1988

FACULTAD DE INGENIERIA

TELEMETRIA Y CONTROL REMOTO

T E S I S

Que para obtener el título de:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

p r e s e n t a :

HUGO ROMERO AGUILAR

En Colaboración Con

JORGE ALEJANDRO ROMERO CENTENO

EDMUNDO BECERRIL ALARID

RICARDO ABUD RIVERA

México, D. F. 1973

Universidad Nacional Autónoma de México
UNAM
Biblioteca Central
Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

HUGO ROMERO AGUILAR

México D. F. 1979

Con todo respeto a la memoria

de mi padre

Ing. y Lic. Hugo Romero Macías.

A mi madre y a mi abuelita Emma con cariño y agradecimiento por su apoyo moral en los momentos más críticos de mi vida.

A mi abuelita Felícitas y

a mis tíos Héctor, Salvador y Alicia

Con todo cariño.

A mis hermanos

Paty y Sergio.

P R O L O G O

Este trabajo fue desarrollado debido a una sugerencia presentada por el Maestro Felipe Lara Rosano, durante el Seminario de Ingeniería de Control del primer semestre del año de 1970.

Inicialmente se pensó en desarrollar el tema en dos partes, una parte escrita, en la cual se tratarían con relativa amplitud los múltiples aspectos de la Telemetría y Control Remoto, y otra parte complementaria e ilustrativa de la primera, que estaría constituída por el diseño y construcción de un modelo, representativo de un sistema de Telemetría y Control Remoto.

Debido a los múltiples retrasos ocasionados por las dificultades encontradas para construir el modelo, se optó por suprimir la primera parte, pues el ordenamiento de los temas ya redactados, y la redacción de los faltantes, atrasaría la presentación del Examen Profesional un tiempo, tal que, por los compromisos contraídos, resultaría demasiado costoso.

El tiempo invertido en la construcción del modelo fue excesivo por la inconsistencia para el trabajo de los suscritos, y porque, los co-

I N D I C E

Página

P R O L O G O

C A P I T U L O I

INTRODUCCION GENERAL

1-1.- Generalidades 1
1-2.- Modulación 3
1-3.- Multiplex 7
1-4.- Sistemas de Telemetría de Corriente y de Voltaje 10
1-5.- Sistemas de Telemetría de Frecuencia 11
1-6.- Sistemas de Telemetría de Posición 12
1-7.- Control Centralizado 14
1-8.- Conexión con la Línea 16

C A P I T U L O II

INTRODUCCION AL FUNCIONAMIENTO DEL MODELO

2-1.- Descripción General 25

Página

C A P I T U L O III

S E L E C T O R

3-1.- Selector Remoto 31
3-2.- Selector Local 32
3-3.- Sincronización 33
3-4.- M u e s t r e o 34
3-5.- Tiempo Transmisión Lado Remoto 37
3-6.- Tiempo Transmisión Lado Local 40
3-7.- Señal de Sincronía 42

C A P I T U L O IV

T E L E M E T R I A

4-1.- H o r n o 43
4-2.- S e n s o r 45
4-3.- Amplificador Operacional 45
4-4.- Conversor Analógico/Digital 45
4-5.- Línea de Transmisión 47
4-6.- Transmisor 48
4-7.- Receptor 49
4-8.- Contador DCB 49
4-9.- Registro DCB 50
4-10.- L i n e a l i d a d 51

C A P I T U L O V

C O N T R O L

5-1.- Introducción 55
5-2.- Señal de Referencia 57
5-3.- Comparación 57
5-4.- Control Encendido/Apagado 59

C A P I T U L O VI

S E Ñ A L I Z A C I O N

6-1.- Introducción 61
6-2.- Detección de Corriente 61
6-3.- Indicación 62

Página

C A P I T U L O VII

CIRCUITOS ELECTRONICOS

7-1.-	Introducción	63
7-2.-	I n v e r s o r	63
7-3.-	Inversores Utilizados en el Modelo	69
	1.- Inversor "A"	69
	2.- Inversor "B"	71
	3.- Inversor "C"	72
	4.- Resumen	74
7-4.-	Circuitos AND y NAND	74
	1.- 1A3E y 1A4E	75
	2.- 2A2E, 2A23E y 2A32E	75
	3.- CMS y CMR	77
	4.- TMX y TMY	77
	5.- 1N7E	77
7-5.-	Circuitos OR y NOR	77
	1.- OR2E y OR3E	77
	2.- CBX	77
7-6.-	Circuitos de Comparación	78
7-7.-	Circuitos Bistables	78
	1.- FF - T y FF - TR	78
	2.- FF - RS	80
	3.- FF - RS Selector Remoto	80
7-8.-	Multivibrador Monostable	80
	1.- RBTH y RBX	80
	2.- MRTT, MTT, MLTT y MTTL	81
7-9.-	Circuitos Astables	81
	1.- M A S	81
	2.- Conversor Analógico/Digital	81
	3.- O T R	84
7-10.-	Cuadrador de Onda	84
7-11.-	R e l o j	85
7-12.-	Circuitos de Potencia	86
	1.- I B R	86
	2.- C E F	87
7-13.-	Amplificadores	88
	1.- Amplificador Operacional	88
	2.- Transmisor	90
	3.- Receptor	90
7-14.-	Fuentes de Corriente Directa	93
	1.- Fuente de + 12 v	94
	2.- Fuente de - 12 v	103
	3.- Fuente de + 4.5 v	108
	4.- Fuente de + 28 v	108

Página

7-15.- Transformadores 108
1.- Señalización (TI) 108
2.- Auxiliar (TA) 110
3.- Potencia (TP1, TP2) 110
4.- R e l o j 110
7-16.- Matrices Decodificadoras 110
1.- Binario a Decimal 110
2.- Decimal a Grados Centígrados 110
3.- Numitrones 111

B I B L I O G R A F I A 113

CAPITULO I

INTRODUCCION GENERAL

1.1.- GENERALIDADES.

Telemetría, es el conjunto de técnicas y procedimientos que permiten conocer los valores de una variable física que se origina en un punto remoto. Por lo tanto, la Telemetría abarca disciplinas tales como: Instrumentación, Comunicaciónes, Teoría de la Información, y Procesamiento de Datos.

En general, un sistema de telemetría se compone de un elemento sensor de la variable que se va a medir, de un dispositivo transmisor, del medio de comunicación, del receptor y del elemento indicador de la magnitud de la variable.

Actualmente, en los modernos sistemas de telemetría, los datos recabados se procesan en un centro de computación en donde se generan ordenes de mando que son transmitidas a los aparatos de control que modifican las magnitudes de las variables físicas medidas. Generalmente, la dirección de un proceso depende de la detección y control de varias magnitudes físicas casi siempre interrelacionadas; el control se ejerce entonces, a través de las ordenes de mando generadas de acuerdo con un modelo matemáti

co, representativo del proceso controlado.

En la figura I.1 se muestra el esquema de una instalación de este-tipo.

