamos conseguir.

4.1 Diseño del Circuito Receptor de Línea

En la figura 4.1.1 mostramos el circuito receptor de línea. El dispositivo electro-mecánico que proviene del Lilly-control tiene ruidos y transitorios propios de su tipo de accionamiento. Como la frecuencia de trabajo es bastante baja escogemos los valores del filtro pasabajo de entrada con valores para una constante de tiempo relativamente alta $\tau = 1$ seg. así:

$$\tau = RC \quad R = 100 \text{ K} \quad \text{y} \quad C = 0.1 \text{ uF}$$

Utilizamos como receptor de línea el circuito compuesto por el filtro pasabajo y el timer 1/2 NE 556. Unimos la salida 4 a la fuente (Pin 14) para evitar inhibiciones en la salida (Pin 5) debido a alguna señal baja en el pin 4) la salida del receptor de línea (Pin 5) viene a ser una señal binaria limpia y vendría a ser la señal CL4 representa la duración efectiva del viaje del Skip desde que inicia su movimiento de una posición extrema hasta que llega a la otra posición extrema (final del viaje) este tiempo de duración de cada viaje cuando es normal el viaje sin ninguna interrupción por cualquier falla debe

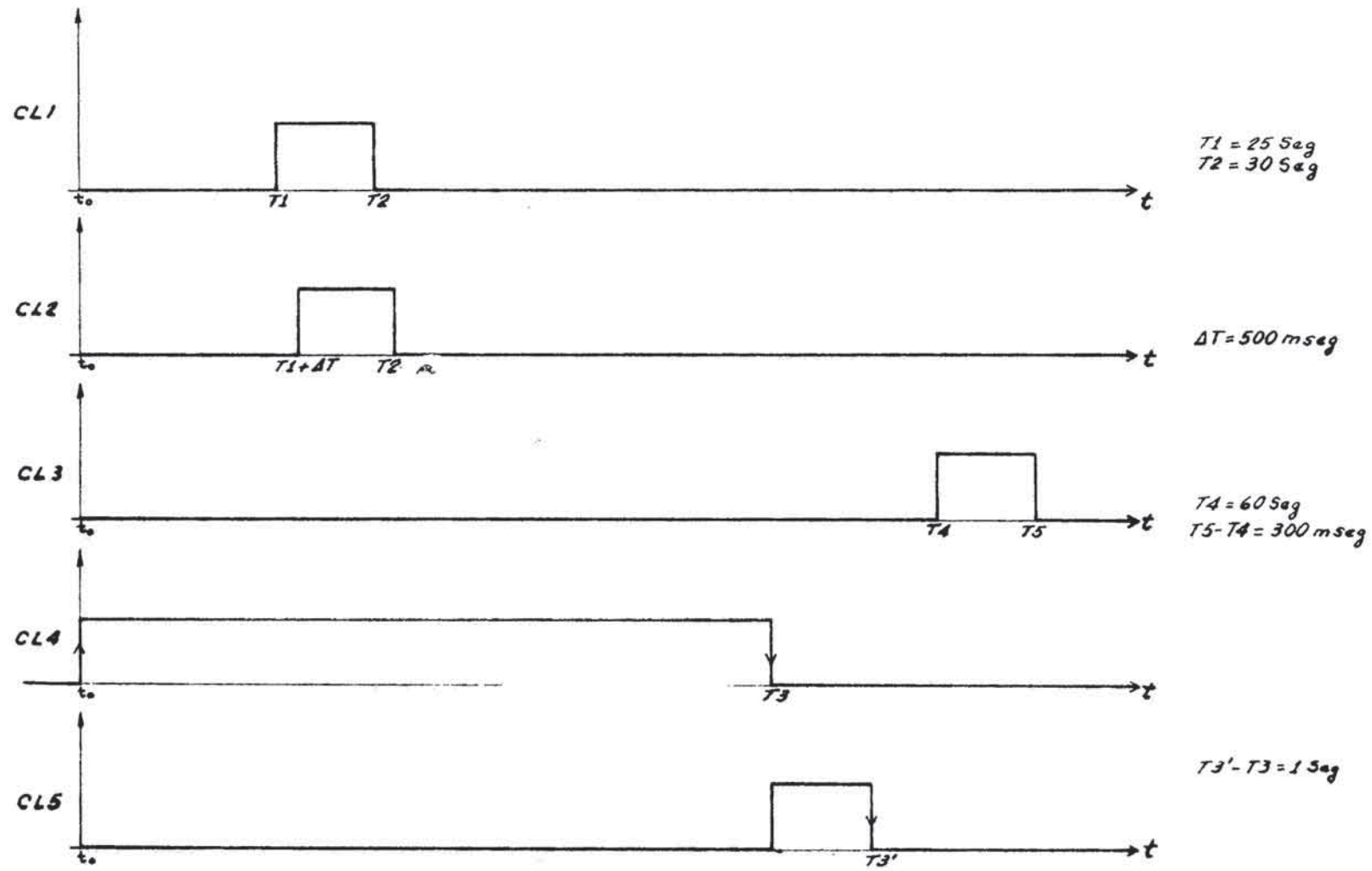


FIGURA 4.0

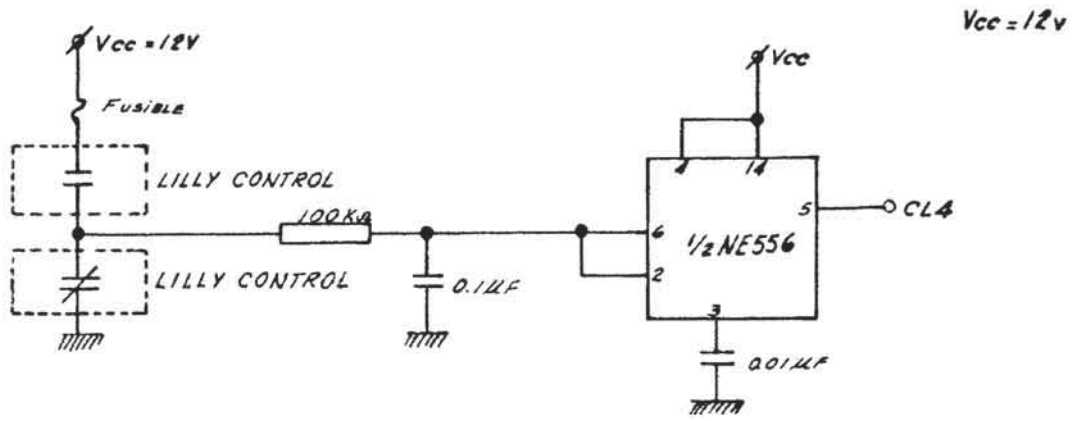


FIGURA 4.1.1

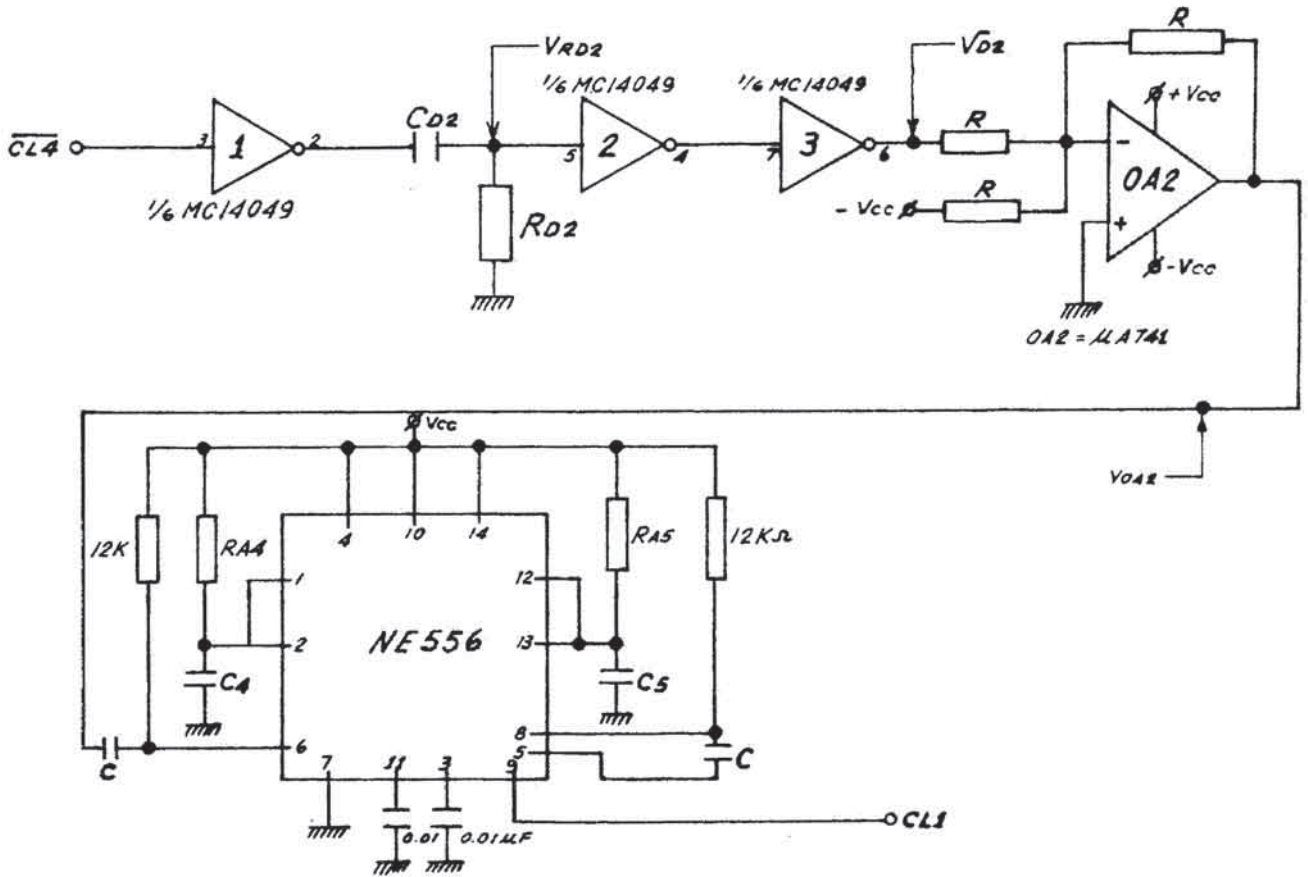


FIGURA 4.2.1 (a)

ser de menos de 60 segundos, evidentemente que si este tiempo excede a los 60 segundos significa que necesariamente se ha presentado desperfectos o situaciones irregulares en el viaje y esto será contabilizado como un viaje fallido como se aprecia al observar el circuito general.

4.2 Diseño del Circuito Generador de la Señal CL1

En la figura 4.2.1a se observa el esquema circuital del circuito a ser diseñado para generar la señal de reloj CL1, observamos que a partir de la señal CL4 que es obtenida a través de un inversor es derivada y luego pasado por un inversor-sumador algebraico, de esta manera se genera los pulsos de disparo para el NE556 quien producirá en el pin 9 de salida la señal CL1 que estamos buscando.

Antes de efectuar los cálculos de diseño y la determinación de valores de los componentes del circuito debemos indicar que se ha escogido $T1=25$ segundos y $T2=30$ segundos en razón a que si observamos la figura 5 del capítulo 1 vemos que este intervalo de tiempo es el conveniente para sensar la corriente consumida libre de los transitorios que provoca el arranque y la parada del motor en cada viaje. Estos valores se han obtenido de observaciones experimentales. Estos tiempos pueden ser ajustados a otros valores de intervalo de tiempo mas pequeños, pero consideramos un intervalo de tiempo de 5 segundos como suficiente para los efectos del diseño circuital.

En la figura 4.2.1b se muestra el diagrama de las señales

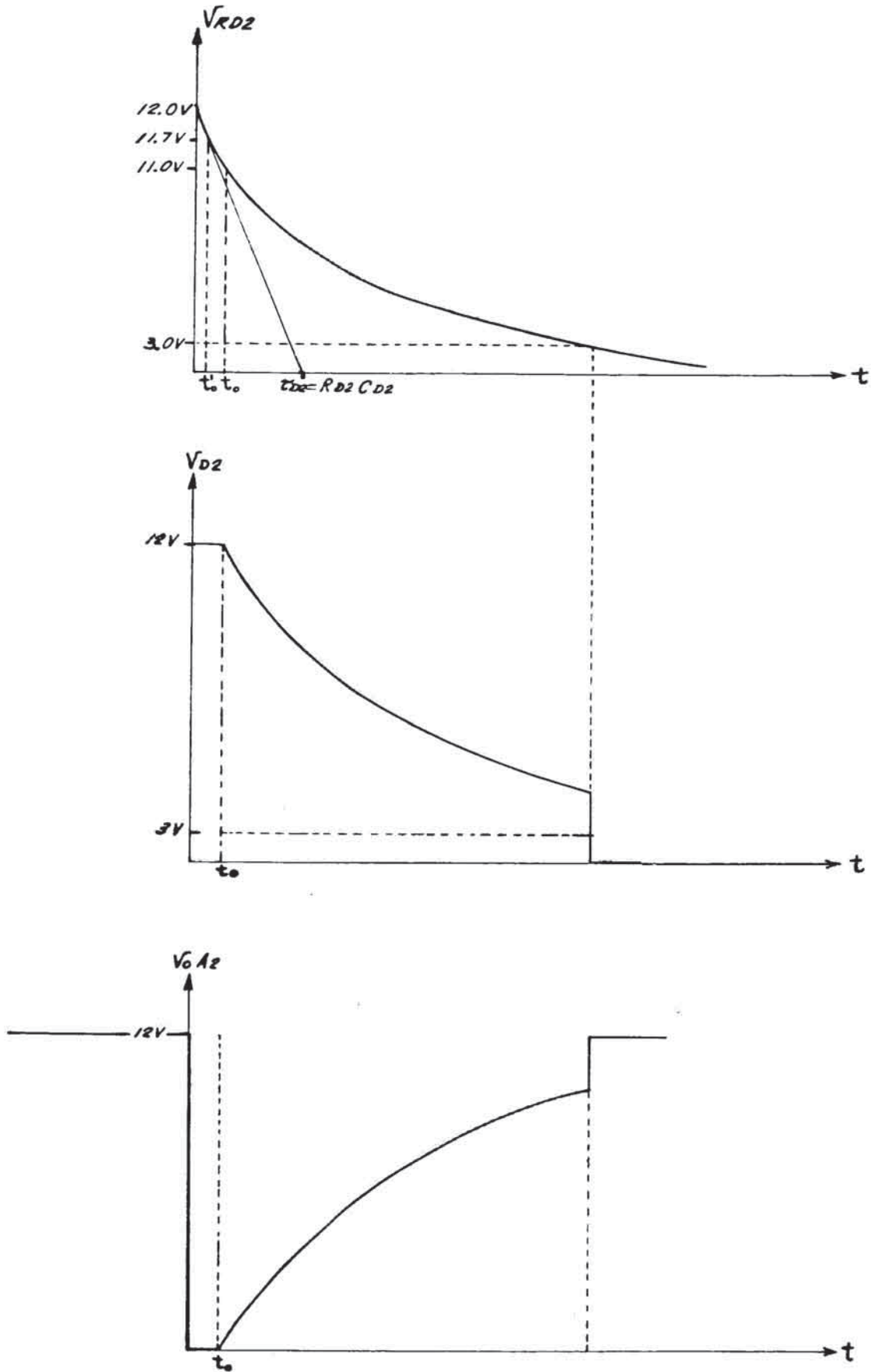


Figura 4.2.1(b)

V_{RD2} , V_{D2} y V_{OA2} que nos permiten plantear las ecuaciones y cálculos de diseño que a continuación utilizamos. Se podría utilizar el tiempo t_0 que representaría el caso típico de inmunidad al ruido en las entradas a los buffer MC14049 equivalente al CD4049; pero para mayor seguridad de que el pulso de disparo en V_{OA2} haga actuar correctamente a los timer NE556 se considera el tiempo t'_0 así:

$$V_{RD2} = 12 \exp^{-t/RD2 \cdot CD2} \quad \text{considerando una caída de solo 0.3 voltios tenemos}$$

$$11.7 = 12 \exp^{-t'_0/\tau}$$

$$\ln \frac{11.7}{12} = -\frac{t'_0}{\tau}$$

$$t'_0 = \ln \left(\frac{12}{11.7} \right) \tau \quad \text{donde } \tau = RD2 \cdot CD2$$

Como el tiempo de transición para el CD4049 no excede en ningún caso a los 150 nseg, podemos poner la siguiente condición al diseño

$$t'_0 \gg 150 \text{ nseg}$$

haciendo $t'_0 = 1000 \times 150 \text{ nseg}$

$$t'_0 = 150 \times 10^{-6} \text{ seg}$$

Luego
$$\tau = \frac{150 \times 10^{-6} \text{ seg}}{\ln \left(\frac{12}{11.7} \right)}$$

$$\tau = 5.92 \text{ mseg} = C_{D2} R_{D2}$$

De donde escogiendo: $C_{D2} = 0.1 \times 10^{-6} \text{ F} = 0.1 \text{ uF}$

$$R_{D2} = \frac{5.92 \times 10^{-3}}{0.1 \times 10^{-6}} = 5.92 \times 10^4 \text{ ohmios}$$

$$R_{d2} = 59.2 \text{ K}\Omega$$

Como valores prácticos escogemos para R_{D2} en serie 2 resistencias 1 de 56 K y otra de 3.9 K, lo cual hace un R_{D2} de 59.9 K Ω

Por otro lado, escogemos R con la única limitación de trabajar con una corriente aceptable de menos de 1 mA, así:

$$\frac{12\text{V}}{R} \leq 1 \text{ mA} \quad \text{escogemos } R = 33 \text{ K}\Omega$$

y tenemos: $12 \text{ V}/33 \text{ K} = 0.36 \text{ mA}$

Por otro lado, el Rise time del NE556 es de 300 nseg máximo, por lo tanto no tendrá inconveniente en activar con el pulso que ha sido generado para su disparo.