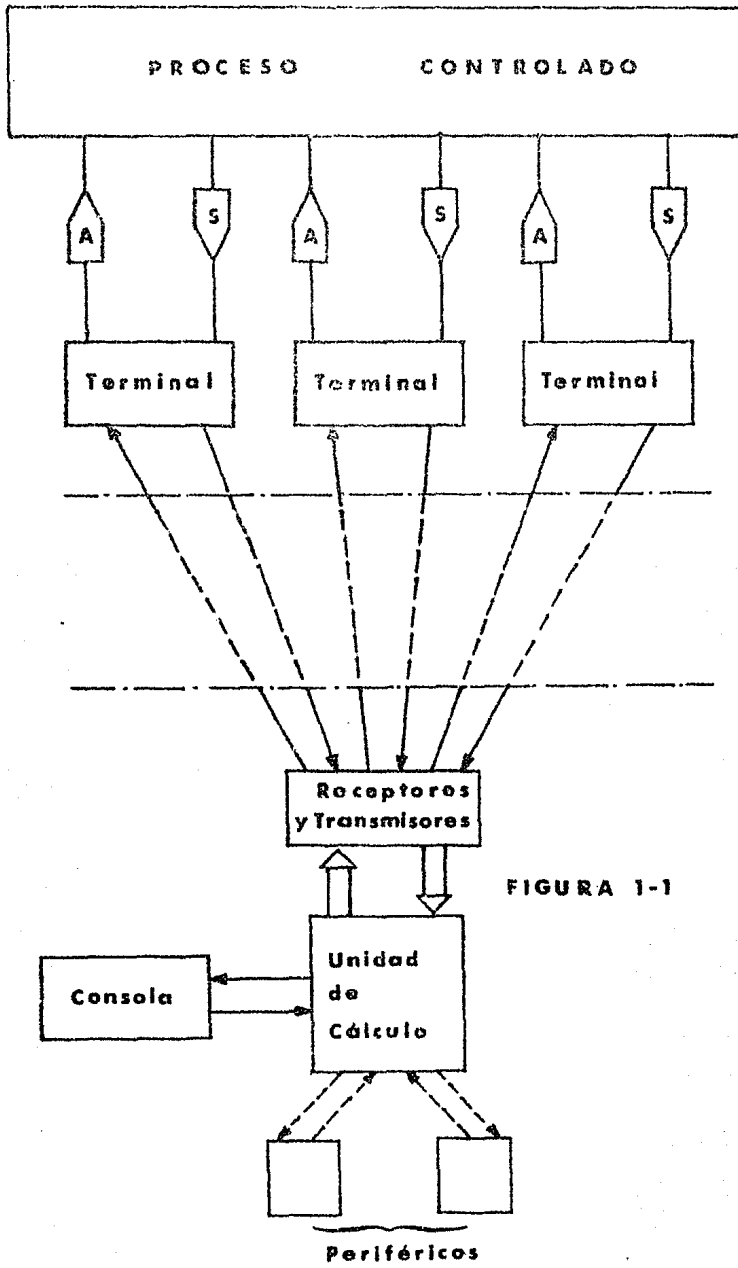


FIGURA 1-1

Para poder transmitir alguna indicación acerca del estado de una variable, es necesario contar con un sensor que convierta las variaciones de la magnitud de esa variable en variaciones eléctricas análogas (no se toman en cuenta aquí sistemas de carácter fluídico por ser de aplicación reducida). De la forma de transmitir esa señal eléctrica se obtiene una clasificación muy general de los sistemas de telemetría; así, hay sistemas de telemetría de:

a) Corriente,

b) Voltaje,

c) Frecuencia,

d) Posición,

e) Pulsos.

Esta clasificación no corresponde exactamente a las diferentes formas de modulación que se usan para transmitir la información a través del canal de transmisión. Comunmente, los distintos tipos de modulación se agrupan de la siguiente manera:

1.- Modulación de Amplitud

2.- Modulación de Frecuencia

3.- Modulación de Fase

4.- Modulación de Pulsos

5.- Modulación por Pulsos Codificados.

1.2.- MODULACION

Se denomina modulación a aquella operación no lineal mediante la cual se modifica alguna característica de una señal periódica, llamada modulada o portadora, de acuerdo con las variaciones de una señal de información, llamada moduladora. El propósito de la modulación es el de adaptar la señal de información al ancho de banda del medio de transmisión utilizado con el mínimo de distorsión y el máximo de economía.

En los sistemas de modulación de amplitud, de frecuencia y de fase, la señal portadora es una onda senoidal que puede expresarse de la siguiente forma:

$$f_p(t) = A\,\text{sen}\,(\omega t + \phi) \qquad (1)$$

Cuando A, la amplitud, se hace variar como una función del tiempo, la función $f_p(t)$ queda modulada en amplitud. La función del tiempo conforme a la cual se hace variar la amplitud es la señal de información que se transmite. El ángulo de fase instantáneo de la función $f_p(t)$ se puede hacer variar de uno de dos modos; si se hace variar la frecuencia instantánea ($\omega + \phi$) se obtiene una onda de frecuencia modulada; si el que se hace variar es el ángulo de fase ϕ se obtendrá una onda de fase modulada.

Los sistemas de modulación de pulsos son: los de modulación de la amplitud de los pulsos (PAM), modulación de la posición de los pulsos ---- (PPM) y modulación de la duración de los pulsos (PDM). Para la modulación de un tren de pulsos es necesario muestrear a intervalos regulares la señal de información y utilizar las muestras para hacer variar alguna propiedad del tren de pulsos en forma análoga a la variación de la señal muestrada.

En el sistema PAM los pulsos son de duración y frecuencia regulares y su amplitud representa el valor absoluto de la variable medida en ese instante. Esta sucesión de pulsos de amplitud variable es la que se transmite al punto remoto para indicar el valor de la variable.

En la modulación PPM, la posición relativa de un pulso de amplitud y duración constantes se hace variar de acuerdo con el tamaño de la variable medida. La posición de los pulsos se mide con respecto a una sucesión de pulsos de frecuencia y duración constantes.

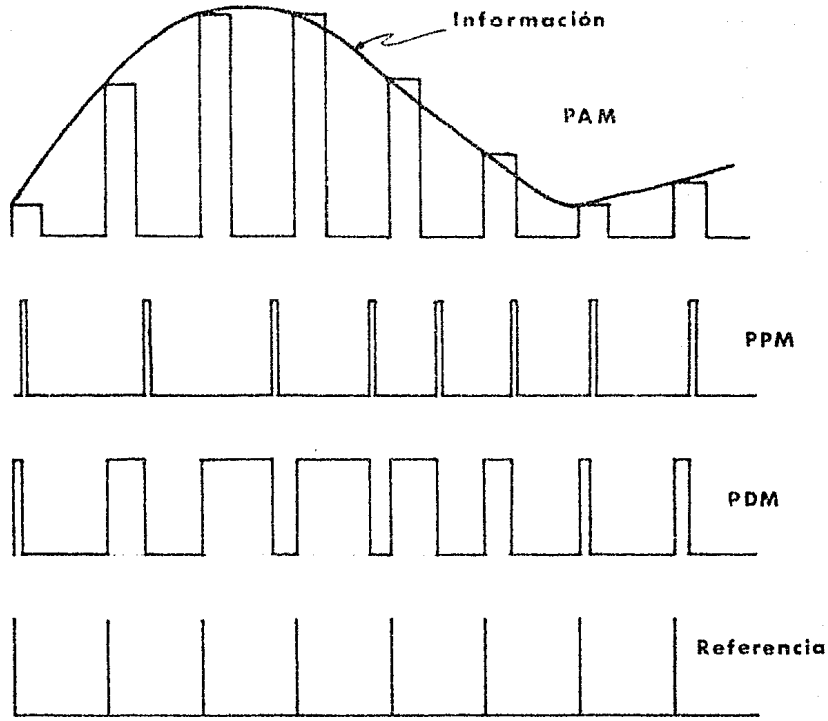


Figura 1-2

En el sistema PDM. la duración de los pulsos es análoga a la magnitud de la variable medida. Como se observa en la figura, los sistemas PDM y PPM son completamente análogos y se puede decir que éste último es un caso particular del PDM, ya que solo se sustituye el escalón variable de bajada por un pulso de corta duración.

En los párrafos anteriores se ha señalado que para modular alguna propiedad de un tren de pulsos, es necesario "muestrear" la señal moduladora. Es muy importante el número de valores discretos de una función del tiempo que se requieren para obtener una reconstrucción única de la función en el punto receptor; el número mínimo de muestras, ó valores discretos, ha sido especificado con el Teorema del Muestreo. El teorema establece que para reconstruir en un punto remoto una función del tiempo contínua, con una componente de frecuencia máxima igual a ω_0 , es necesario tomar muestras con una frecuencia mínima igual a $2\omega_0$. Las únicas alteraciones sufridas por una señal muestreada en el canal de transmisión son en ampli-

tud y en fase, siendo fácilmente compensables.

Los métodos de modulación descritos anteriormente (PAM, PDM, PPM)- son de naturaleza analógica ya que el proceso de modulación produce una variación continua de alguna característica del tren de pulsos básico. La - modulación en pulsos codificados, (PCM), es por el contrario, esencial--- mente digital ya que solo se pueden transmitir un número finito de mensa-- jes representados por un código binario apropiado.

Aunque es posible generar muchos tipos de códigos binarios, los -- más comunes son dos: el código normal y el código Gray.

Según se aprecia en la Tabla 1-1, un cambio de "uno" en el equivalente decimal puede ocasionar el cambio de varios dígitos binarios en el-- código normal; esta desventaja no se aprecia en el código Gray.

T A B L A 1-1

Dec.	Binario	Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

Aparte de los caracteres de información, un mensaje binario se compone de uno o varios caracteres de direccionamiento, de comando, y de control de errores; la constitución del mensaje dependerá del sistema particular de que se trate.

1.3.- M U L T I P L E X.

La necesidad de hacer cientos de mediciones en las instalaciones modernas, condujo al desarrollo de los sistemas de Múltiplex, sistemas con los cuales se transmite a través de un solo canal de comunicación la información relativa a varias mediciones.

Hay dos tipos principales de Múltiplex, por división de frecuencia y por división de tiempo. En el múltiplex por división de frecuencia, se adopta para cada variable medida, la frecuencia de una portadora específica, incluída dentro del rango de frecuencia del canal principal; esta frecuencia, comunmente llamada sub-portadora, se modula en amplitud o en frecuencia y se transmite simultáneamente junto con el resto de sub-portadoras que constituyen el canal de frecuencia. En el puesto receptor se selecciona, mediante filtros previamente sintonizados, las frecuencias correspondientes a cada una de las variables medidas.