Para el cálculo de las resistencias y condensadores necesarios para establecer los tiempos T1 y T2 tomamos como base la ecuación deducida para un circuito monoestable (ver Apéndice B) que en nuestro caso se acondicionará de la siguiente manera:

$$T1 = 1.0986 R_{A4} C_4 \text{ y}$$

$$T2 - T1 = 1.0986 R_{A5} C_5$$

así: $T1 = 25 \text{ seg} = 1.0986 R_{A4} C_4$

escogiendo $C_4 = 33 \text{ uF} /$

$$R_{A4} = \frac{25}{33 \times 10^{-6} \times 1.0986} = \frac{688.705 \text{ K}}{\quad} /$$

$$T2 - T1 = 1.0986 R_{A5} C_5 = 5 \text{ seg}$$

Escogiendo $C_5 = 47 \text{ uF}$

$$R_{A5} = \frac{96.71 \text{ K}}{\quad}$$

$$R_{A5} = \frac{5}{47 \times 10^{-6} \times 1.1} = 96.71 \text{ K}$$

Como se puede apreciar en el diseño se ha utilizado para los inversores el circuito integrado Hex-Inverter MC 14049 o su equivalente el CD 4049 de National. En cuanto al operacional se ha usado el conocido uA 741. Finalmente, también es claro, que se ha utilizado el Dual Timmer 556 (todos los datos técnicos de manual de conjunto de todos los elementos usados en el diseño en general vienen adicionados en el Apéndice C.

Finalmente indicamos los valores prácticos seleccionados para la implementación del circuito.

$$C_{D2} = 0.1 \text{ uF}$$

$$R_{D2} = 56 \text{ K} + 3.9 \text{ K} = 59.9 \text{ K}$$

$$R = 33 \text{ K}$$

$$C_4 = 33 \text{ uF}$$

$$R_{A4} = \text{potenciómetro de } 1.2 \text{ M}\Omega$$

$$C_5 = 47 \text{ uF}$$

$$R_{A5} = 100 \text{ K}$$

4.3 Diseño del Circuito Generador de la Señal CL2

En el gráfico 4.3.1 se muestra el esquema circuital del circuito generador de CL2. Este circuito representa un típico cir -

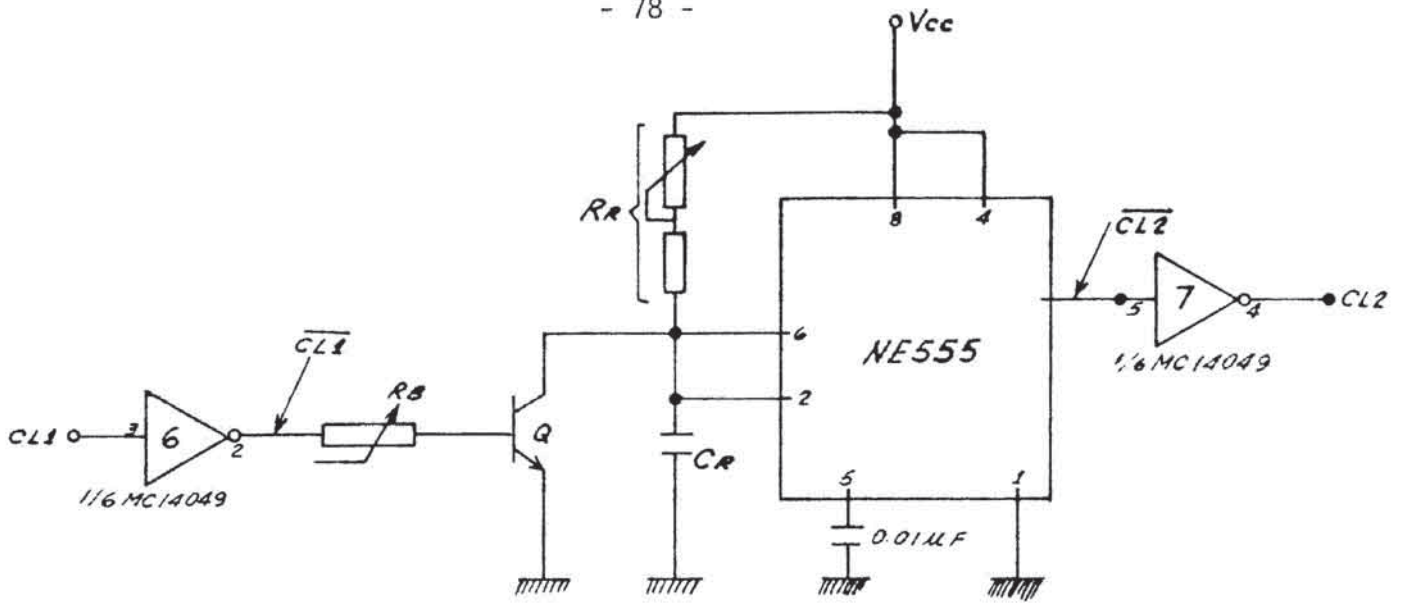


FIGURA 4.3.1

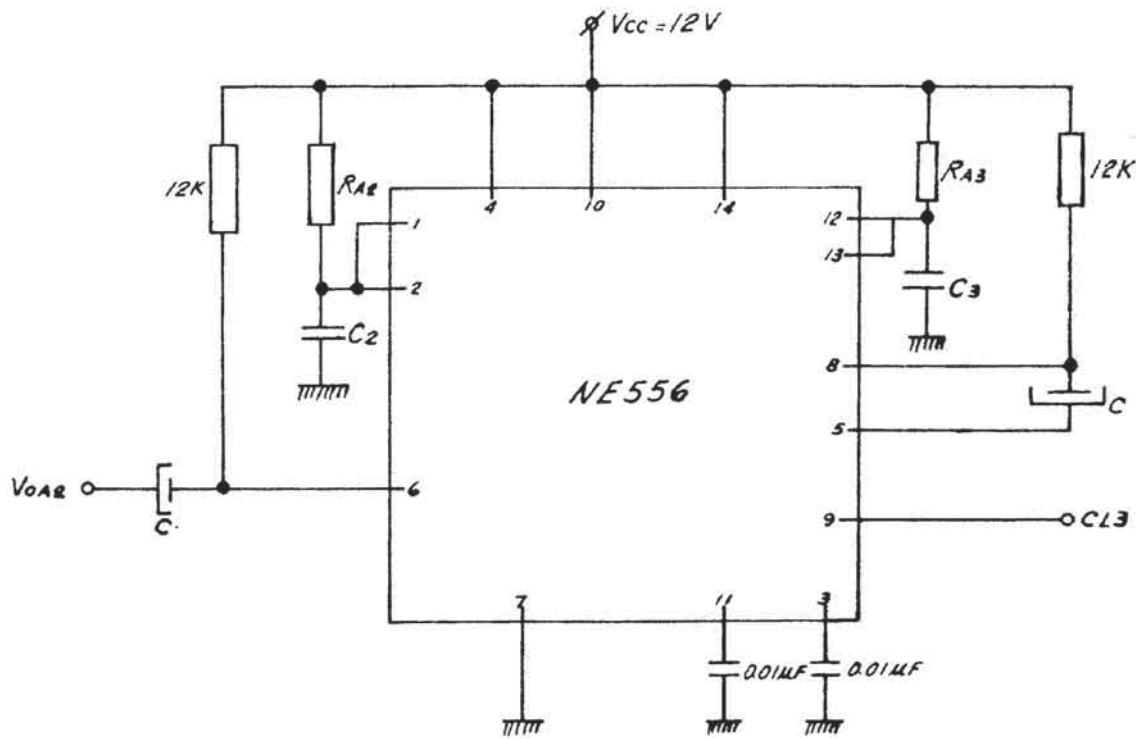


FIGURA 4.4.1

cuito de retardo (time delay) mientras $\overline{CL1}$ se encuentre en su nivel alto el transistor Q1 está saturado y el condensador C_R está descargado y con voltaje bajo que fuerza a que $\overline{CL2}$ esté en el nivel alto y consecuentemente CL2 esté bajo. Cuando $\overline{CL1}$ adquiere un nivel bajo el transistor Q1 se corta y el condensador C_R empieza a cargarse a través de la resistencia R_R hasta que llega a la tensión "Threshold" que es $2/3 V_{CC}$ en este caso 8 voltios cuando ha llegado a este voltaje la salida de timer, $\overline{CL2}$, cambia de un nivel alto en que se encontraba a un nivel bajo, lógicamente CL2 tiene una transición de nivel bajo a un nivel alto con un retardo respecto a la transición en CL1, este tiempo de retardo ΔT es producido por el tiempo que tarda en cargar C_R hasta que llegue a 8 voltios, así:

$$8 = 12 (1 - \exp^{-\Delta T / R_R C_R})$$

$$\Delta T = 1.1 R_R C_R$$

En nuestro caso escogemos un $\Delta T = 500$ mseg como tiempo de retardo. Por otro lado, escogemos un valor práctico para $C_R = 10$ uF. Luego:

$$R_R = \frac{0.5}{1.1 \times 10 \times 10^{-6}} = 45.454 \text{ K}$$

escogemos para $R_R =$ resistencia fija de 33 K +
Potenciómetro de 50 K

Observamos además que el retardo es solo en la transición de bajo a alto en CL2 pues en la transición de alto a bajo se

produce sincronizadamente cuando se produce el cambio de alto a bajo en CL1.