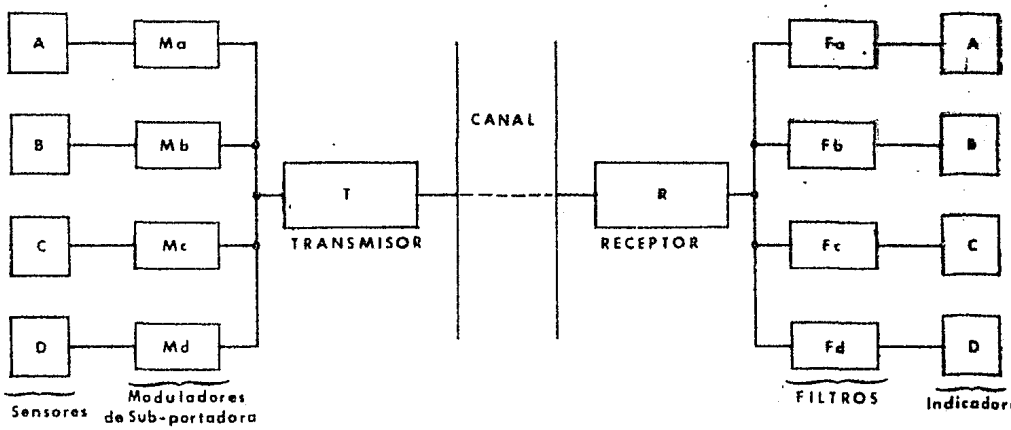


FIGURA 1-3

Las principales dificultades que se presentan durante la implementación y diseño de sistemas con múltiplex por división de frecuencia son aquellas relativas al ancho de banda de los filtros pasa-banda, tanto del lado receptor como del transmisor; al ancho de banda del medio de transmisión y, en su caso, al de los amplificadores y transformadores de línea. El comportamiento no lineal de estos dispositivos, produce frecuencias que caen dentro del rango de otros canales introduciendo distorsiones; este fenómeno recibe el nombre de intermodulación.

En el sistema de múltiplex por división en el tiempo se transmiten los datos acerca de las variables medidas en forma secuencial, es decir, el canal se usa para transmitir los datos de una sola variable a la vez, durante un intervalo de tiempo apropiado. En general, al "explorarse" todas las variables se reinicia el ciclo nuevamente. En la Figura 1-4 se muestra un conmutador mecánico que ilustra la forma de operación de este sistema de múltiplex; deberá contarse con dos de estos conmutadores colocados en los extremos de la línea y actuando en forma sincrónica.

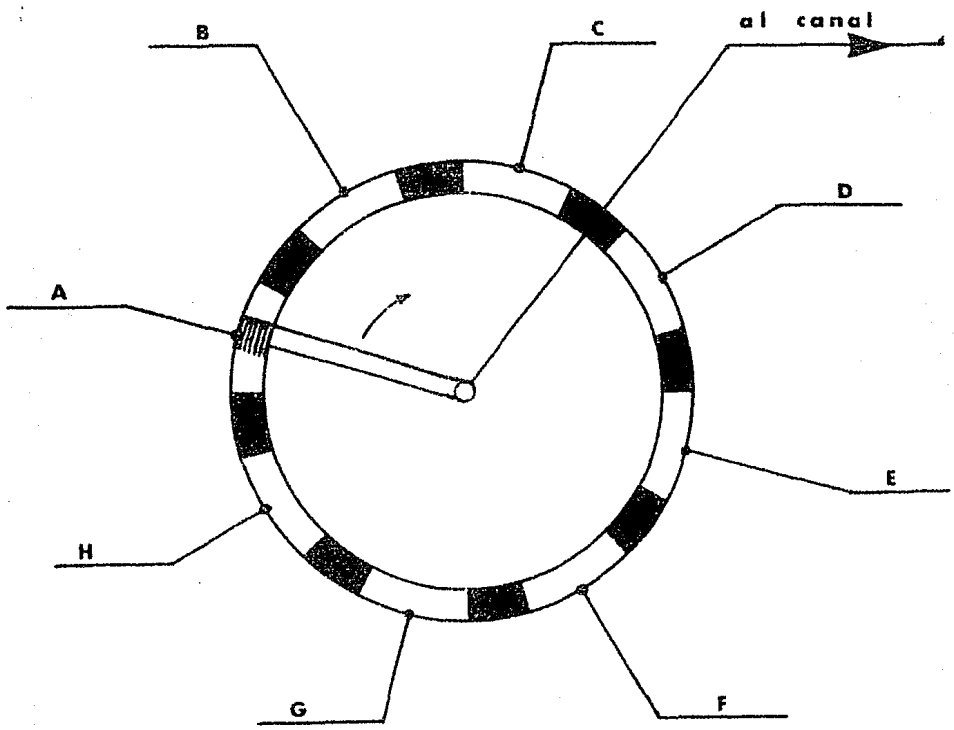


Figura 1-4

Un selector electrónico típico (Figura 1-5) consta, de un circuito oscilador que hace evolucionar a un contador binario, de los circuitos lógicos que decodifican la cuenta en el contador y de las compuertas de paso de los datos las cuales son abiertas por los circuitos lógicos de decodificación; deberá haber tantas compuertas como variables se transmitan. Además, es necesario contar con un medio para sincronizar la operación de ambos selectores del cual hay muchos tipos, dependiendo su uso de la configuración y tamaño del sistema de transmisión de datos.

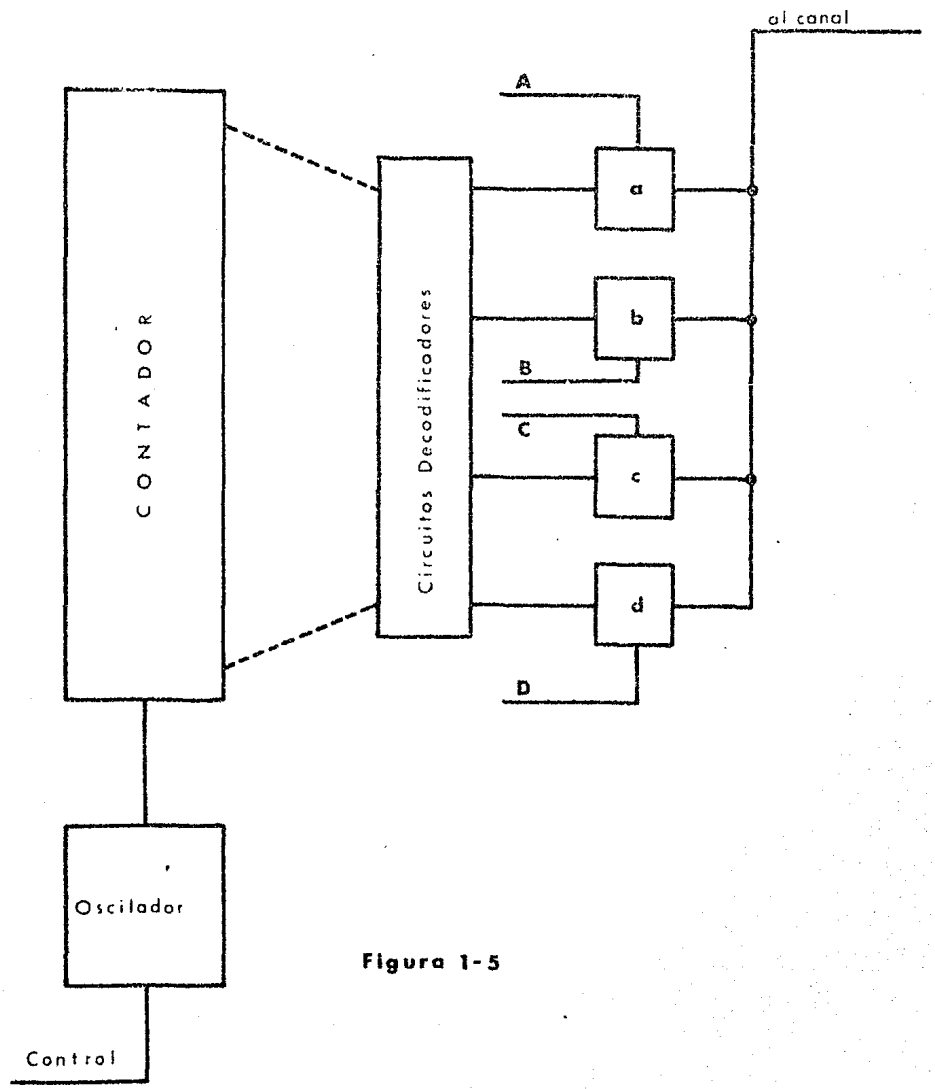


Figura 1-5

El fenómeno de intermodulación se presenta también en los sistemas de múltiplex de este tipo y se debe al ensanchamiento de los pulsos, producido por las restricciones de ancho de banda del medio de transmisión y a-fallas en la sicronización de los conmutadores. Se reduce este fenómeno--dejando entre la transmisión de los datos de una variable y otra, un "tiempo de guarda" durante el cual se "absorben" los ensanchamientos en los pulsos.

1.4.- SISTEMAS DE TELEMETRIA DE CORRIENTE Y DE VOLTAJE.

El principio de funcionamiento de los sistemas de telemetría de -- corriente y de voltaje es esencialmente el mismo. En los sistemas de corriente se genera una corriente análoga a la variable medida; esa corriente se mide con métodos convencionales en un punto remoto. En los sistemas de voltaje, el transductor o sensor de la variable produce un voltaje análogo que es medido en el otro extremo de la línea (ver figura 1.6).

En los sistemas de corriente debe mantenerse un nivel mesurable de corriente en la línea, de tal manera que sea posible la medición a escala-completa en el lado remoto ó receptor. El aparato medidor de corriente deberá "ver" al sistema de transmisión como una impedancia muy baja. Al variar las condiciones de la línea, deberá aumentarse ó disminuirse la corriente en el circuito para compensar esas variaciones. Por el contrario, el - sistema de voltaje ideal trabaja de tal manera que la corriente en el circuito sea prácticamente nula por lo que, en cuanto a lo que al dispositivo medidor de voltaje se refiere, el circuito deberá ser análogo a una fuente de muy alta impedancia.

Los principales componentes de ambos sistemas de telemetría son: - un sensor ó transductor, una línea apropiada para transmitir la señal eléctrica deseada, y ya sea un ampérmetro o un vóltmetro. Este último dispositivo puede ser uno de los muchos tipos empleados para indicar la magni--tud de voltajes o de corrientes. Nótese que en un sistema de este tipo se hacen dos mediciones, una por medio del transductor y la otra en el lado remoto.

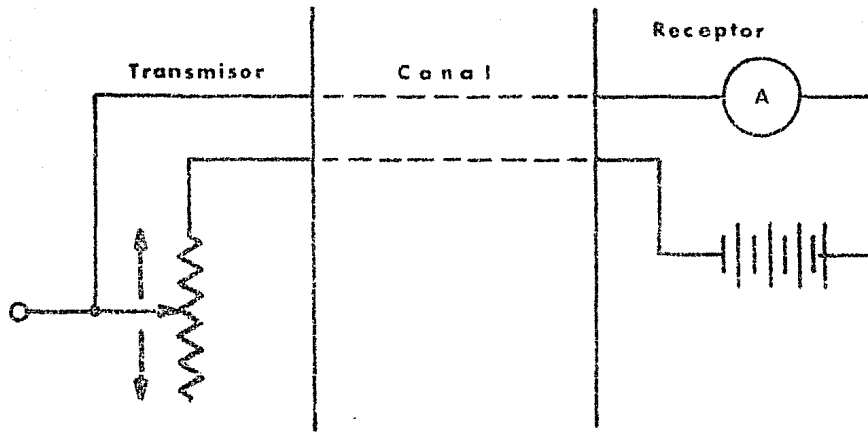


Figura 1-6

Algunas veces, un sistema puede estar constituido por elementos de corriente y de voltaje; por ejemplo, ciertos sistemas que miden temperatura por medio de termopares. Los termopares producen diferencias de potencial del orden de milivolts que solo se pueden transmitir a distancias cortas por medio de alambres especiales de costo elevado. Sin embargo, existen equipos que convierten estas señales de voltaje en corrientes que pueden transmitirse a distancias relativamente grandes. El medio de transmisión de estos sistemas debe ser forzosamente metálico.

1.5.- SISTEMAS DE TELEMETRIA DE FRECUENCIA.

Originalmente, las frecuencias utilizadas en este tipo de sistemas eran del orden de la frecuencia de potencia. Tales sistemas estaban formados por dispositivos electromecánicos, tales como alternadores de velocidad variable capaces de generar señales de varios cientos de ciclos de frecuencia. En la actualidad en los sistemas de telemetría de frecuencia se usan señales cuyas frecuencias llegan a ser de varios cientos de megaciclos para la transmisión por radio y microondas.

Los sistemas de frecuencia más comunes son el sistema FM-FM y el sistema PDM-FM. En el sistema FM-FM más simple se hace uso de cada canal de frecuencia para transmitir una señal análoga a la salida del transduc-

tor correspondiente. En el sistema PDM-FM, inicialmente se representa a - la variable medida como una sucesión de pulsos de duración modulada; esta- sucesión se utiliza entonces para modular en frecuencia a una portadora de radio frecuencia. La frecuencia de la portadora varía de acuerdo con la-- duración de los pulsos.

Las técnicas de modulación multimodal o multidimensional son muy-- utilizadas y, teóricamente, se pueden aplicar a una señal de información-- los niveles de modulación deseados.

Una variable puede ser medida por un dispositivo que la convierta- directamente en una señal de frecuencia análoga o, puede ser convertida a- un voltaje o una corriente y esta señal ser convertida a su vez en una señal de frecuencia por medio de un oscilador senoidal o, por medio de un -- multivibrador estable controlado por voltaje.

Existen dos tipos principales de dispositivos receptores y demoduladores usados en sistemas de frecuencia, a saber: los medidores de frecuencia y los receptores de amplitud. Los primeros son del tipo de aparatos - usados en sistemas de potencia para medir las variaciones de frecuencia y- se calibran en valor absoluto o, en desviaciones de la frecuencia nominal; solo se usan cuando las frecuencias máximas son de algunos cientos de ci-- clos. Los "receptores de amplitud" son aparatos que convierten la señal-- de FM en una onda de frecuencia constante y de amplitud proporcional a la- frecuencia recibida; esta onda se mide entonces con aparatos convencionales indicadores de amplitud, como los vóltmetros y los ampérmetros.

1.6.- SISTEMAS DE TELEMETRIA DE POSICION.

Los sistemas de Telemetría de Posición son aquellos en los cuales la variable que se mide se detecta por medio de los cambios de posición,-- generalmente angular, del elemento sensor. El sensor puede ser una estructura electromagnética del tipo de un motor eléctrico cuyo rotor se mueve- debido a la influencia de la variable medida o, un potenciómetro o un ---

reóstato cuyo contacto deslizante servirá para detectar los cambios de la variable. La posición del elemento detector es reproducida en el lado receptor y comparada con una escala que indica el valor de la variable que se mide.

Los sistemas de telemetría de posición pueden ser de c.a. o de c.d. En la Figura 1-7 se ilustra el principio de un sistema de c.a., muy similar al motor síncrono. Consta de dos unidades de características eléctricas y mecánicas idénticas, acopladas como transmisor y receptor. Si ambos rotores monofásicos son excitados por la misma fuente y, los embobinados polifásicos son conectados entre si, los rotores adquirirán posiciones angulares idénticas. No es necesario, sin embargo, que lo rotores se alimenten de la misma fuente siempre y cuando las diferencias de fase de las excitaciones sea pequeña.

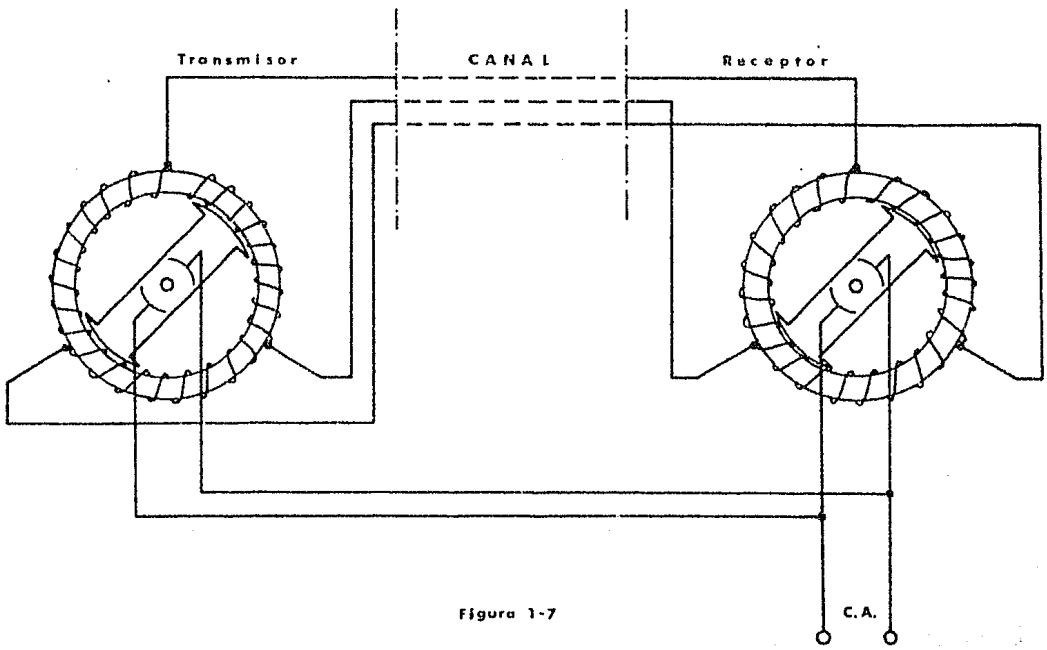


Figura 1-7

En la Figura 1-8 se muestra un sistema de c.d. en el cual se utiliza como detector un reóstato contínuo. El receptor es un conjunto de bobinas colocadas en forma adecuada, de manera que el campo desarrollado oriente la posición de un rotor que reproduce la del contacto deslizante del -- reóstato.