En cuanto a la evaluación para determinar el transistor Q₁ y R₃ debemos tener en cuenta lo siguiente. Para asegurar la saturación del transistor con el nivel alto:

$$I_{C_{sat}} \cong V_{CC}/45.45 \text{ K} \cong \frac{12 \text{ V}}{45.45 \text{ K}} = 0.26 \text{ mA}$$

Para asegurar la saturación:

$$I_B \gg \frac{0.26 \text{ mA}}{h_{Fe \text{ mín}}} \quad \text{si escogemos un transistor cuyo } h_{Fe \text{ mín}} \geq 20$$

Tenemos que:

$$I_B \gg \frac{0.26 \text{ ma}}{20} = 0.013 \text{ ma}$$

Luego cuando estamos aplicando un nivel alto en la señal $\overline{CL1}$ tenemos:

$$R_B \leq \frac{V_{CC}}{0.013 \text{ ma}} = \frac{12 \text{ V}}{0.013 \text{ ma}} = 909 \text{ K}\Omega$$

$$R_B \leq 909 \text{ K}\Omega \text{ escogemos finalmente:}$$

Para el transistor Q₁ : Transistor NPN de silicio con $h_{Femin} \geq 20$

R_B : Potenciómetro de 220 K Ω +1 resistencia

Fija de 220 K Ω

y como se aprecia en el circuito correspondiente se utiliza un timer NE555 y 2/6 IC 14049 (Hex inverter)

4.4 Diseño e Implementación del Generador de Señal CL3

En la figura 4.4.1 se muestra el diagrama circuital del generador de la señal CL3 donde podemos apreciar que la señal VoA2 que se utilizó en el diseño del generador de la señal CL1, se utiliza aquí también como señal de disparo como se aprecia el esquema es un típico generador de pulso entre los tiempos T4, T5. El pulso de disparo es en el tiempo $T = 0$ y para el cálculo de las resistencias y condensadores programadores de tiempos utilizamos los siguientes valores:

$$T4 = 1.0986 R_{A2} C_2 = 60 \quad \text{Segundos}$$

Si tomamos como conocido

$$C_2 = 100 \text{ U F entonces:}$$

$$R_{A2} = \frac{60}{1.1 \times 100 \times 10^{-6}} = 545.454 \text{ K}\Omega$$

escogemos como valores prácticos :

$$C_2 = 100 \text{ U F x } 25 \text{ V}$$

y R_{A2} = resistencia fija de 500 K Ω + 1 potenciómetro de 100K Ω

Para el tiempo $T5-T4 = 1.0986 R_{A3} C_3 = 300 \text{ m segundos}$ escogemos este tiempo por ser un tiempo suficiente para efectuar el borrado del circuito LATCH de la lógica combinacional, puede ser escogido un tiempo más pequeño sin producir dificultades al funcionamiento del circuito.

Calculando los valores de R_{A3} y C_3 tenemos:

$$T5-T4 = 1.0986 R_{A3} C_3 = 300 \times 10^{-3} \text{ seg.}$$

Escogiendo : $C_3 = 1 \text{ U.F} \times 30 \text{ voltios}$

Luego : $R_{A3} = \frac{300 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-6}} = 300 \text{ K}\Omega$ escogemos 2 resistencias de $150\text{K}\Omega$ enseriadas

Como apreciamos en el diagrama circuital se está usando aquí un DUAL-TIMER NE556 y se han colocado valores de resistencia de polarización a las entradas trigger resistencias de $12 \text{ K}\Omega$.

4.5 Diseño del Generador de la Señal CL5

En la figura 4.5.1 se muestra el esquema circuital del circuito generador de la señal CL5 al igual que en el caso de la generación de CL1 utiliza un circuito derivador para producir el pulso negativo de disparo para el timer que en este caso es 1/2 NE 556 la única variante que se aprecia es que en este caso el disparo se produce cuando se presenta la transición de alto a bajo en CL4 ya que la alimentación al circuito derivador viene de $\overline{\text{CL4}}$. Cabe mencionar que cuando se produce la transición positiva en CL4 produce un impulso de sobretensión positiva en el TIGGER del TIMER el cual es soportado por el transistor de entrada del TIMER pues su tensión de ruptura de la juntura es mucho mayor.

Lo que generamos en la señal CL5 es un pulso de tensión de duración $T3' - T3$ al cual le damos un valor de 1 segundo de duración de acuerdo con la fórmula del TIMER que se ha venido usando a lo largo de este diseño tenemos:

$$T3' - T3 = 1 \text{ seg.} = 1.1 R_{A1} C1$$

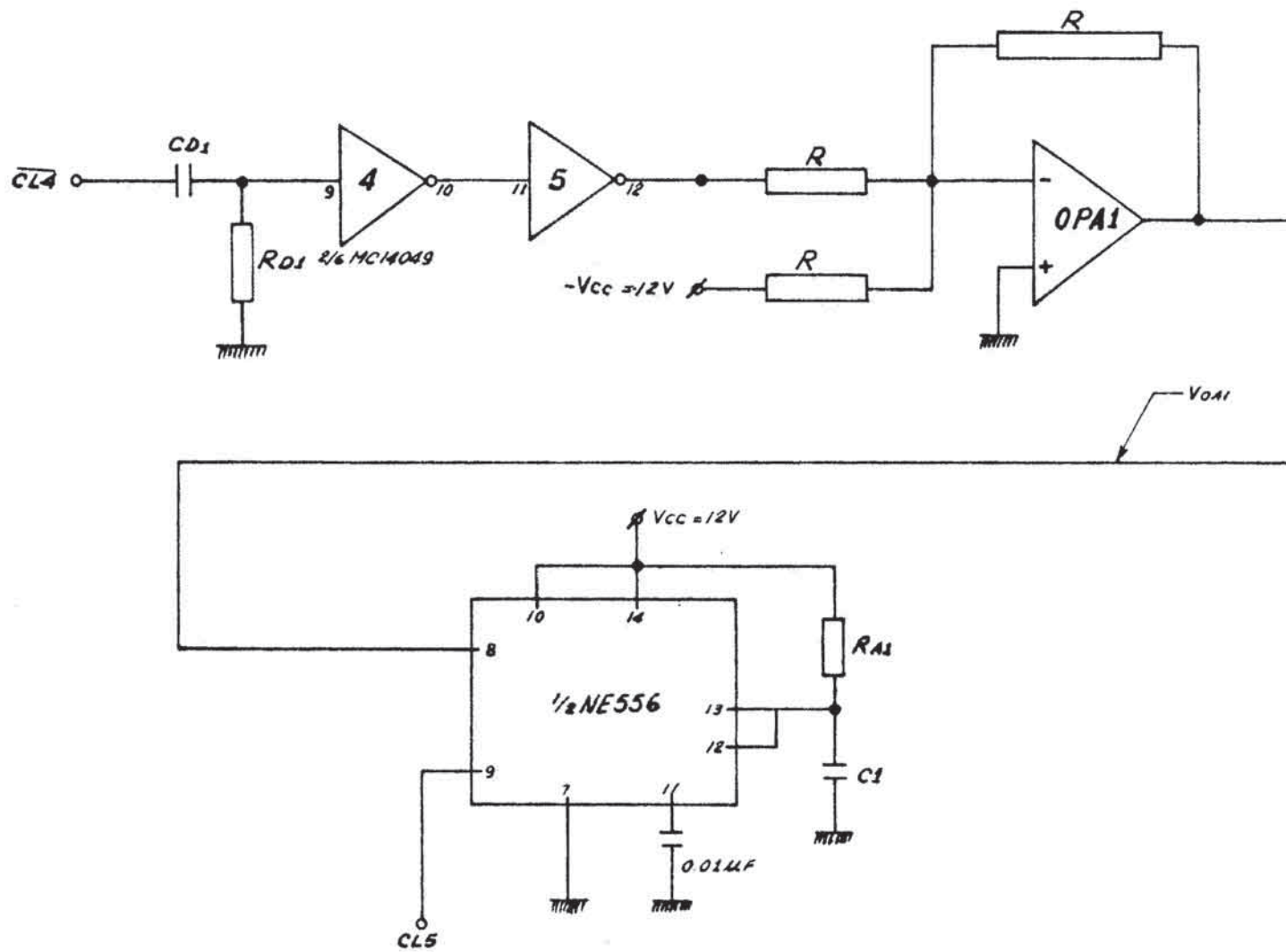


FIGURA 4.5.1

Escogemos $C_1 = 47 \text{ UF} \times 30 \text{ V}$

Luego:

$$R_{A1} = \frac{1}{47 \times 10^{-6} \times 1.1} = 19.34 \text{ K}\Omega$$

Escogemos para $R_{A1} = 18 \text{ K}\Omega + 2.4 \text{ K}\Omega$ como valores prácticos también como se aprecia en el diagrama circuital se usa 2/6 μC14049 (HEX INVERTER)

$$R = 33 \text{ K}\Omega$$

$$RD_1 = 56 \text{ K} + 3.9 \text{ K}$$

$$CD_1 = 0.1 \text{ UF}$$

$$\text{OPA1} = \text{UA 741}$$

CAPITULO V

DESCRIPCION, DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL

CIRCUITO BUSCADOR DE FALLAS

El circuito buscador de fallas es un conjunto de 16 RELAYS que reciben la información de 16 puntos que provienen de sensores de protección por diversas causas. Estos sensores de protección que se ubican en puntos variados de las instalaciones eléctrico mecánicas e instrumentales del WINCHE de izaje de mineral marca HEPBURN nos conducen a un conjunto de contactos cuyas condiciones en funcionamiento normal y sin falla es de contactos cerrados de tal manera que conectándose todos estos contactos en serie y sentido la continuidad del circuito se puede hacer un seguimiento de la falla que puede estar produciéndose esto se visualiza en la hoja número 6 de los planos eléctricos que son mostrados en el apéndice C en donde se aprecia las 16 señales de seguimiento de falla que están denominadas FF1, FF2, FF3, FF4, FF5, FF6, FF7, FF8, FF9, FF10, FF11, FF12, FF13, FF14, FF15 y FF16; todas estas 16 señales ingresan a un conjunto de 16 RELAYS que son los que nos indican en base al encendido de 16 lámparas cual es la falla que está produciendo en el circuito este circuito buscador de fallas es visualizado en la página número 10 de los planos eléctricos que se presentan en el apéndice C.

La denominación de los RELAYS es la misma que la señal de sensado de falla así tenemos 16 RELAYS que van desde el FF1 hasta el FF16. A manera de aclaración diremos que si por ejemplo se produce una fallas que produce señales de tensión sólo hasta la señal FF11 y no hay tensión en la señal FF12 (y consecuentemente todas las demás hasta la FF16), observaremos que las lámparas desde la FF12 hasta la FF16 se apagarán esta falla corresponde a la señal FF12 que según el listado de fallas que a continuación describimos corresponde a una falla de sobrevelocidad sentido en el controlador LILLY.

Listado de fallas sentido en el buscador de fallas:

- FF1 = Interruptor de parada de emergencia
- FF2 = Alarma de exceso de velocidad
- FF3 = Baja presión de aire
- FF4 = Desgaste de zapata del freno izquierdo
- FF5 = Desgaste de zapata del freno derecho
- FF6 = Accionamiento de freno de tipo pesas izquierdo
- FF7 = Accionamiento de freno de tipo pesas derecho
- FF8 = Línea a tierra (falla eléctrica)
- FF9 = Sensado de cuerda floja
- FF10 = Sensado de pérdida de movimiento izquierdo, Lilly
- FF11 = Sensado de pérdida de movimiento derecho, Lilly
- FF12 = Sobrevelocidad Lilly
- FF13 = Sobrecarrera izquierda Lilly
- FF14 = Límite de recorrido
- FF15 = Sobrecarrera derecho Lilly
- FF16 = Reservas para otras protecciones adicionales

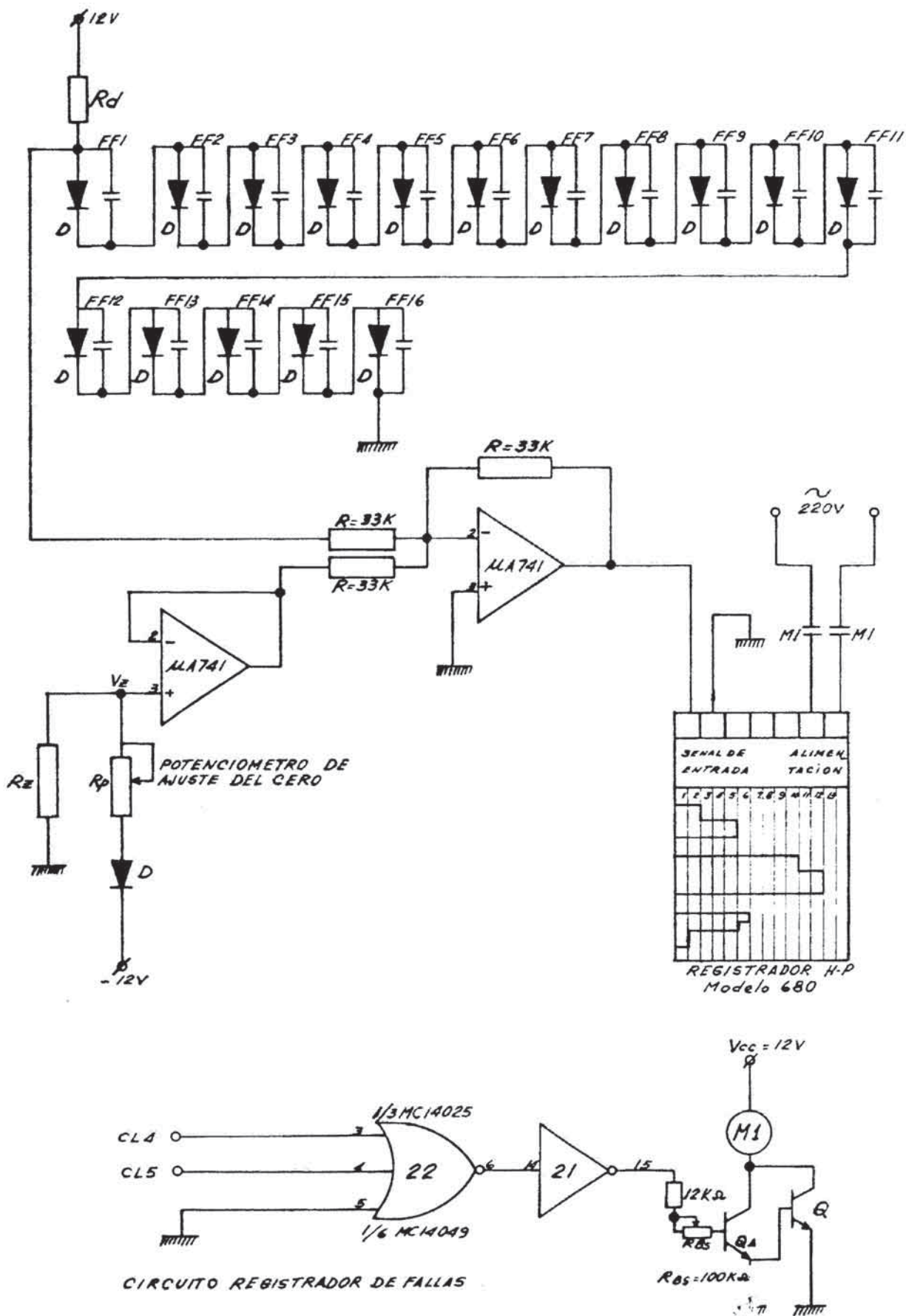


Figura 5.1

Por otro lado también se aprecia en la hoja número 10 del apéndice C que existe un sistema de reposición para continuar con la operación una vez que ha sido superada la falla.

En razón a que hay la necesidad de registrar las fallas que se producen se ha diseñado un circuito adicional con este objeto que es mostrado en la figura 5.1 en el cual se aprecia que el circuito alimenta aun registrador HEWLETT-PACKARD modelo 680.

La señal de entrada es una señal de 0 a 10 voltios DC. y la alimentación es con 220 voltios AC. enclavando a través de un RELAY M1 el cual solamente hace funcionar el registrador cuando efectivamente se esta produciendo el funcionamiento del WINCHE. Este enclavamiento lo hacemos através de las señales CL4 y CL5 que nos indican aproximadamente el tiempo efectivo de movimiento del WINCHE.

El circuito mostrado en la figura 5.1 incluye los siguientes elementos que a continuación especificamos:

La resistencia R_d que limita la corriente por los diodos, como se escoge para el circuito el diodo D: ECG600 cuya tensión de codo varía entre 0.63 V y 0.69 V con 3 ma de corriente directa. De esto se puede determinar el valor de R_d , utilizamos una tensión directa de codo promedio de 0.66 V.

$$R_d = \frac{(12 - 16 \times 0.66) \text{ V}}{3 \text{ ma}} = \frac{1.44 \text{ V}}{3 \text{ ma}}$$

$$R_d = 0.48 \text{ K} \quad , \quad \text{Escogemos } R_d = 470 \Omega$$

Por otro lado las resistencias R_z y R_p se evalúa de la siguiente manera tomamos como criterio que la tensión de caída en R_z debe variar entre - 10.08 V y - 11.04 esto debido a las variaciones que pueda haber en la tensión de codo de los diodos. Así seleccionamos R_z para el caso extremo en que $R_p = 0$ en este caso $V_z = - 11.34$ voltios aproximadamente en promedio y cuando se tiene esto tendría una magnitud de corriente de:

$$I_z = \frac{11.34}{R_z}$$

escogiendo:

$$R_z = 4.7 \text{ K}$$

$$I_z = 2.412 \text{ ma}$$

Cuando áctua R_p en su valor máximo debemos tener una tensión de - 9.8 V en V_z de manera que:

$$V_z = - 11.34 \times \frac{R_z}{(R_z + R_p)} = - 9.8 \text{ V}$$

como $R_z = 4.7 \text{ K}$

$$11.34 \times 4.7 = 9.8 \times 4.7 + 9.8 R_p$$

$$R_p = \frac{11.34 \times 4.7 - 9.8 \times 4.7}{9.8}$$

$$R_p = 0.738 \text{ K}$$

escogemos entonces un potenciómetro de ajuste fino de

1 Kilo-ohmio $R_p = 1 \text{ K}$

En cuanto a los contactos FF1 hasta el FF16 se utiliza contactos normalmente cerrados de los RELAYS del circuito de fallas de los nombres respectivos (hay que notar que cuando no hay falla los RELAY estan energizados y por lo tanto los contactos en este circuito estan abiertos).

En cuanto al circuito de enclavamiento para la alimentación del registrador se utiliza las compuertas lógicas 1/3 MC14025 y 1/6 MC 14049 las cuales alimentan a un circuito DARLINGTON formado por los transistores QA y Q valiéndose el mismo diseño hecho anteriormente tenemos:

QA = 2N 753 (MOTOROLA)

Q = TCG 128 (TCG)

El RELAY de 12 voltios y con un consumo aproximado de 200 ma
En resumen tenemos la siguiente lista de materiales:

16 diodos D = ECG 600

Rd = 470 Ω x 1/2 WATT

3 resistencias de 33 K

Rz = 4.7 K

Rp = potenciómetro de 1 K

2 amplificadores operacionales UA741

1 circuito integrado digital 1/3 MC14025

1 circuito integrado digital 1/6 MC14049

1 resistencia de 12 K

1 potenciómetro de 100 K

1 transistor Q = TCG 128

1 transistor QA= 2N 753 (MOTOROLA)

1 RELAY de 2 contactos N.C. x 2 N.O. de 12 VAC consumo: 200ma

CAPITULO VI

ESQUEMA GENERAL DEL CIRCUITO COMPLETO DISEÑADO E IMPLEMENTADO

6.1 (A)

LISTA DE MATERIALES CIRCUITO DE DESCRIMINACON Y LOGICA COMBINACIONAL

<u>ITEM</u>	<u>CANTIDAD</u>	<u>DESCRIPCION</u>	<u>ESPECIFICACIONES</u>
1	1	Resistencia	100 OHMIOS 3 WATTS
2	9	Resistencias	12 KILOOHMIOS 1/4WATT
3	1	Resistencia	5.6 KILOOHMIOS 1/4WATT
4	1	Resistencia	0.39KILOOHMIOS 1/4WATT
5	1	Resistencia	470 KILOOHMIOS 1/4WATT
6	1	Resistencia	8.2 KILOOHMIOS 1/4WATT
7	2	Potenciómetros	10 KILOOHMIOS 1/2WATT
8	1	Resistencia	680 KILOOHMIOS 1/4WATT
9	1	Resistencia	82 KILOOHMIOS 1/4WATT
10	2	Resistencias	3.3 KILOOHMIOS 1/4WATT
11	1	Resistencia	500 KILOOHMIOS 1/4WATT
12	1	Resistencia	120 KILOOHMIOS 1/4WATT
13	3	Resistencias	33 KILOOHMIOS 1/4WATT
14	2	Potenciómetros	100 KILOOHMIOS 1/2WATT
15	1	Potenciómetros	220 KILOOHMIOS 1/2WATT
16	1	Potenciómetros	470 KILOOHMIOS 1/2WATT
17	1	Potenciómetro	50 KILOOHMIOS 1/2WATT
18	1	Condensador	0.022 UF x 30 V
19	1	Condensador	0.1 UF x 30 V
20	18	Diodos de silicio	ECG 116 (ECG)
21	6	Amplificadores Operaciones	UA 741
22	3	Circuitos Integrados	MC 14011
23	2	Circuitos Integrados	MC 14025
24	2	Circuitos Integrados	MC 14013
25	1	Circuitos Integrados	MC 14049
26	5	Transistores	TCG 128 (TCG)
27	5	Transistores	2N 753 (MOTOROLA)
28	4	Contadores	National MC Counter
29	1	Contador	EAGLE SIGNAL COUNT TOTALIZER
30	1	Relay	200ma,2contactosN.Cy2N.O

6.1 (B)