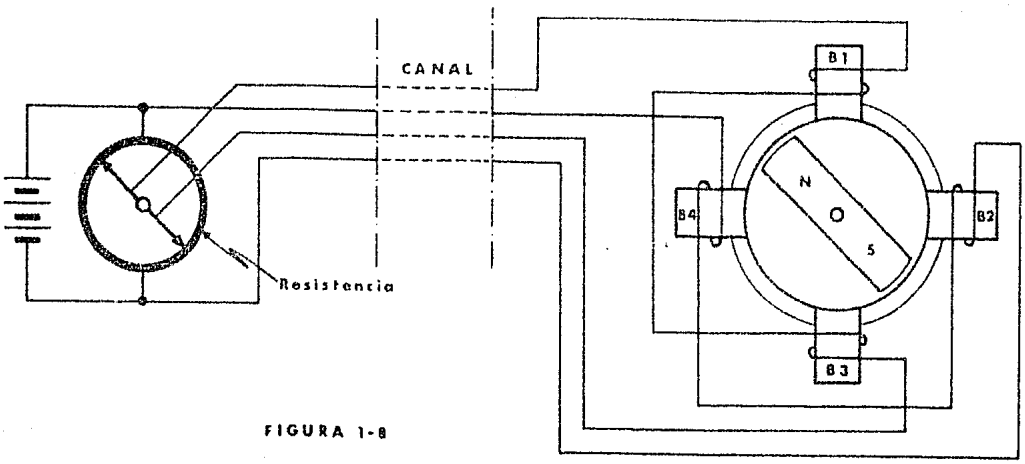


FIGURA 1-8

Para la transmisión de las señales eléctricas involucradas en un-- sistema de este tipo se puede hacer uso de alguno de los métodos de modulación, de acuerdo con los requerimientos específicos del sistema.

Al igual que en los otros sistemas esbozados, existe una gran va-- riedad de configuraciones de este tipo de sistemas, quedando ésta determinada por las características especiales de cada aplicación.

1.7.- CONTROL CENTRALIZADO.

Las aplicaciones del control centralizado son muchas y muy variada la naturaleza de los procesos que controlan.

Dos aplicaciones típicas del control centralizado son: el control

del despacho de carga de los sistemas de generación y distribución de potencia eléctrica y, el control de los sistemas de distribución de combustibles (oleoductos, gasoductos).

Una característica muy especial del sistema de control de despacho de carga, es que se hace uso de las líneas de potencia para transmitir las señales de comunicación, de telemetría y de control necesarias para el funcionamiento del sistema.

En general, con el despacho automático de carga se obtiene:

a) Regulación automática de la frecuencia.

b) Medición y regulación del intercambio de potencia entre centros de producción interconectados y,

c) Utilización económicamente óptima de la capacidad de generación disponible en un área de operación dada.

La variable básica que se controla en un sistema de generación de potencia es la velocidad de cada generador. La frecuencia de la corriente generada es proporcional a las r.p.m. del generador, las cuales sufren alteraciones debidas a las variaciones en la carga. Si la carga aumenta, el rotor del generador tiende a disminuir su velocidad y, tiende a aumentarla al disminuir la carga. Cada generador tiene un dispositivo para modificar su velocidad y está constituído por un elemento controlador que acciona un motor que ajusta el gobernador de la máquina. Estos dispositivos constituyen un servosistema al cual se envían señales de control generadas por el equipo de computación que supervisa la operación del sistema. Así, la velocidad de los generadores se mantiene constante a pesar de las variaciones en la carga. Las señales de control son generadas atendiendo a los diversos factores que afectan la salida de cada generador; algunos de estos factores son:

1) Requerimientos de intercambio en el área.

2) Requerimientos de frecuencia.

3) Corrección de errores en tiempo.

4) Costo unitario por unidad.

Los requerimientos de intercambio del área se programan previamente y se introducen como un valor fijo en el equipo de computación ó, manualmente a través del despachador. La diferencia entre el valor de intercambio medido y el valor programado es el error de intercambio y es alimentado al servomecanismo de control de velocidad. Los requerimientos de frecuencia son dos: el que impone la necesidad de generar una frecuencia constante (con su tolerancia) y, el ajuste integral de la frecuencia, es decir, la reducción a cero, en cierto intervalo de tiempo, de errores de frecuencia acumulados (manifestados en atrasos o adelantos en los relojes eléctricos). El error de frecuencia instantánea es la diferencia entre un oscilador de cristal de referencia y, la frecuencia medida en el sistema. Para una operación económicamente óptima es necesario que el incremento del costo de la potencia debe ser igual para cada unidad generadora, despreciando las pérdidas en la transmisión. Los valores de la curva de costo se pueden introducir manualmente a través del despachador ó por medio de la capacidad de almacenamiento de datos del computador

La transmisión de datos por líneas de potencia se efectúa superponiendo una onda portadora de alta frecuencia en la línea, mediante un acoplamiento eléctrico adecuado. Generalmente no conviene la utilización de líneas de voltaje menor de 33 KV debido a que sus numerosas bifurcaciones y circuitos, hacen difícil y costoso el establecer una trayectoria de comunicación.

1.8.- CONEXION CON LA LINEA.

Es obvio que para poder utilizar una línea de alta potencia como medio de transmisión de datos, es necesario contar con equipo de acoplamiento adecuado que proteja tanto a los operarios como al equipo de comunicación de los altos voltajes utilizados en ese tipo de líneas, de las descargas eléctricas y de los sobrevoltajes debidos a desconexiones repentinas -

en la línea. Al mismo tiempo éste equipo de acoplamiento debe presentar - la mínima oposición a la transmisión de las frecuencias utilizadas para las señales de información.

El acoplamiento mediante un capacitor de impedancia grande a la -- frecuencia de la señal de potencia y mínima a la de la señal de datos es - efectivo y ampliamente utilizado. Estos capacitores de alto voltaje están construídos de varios elementos capacitivos de papel conectados en serie y sumergidos en aceite, todo contenido en un recipiente de porcelana con varias cubiertas para protejerlo de la lluvia. Para compensar por la expansión del aceite se deja, en algunos casos, una burbuja de gas y, en otros, se hace uso de una cubierta flexible a guisa de diafragma.

El capacitor deberá estar diseñado para soportar un voltaje igual al de fase-tierra de la línea de que se trate y, además para soportar sobre voltajes de corta duración producidas por descargas atmosféricas o, por la acción de interruptores en la línea.

El voltaje nominal del capacitor es el de fase a fase de la línea y se especifica de tal manera que al conectar dos dispositivos en serie el voltaje resultante sea la suma de los voltajes nominales de los capacitores.

Existe una gran variedad de dispositivos de protección para éstos conjuntos de capacitores sin embargo, es de uso corriente: una bobina de - inductancia de drenaje, de baja impedancia para la señal de potencia; un-- interruptor que conecte a tierra (ver fig. 1-9), para mantenimiento y pruebas y; un apartarrayos. En algunos casos se instalan duplicados de éstos dispositivos en un solo equipo de transmisión.

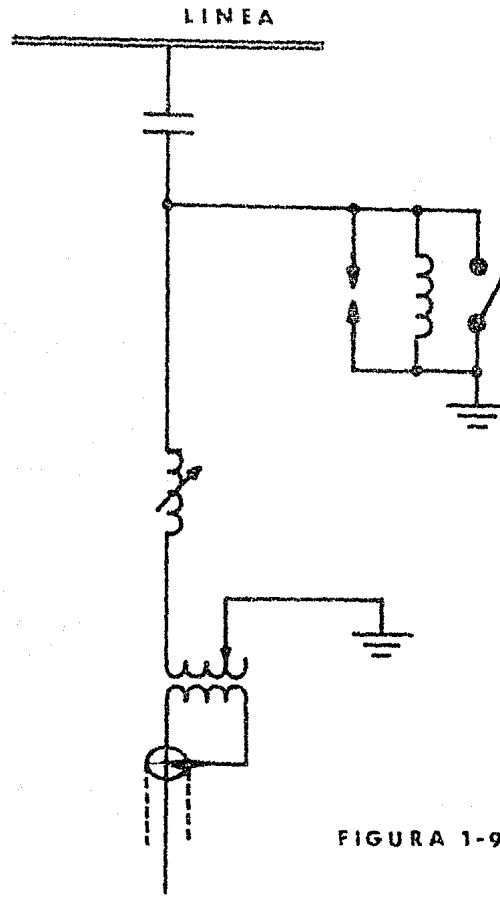


FIGURA 1-9

Como complemento del equipo de acoplamiento, se obtiene, mediante una derivación intermedia, un voltaje proporcional al de la línea. Este voltaje se utiliza como referencia y sincronización con la frecuencia de la línea y, en algunos casos, como fuente de poder.

Para reducir los efectos de la reactancia del capacitor de acoplamiento e igualar impedancias se hace uso de una unidad de sintonía con la línea. Estas unidades se localizan generalmente debajo de los capacitores y se conectan al equipo de transmisión mediante cable coaxial. Las unidades de sintonía pueden ser de dos tipos: resonantes o unidades de banda - ancha.

Las unidades resonantes están constituidas por un elemento inducti

vo que proporciona resonancia en serie con el capacitor de acoplamiento a una o más frecuencias. El número de bobinas de inductancia será igual al número de frecuencias de resonancia (Figuras I-9, I-10, I-11) Se puede tener un equipo de resonancia múltiple conectado a varios equipos de transmisión o a un solo equipo común. La inductancia de las bobinas es variable, gracias a conexiones intermedias ó, a un nucleo movible.

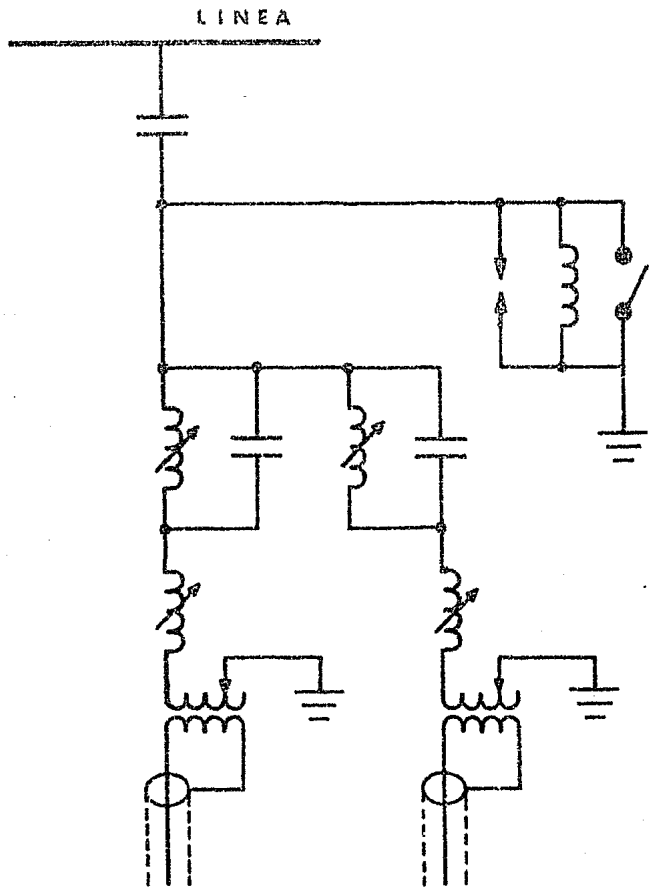


FIGURA 1-10

Cuando se conectan dos equipos, como en la (figura I-10), es necesario conectar en cada rama, trampas de rechazo para la frecuencia de la-otra rama.

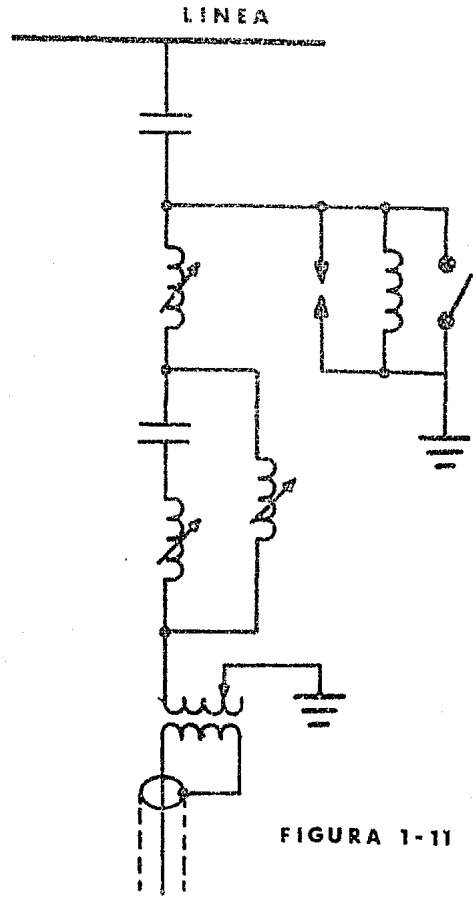


FIGURA 1-11

Las unidades de banda ancha están formadas por circuitos filtrantes para compensar la reactancia del capacitor de acoplamiento, el cual - forma parte de tal circuito filtrante. Generalmente se utilizan configuraciones K constante, paso altas ó paso-banda tal como se muestra en -- las figs. I-12 y I-13.

La principal ventaja de éste tipo de unidades de sintonía es que- con una sola unidad se permite el paso a un cierto rango de frecuencias,- sin necesidad de sintonía individual ni de equipo de rechazo para frecuencias fuera de la banda. El rango de frecuencias útil para el tipo de uni

dades mostrado en las figs. I-12 y I-13 es de 50 a 200 kc. con un capacitor de acoplamiento de 0.006 μ F ó mayor.

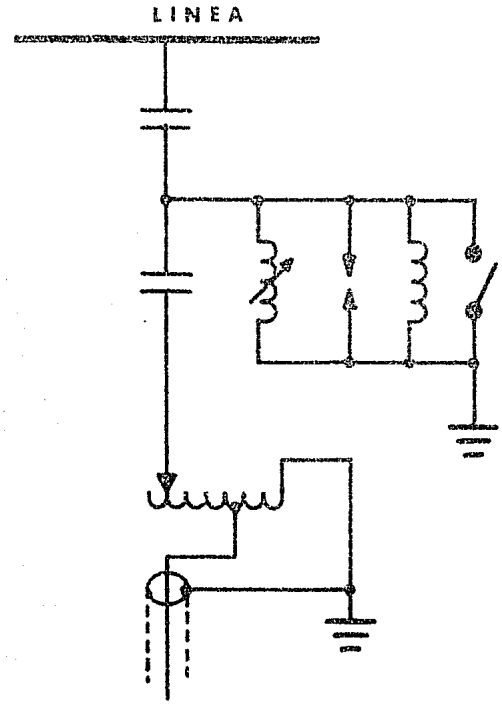


FIGURA 1-12

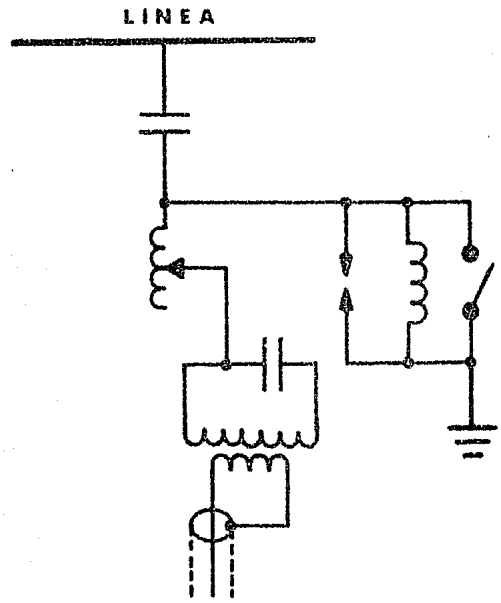


FIGURA 1-13

Para el acoplamiento Fase a Fase es necesario duplicar el equipo utilizado en el acoplamiento fase-neutro, con excepción del transformador igualador de impedancia (fig. I-14). Si se utiliza una unidad de sintonía de banda ancha los transformadores de estas se conectan de manera que trabajen 180° fuera de fase uno del otro, y así conectarse a un solo cable coaxial.