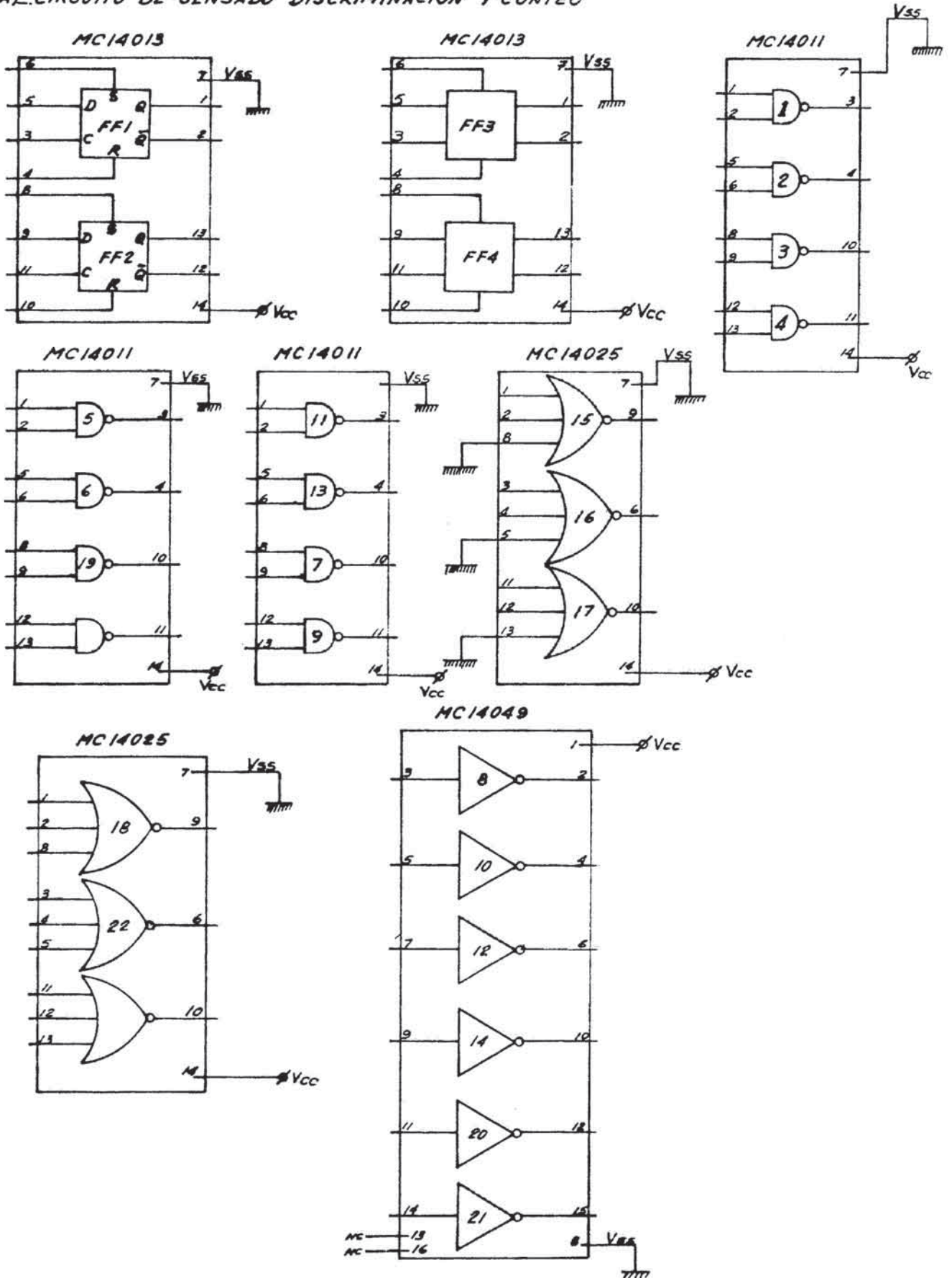
LISTA DE MATERIALES

CIRCUITO DE RELOJES DE BASE DE TIEMPOS

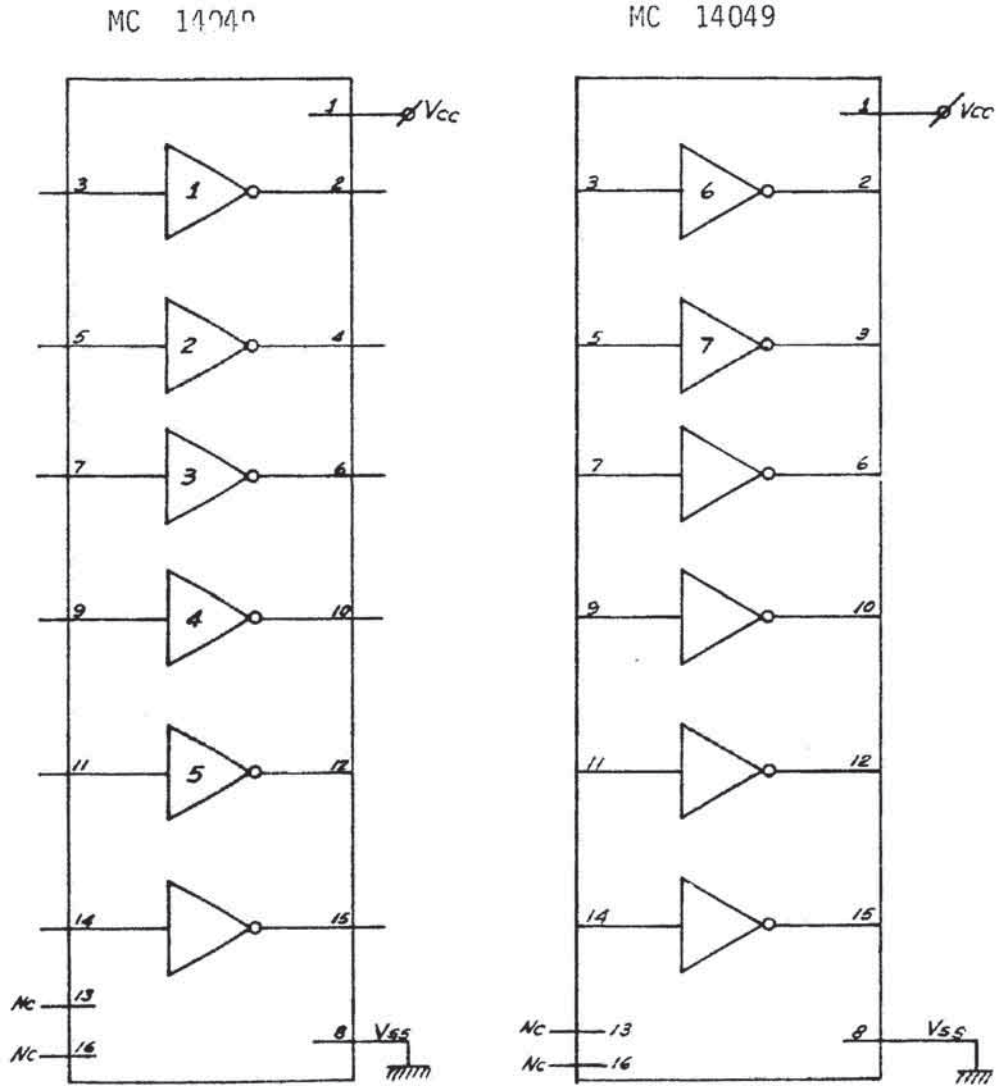
ITEM	CANTIDAD	DESCRIPCION	ESPECIFICACIONES
1	2	Resistencias	100 KILOOHMIOS 1/2 WATT
2	2	Resistencias	56 KILOOHMIOS 1/2 WATT
3	2	Resistencias	3.9 KILOOHMIOS 1/2 WATT
4	6	Resistencias	33 KILOOHMIOS 1/2 WATT
5	5	Resistencia	12 KILOOHMIOS 1/2 WATT
6	2	Potenciómetros	1.2 MEGAOHMIOS 1/2 WATT
7	2	Resistencias	150 KILOOHMIOS 1/2 WATT
8	1	Resistencia	500 KILOOHMIOS 1/2 WATT
9	1	Resistencia	18 KILOOHMIOS 1/2 WATT
10	1	Resistencia	2.4 KILOOHMIOS 1/2 WATT
11	3	Condensadores	0.1 UF x 30 V
12	6	Condensadores	0.01 UF x 30 V
13	5	Condensadores	100 UF x 25 V
14	2	Condensadores	47 UF x 30 V
15	1	Condensador	1 UF x 30 V
16	1	Condensador	10 UF x 16 V
17	1	Condensador	33 UF x 16 V
18	1	Transistor de Si	2N 2222
19	1	Circuito Integrado	NE 555
20	3	Circuito Integrados	NE 556
21	2	Circuito Integrados	MC 14049
22	2	Amplificadores Operac.	UA 741

6.2. DISPOSICION DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES UTILIZADOS.

A) CIRCUITO DE SENSADO DISCRIMINACION Y CONTEO



6.2.B) CIRCUITO DE RELOJES DE BASE DE TIEMPO



CAPITULO VII

LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL SISTEMA

En la figura 7.1 se muestra el esquema general de la Fuente de Alimentación. Para los efectos del diseño se ha utilizado las clásicas curvas de Schade, a continuación hacemos una breve descripción de los cálculos de diseño:

Considerando el consumo en simultáneo de 3 relays más el consumo del circuito general nos da:

$$I'_{ccp} = 3 \times 200 \text{ mA} + 100 \text{ mA} = 700 \text{ mA}$$

dando un margen del 20%. Tenemos $I_{ccp} \geq I'_{ccp} (1.20) = 840 \text{ mA}$

Fijamos el diseño con $I_{ccp} = 1 \text{ A}$

$$R_{P_{carga}} = \frac{19}{1 \text{ A}} = 19 \text{ ohmios}$$

Escogemos la resistencia de drenaje $R_{D1} \geq 20 R_{P_{carga}} \geq 380 \ \Omega$

Luego fijamos

$$R_{D1} = 1 \text{ K} \quad \times 1/2 \text{ watt}$$

La fuente antes del regulador tendrá: $V_{cc} = 19 \text{ V}$, $I_{ccp} = 1 \text{ A}$,
 $r\% = 1.5\%$, $R_s/R_{P_{carga}}\% = 30\%$ además sabemos que:

$$R_s = R_{se} + \frac{R_p}{N^2} + r_{d1} + R_{ext}$$

donde R_{se} = resistencia del secundario del transformador

R_p = resistencia del primario del transformador

r_{d1} = resistencia del diodo

R_{ext} = resistencia externa

$N = \frac{N_p}{N_s}$ = número de espiras primario/número de espiras secundario

Utilizando las curvas de Schade y conociendo: $R_s/R_{p_{carga}}\% = 30\%$

y $r\% = 1.5\%$, obtenemos $WR_{p_{carga}} C_1 \cong 35$. Luego:

$$C_1 = \frac{35}{19 \times 377} \times 10^6 \text{ uF}$$

$$C_1 = 4,886 \text{ uF. Escogemos como valor práctico } C_1 = 4,400 \text{ uF} \times 30 \text{ V}$$

$$\text{Luego } WR_{p_{carga}} C_1 = 31.5$$

De las curvas de Schade con: $WR_{p_{carga}} C_1 = 31.5$ y $R_s/R_{p_{carga}}\% = 30\%$

obtenemos: $\frac{V_{cc}}{V_{sm\acute{a}x}} \cong 0.57$, luego: $V_{sm\acute{a}x} = \frac{19}{0.57}$ voltios = 33.3 voltios

$$\text{y luego: } V_{s_{rms}} = \frac{33.3}{\sqrt{2}} = 23.64 \text{ volt.}$$

En cuanto al P.I.V. de los diodos será: $PIV = 66.6$ voltios

Por otro lado, $R_s = 0.3 R_{p_{carga}} = 5.7 \Omega$, resistencia total reflejada en el secundario.