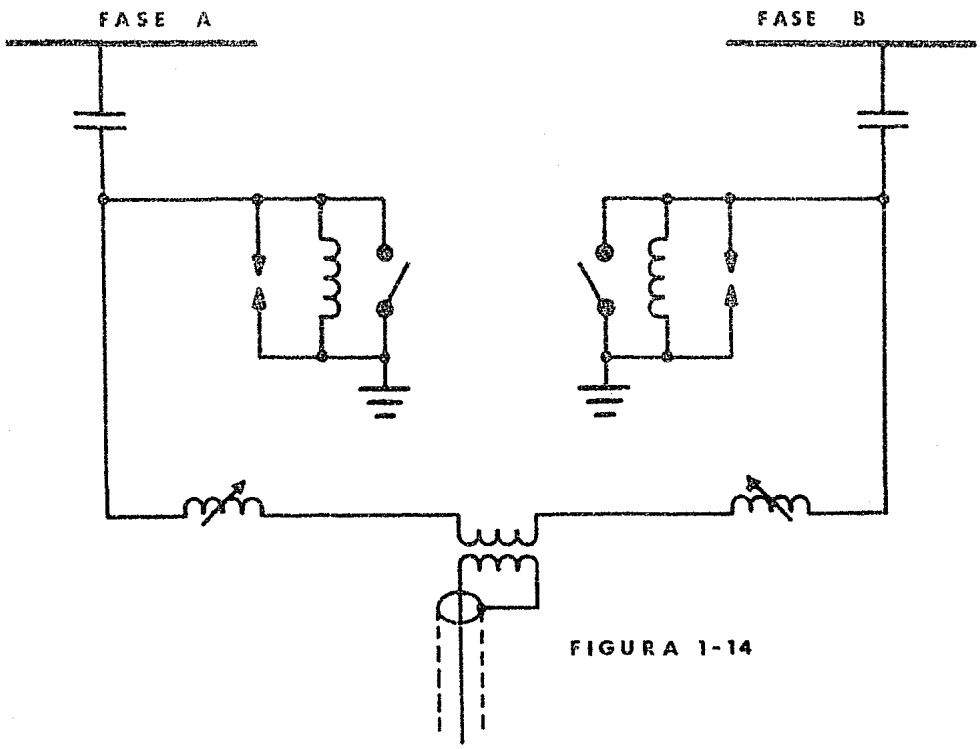


FIGURA 1-14

Con el objeto de evitar interferencias ó perturbaciones sobre la frecuencia del canal de transmisión de datos se utilizan dispositivos que representan una alta impedancia a esa frecuencia. Estos elementos son llamados trampas de línea y se conectan en serie con ésta debiendo presentar mínima reactancia a la frecuencia de la señal de potencia. Están formados por una bobina de inductancia con núcleo de aire y fabricada con cobre ó aluminio y, por un dispositivo de sintonía que puede ser a una sola frecuencia, de doble frecuencia ó de banda ancha. En las figs. I-15, I-16

y I-17 se muestran los diagramas típicos de éstas trampas.

La sintonización de la trampa se lleva a cabo con un conjunto de capacitores conectados en paralelo y ajustándose la frecuencia con una derivación en la bobina. Estos conjuntos de capacitores, (dos por aparato) pueden conectarse individualmente en serie ó en paralelo para seleccionar uno de cuatro valores de capacidad final. Para sintonización de dos frecuencias se requieren tres conjuntos de capacitores (fig. I-16), sintonizándose la frecuencia mayor de igual forma que la frecuencia única (fig.-I-15), otro de los conjuntos conectados en paralelo con una inductancia-- se sintoniza igualmente a la frecuencia mayor para que conectados ambos - en serie con el tercer conjunto, presenten al circuito alta impedancia a- la menor de las dos frecuencias. Para la sintonización de banda ancha se utiliza un circuito cuya configuración será la de un filtro, del cual forma parte como uno de los elementos, la inductancia de la trampa.

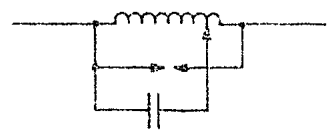


FIGURA I-15

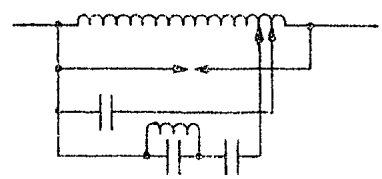


FIGURA I-16

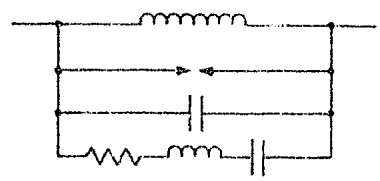


FIGURA I-17

La figura 1-18 es un diagrama de la forma en que se conectan las-trampas de línea.

En síntesis, el propósito de las trampas de línea es minimizar las pérdidas de la onda portadora restringiéndola a la trayectoria deseada lo mejor posible. Así mismo, las trampas reducen los niveles de ruido y la-- interferencia con otros sistemas de transmisión.

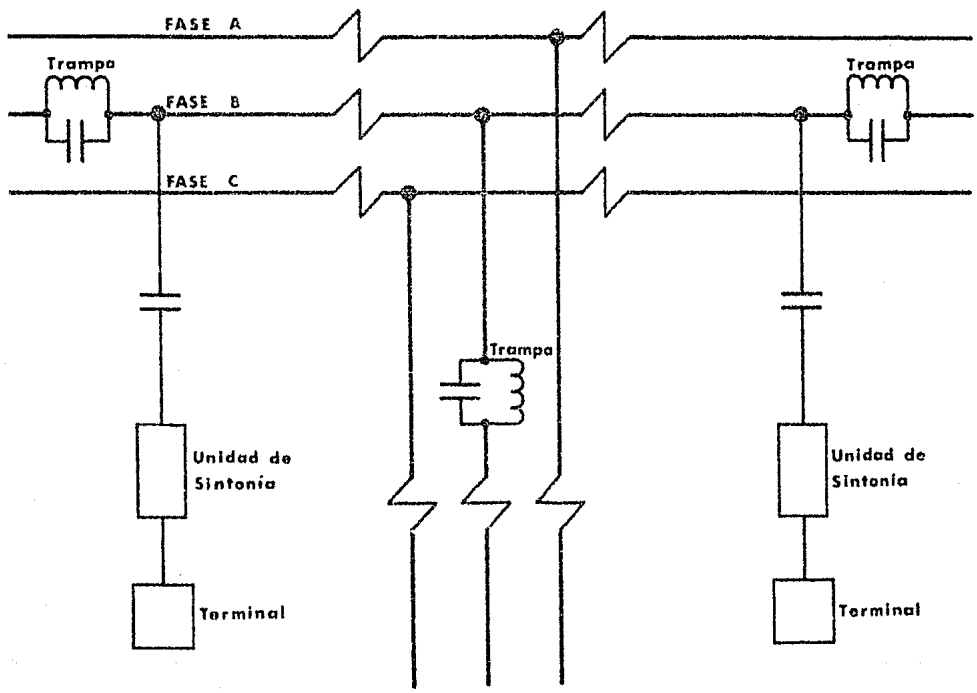


FIGURA 1-18

CAPITULO II

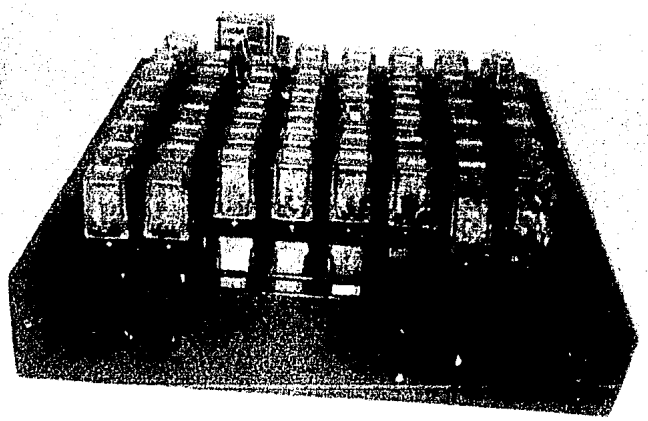
INTRODUCCION AL FUNCIONAMIENTO DEL MODELO

2.1.- DESCRIPCION GENERAL.

El modelo construido para ilustrar nuestro trabajo sobre Telemetría y Control Remoto será descrito en su aspecto funcional y en cuanto al diseño electrónico de sus componentes en los siguientes capítulos.

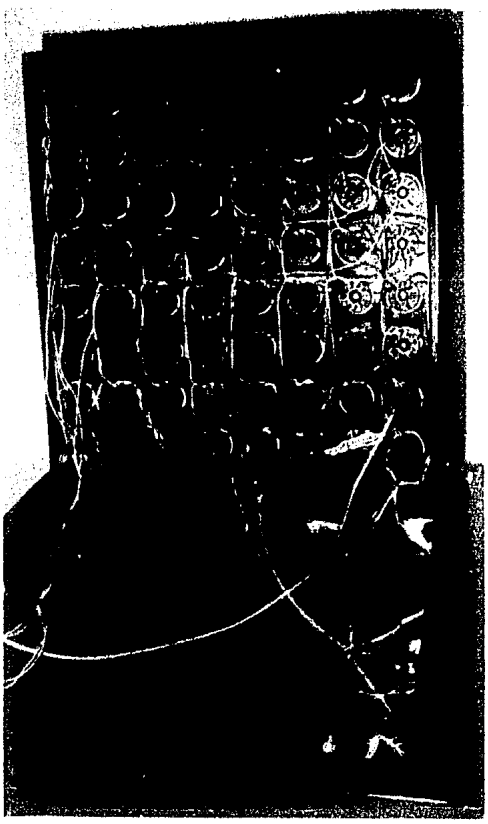
El diagrama de bloques más simplificado del modelo se muestra en el Dibujo DL-I. La temperatura interna del horno es detectada por un termopar de Fierro-Constantan con cubierta de acero; la señal analógica de voltaje es amplificada por un elemento de amplificación lineal y es alimentada al conversor Analógico-Digital el que la convierte, linealmente, en una señal digital de pulsos cuadrados y de frecuencia proporcional a la entrada. Esta señal digital toma dos trayectorias, una, que es transmitida al puesto de control al permitirse su paso a través del selector electrónico síncrono, y otra, que va a dar al comparador digital, en donde al tiempo apropiado se compara con la señal de referencia proveniente del puesto de control; el resultado de esta comparación provoca la apertura o el cierre del interruptor, o actuador del control, según que la temperatura sea mayor o menor que la especificada por la señal de referencia.