Asumiendo una resistencia de 2.5 ohmios para el primario y 1 ohmio para el secundario tenemos donde $N = \frac{220}{23.6} = 9.32$

$$R_s = 5.7 \Omega = 1.0 + 2.5/(9.32)^2 + r_{d1} + R_{ext}$$

En el caso del transitorio inicial la corriente pico no repetitiva será:

$$\hat{I}_{\text{transitorio}} = \frac{33.3 \text{ V}}{5.7} = 5.84 \text{ A, en estas condiciones}$$

que son las peores r_{d1} sería

$$r_{d1} = \frac{0.6 \text{ V}}{5.84 \text{ A}} = 0.10 \Omega$$

Luego, el valor de la resistencia externa: $R_{\text{ext}} = 5.7 - 1.0 - 0.028 - 0.1$

$$R_{\text{ext}} = 4.57 \Omega, \text{ luego calculamos la corriente eficaz}$$

I_{RMS} para cada diodo se obtiene de la curva de Schade correspon-

diente con: $n = 2$ (caso rectificador de onda completa) y con

$$R_s/nR_{\text{Pcarga}} \% = 15\% \text{ y con } nWR_{\text{Pcarga}} C_1 = 2 \times 31.5 = 63.0$$

obtenemos $\left(\frac{I_{\text{RMS}}}{I_{\text{CC}} \text{ cada diodo}}\right) \approx 2.2$, como I_{CC} cada diodo = 0.5 A

$$\text{Tenemos que } I_{\text{RMS}} \text{ cada diodo} = 2.2 \times 0.5 = 1.1 \text{ A}$$

Calculando la corriente pico repetitiva para cada diodo usando la curva de Schade correspondiente obtenemos: $\left(\frac{\hat{I}}{I_{\text{CC}} \text{ cada diodo}}\right) \approx 5$

en consecuencia $I = 5 \times 0.5 = 2.5 \text{ A}$.

$$\text{Como se sabe la } I_{\text{RMS}} \text{ de cada diodo} = \frac{I_{\text{RMS}} \text{ secundario}}{\sqrt{2}}$$

$$\text{Luego: } I_{\text{RMS}} \text{ secundario} = \sqrt{2} I_{\text{RMS}} \text{ cada diodo}$$

$$I_{\text{RMS}} \text{ secundario} = \sqrt{2} \times 1.1 \text{ A} = 1.551 \text{ A}$$

Luego la potencia disipada por la resistencia externa será:

$$P_{\text{Rext}} = (1.551)^2 \times 4.57 = 10.99 \text{ Watts}$$

Luego la R_{ext} escogida será:

$$R_{\text{ext}} = 4.7 \Omega \times 12 \text{ Watt}$$

Los diodos rectificadores escogidos son: los ECG116.

Finalmente, debemos indicar que en forma análoga se calcula los valores para la fuente de -12 voltios.

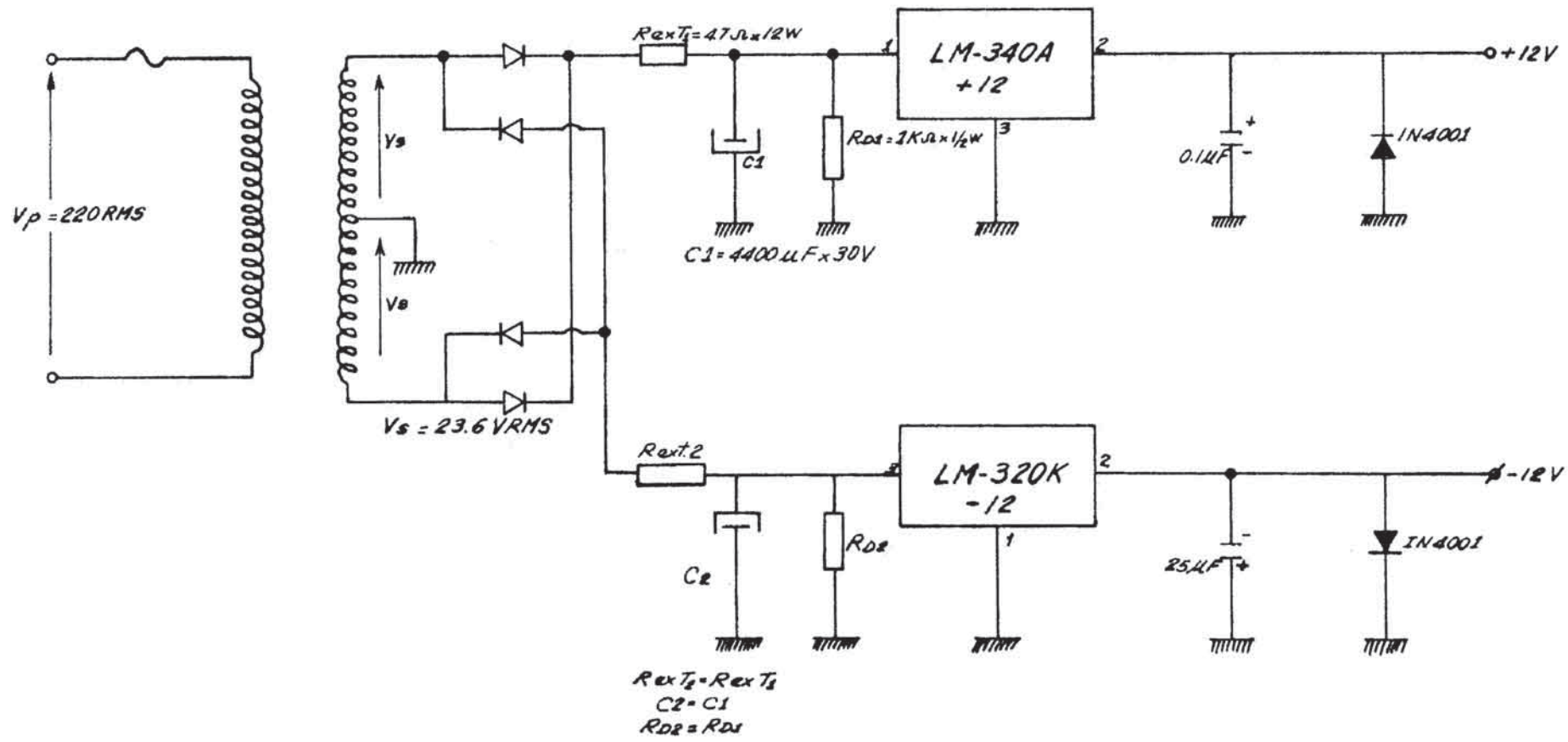


FIGURA 7.1

VIII
CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES
FINALES

La supervisión y el control de la producción de mineral de una mina que tiene un sistema de extracción subterránea requiere de una supervisión y control eficiente del izaje de mineral. Con el sistema que se ha diseñado en el presente trabajo se contribuye a la automatización de este control de la producción.

El diseño circuital es de tipo standard y no presenta limitaciones que sean críticas por lo que es fácilmente adaptable a condiciones alternativamente diferentes con ligeras modificaciones, lo cual hace que el sistema sea bastante flexible.

Por otro lado, la información que nos proporciona el sistema en cuanto al volumen de producción en toneladas no es precisa pues se obtiene a partir de un peso que se considera aproximado y evaluado experimentalmente para el caso de un skip lleno y esto se multiplica por el número de viajes evaluado. Cabe mencionar en este punto que se puede conseguir una evaluación más exacta del peso de mineral extraído si se adiciona un circuito de transferencia que evalúe en forma continua la relación corriente de consumo versus peso mediante una curva de transferencia si se hace en forma analógica o mediante una tabla de conversión si se realiza en forma de señales digitales en estos casos se puede acumular los pesos para finalmente dar un resultado final.

El registro que se hace de fallas es bastante útil para el personal de operación y el personal de mantenimiento y representa una observación permanente del funcionamiento del sistema de izaje una observación y evaluación de esta información permitirá al personal correspondiente realizar las correcciones adecuadas en la operación y/o mantenimiento de los sistemas electro-mecánicos que se tiene.

BIBLIOGRAFIA

1. Manual de Funcionamiento de Sistema del Winche marca Hepburn Wright Engineers Limited
2. "Pequeños Transformadores", R. Kuhn Marcombo
3. "Operational Amplifier", Gene E. Tobey Mc Graw Hill
4. Componentes electrónicos y Mediciones, Bruce Wedlock y James Roberge Prentice/Hall International.
5. Manual de Circuito Integrados Lineales de Signetics
6. Catálogo de Registrador Hewlett-Packard, Modelo 680
7. Manual de Circuito Integrado Digitales de National Semiconductor
8. Manual de Reguladores de Tensión de National Semiconductor
9. Manuales de Sylvania, Motorola y TCG de Componentes Electrónicos
10. Newark Electronics Catalog 105
11. Sistemas Electrónicos Digitales, Enrique Mandado Marcombo.
12. Dispositivos y Circuitos Electrónicos, Jacob Millman y Christos C. Halkias, Mc Graw Hill
13. El Empleo de los Amplificadores Operacionales. W. García y J.L. Gutierrez, Paraninfo

14. Power Rectification with Silicon Diodes, M. Dalay, Mullard Semiconductor Measurement.
15. Manuales de Cables y Conductores de INDECO.