Además de las operaciones antes descritas se detecta y se transmite una señal que indica el estado del horno: encendido o apagado (Fotografías 2.1 y 2.2).



Fotografía 2.1

Vista frontal, lado Remoto.

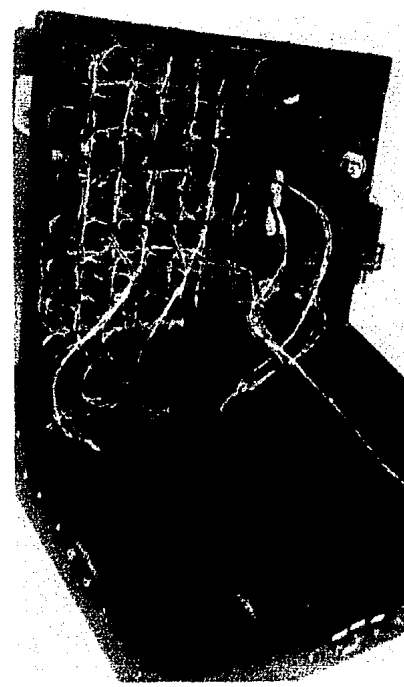


Fotografía 2.2

Vista interior, lado Remoto

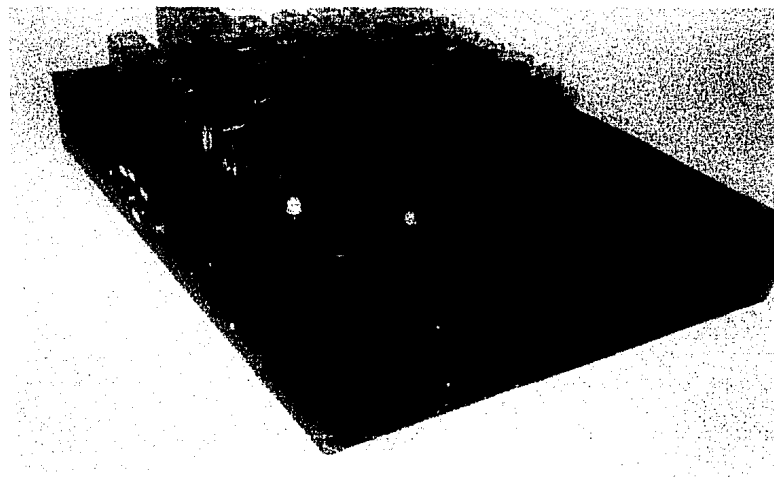
En el lado receptor o puesto de control la señal digital correspondiente es recibida y contados los pulsos en un contador decimal binario durante el tiempo que el selector síncrono lo permita; los datos almacenados son transferidos directamente a una memoria o registro de elementos bistables de donde se alimentan, sin desaparecer, a la matriz decoficadora dela cual se obtienen los voltajes necesarios para encender los segmentos de los tubos de indicación digital.

Estos tubos se tutilizan también, actuando al conmutador SI, paraajustar la frecuencia del oscilador variable, la cual constituye la señalde referencia que se transmite al lado remoto para ser comparada con la señal del conversor Analógico-Digital según se dijo antes. La señal indicativa del estado del horno se recibe en un sensor de frecuencia que alimentaa un indicador luminoso que se encenderá o apagará según el estado correspondiente del horno (Fotografías 2.3 y 2.4)



- Fotografía 2.3

Vista interior, lado Local



Fotografía 2.4

Vista frontal, lado Local

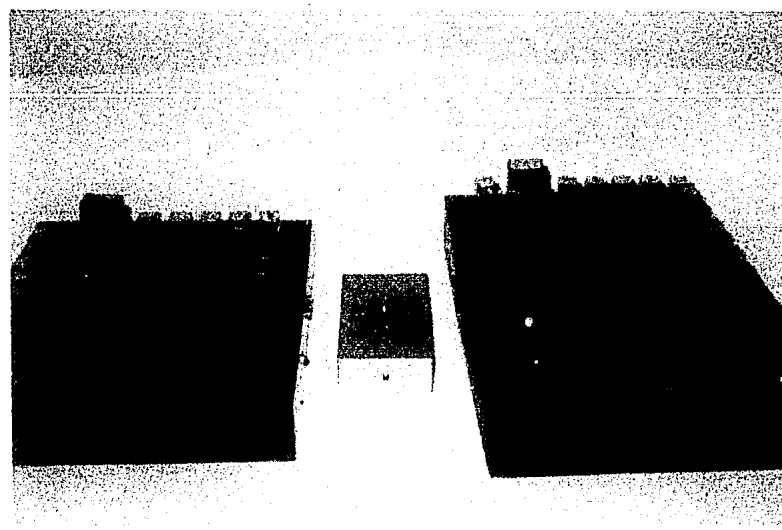
En los Dibujos DL-2 y DL-3 se muentran los diagramas de bloques - con mayor detalle, indicándose como actúa el selector electrónico y en donde se aplican los pulsos de temporización que permiten las transferencias de datos. Esta secuencia será explicada con mayor detalle posteriormente.

Como se aprecia de la descripción anterior y de los diagramas de bloque, el modelo maneja tres variables que son: la señal de la temperatura, la señal indicativa del estado del horno y la señal de control. El tiempo de transmisión de cada señal es de 1/50 de seg. a través de una línea común simulada de 12 km. de longitud.

Los circuitos electrónicos fueron armados sobre placas de Wilsonite 8101 de 2.5 x 2.0 cm. aproximadamente. Estas placas se colocaron de dos en dos dentro de cajas para relevador de la marca Potter and Brumfield Tipo-35D072, solución adoptada debido a que se proporcionaba un medio relativamente fácil para la interconexión de los elementos sin necesidad de un gabinete muy elaborado. La mayoría de los circuitos se montaron en dos ca-

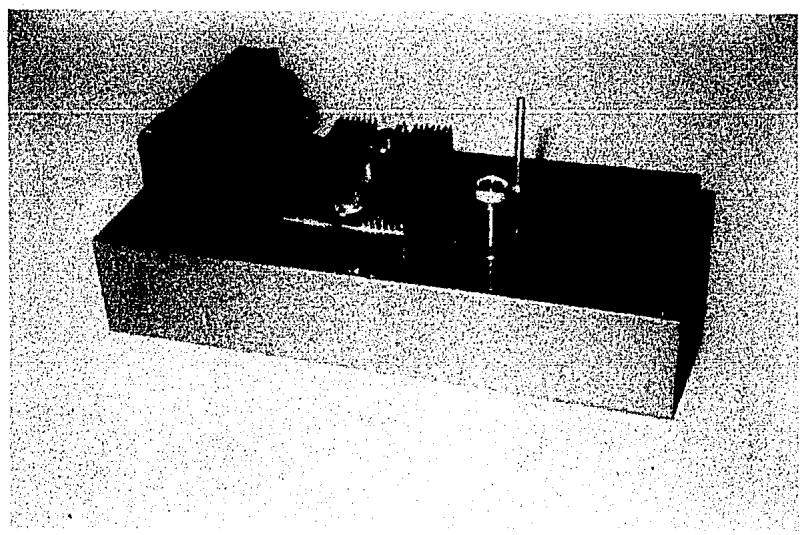
jas de lámina que representan el lado remoto y el lado del puesto de con-- trol o local.

Además de estas dos cajas, se armaron aparte la línea, (fotogra--- fía 2.5), las fuentes de alimentación (fotografía 2.6) y el rectificador-- para la corriente de potencia del horno. La localización de cada señal y su respectivo circuito generador se da en los diagramas correspondientes,- utilizando un sistema de coordenadas. Un diagrama explicativo se da en el Dibujo DL-8.



F o t o g r a f í a 2.5

L Remoto, Línea Telefónica y L. Local.



F o t o g r a f í a 2.6

Fuentes de Alimentación

CAPITULO III

SELECTOR

Como ya se ha indicado, se utilizan dos selectores sincronos situados en los extremos de la línea de comunicación, los cuales realizan un muestreo en el tiempo. En esta parte se procederá a explicar el funcionamiento de los mismos.

3.1.- SELECTOR REMOTO.

Se encuentra situado en el lado que recibe la señal de control, es decir en donde se encuentra el horno. Las partes que constituyen este selector (ver DL-4) son, un contador binario formado por los Flip-Flops FRS-0, FSR-1, FSR-2; una matriz decodificadora formada por cinco circuitos "AND" de tres entradas cada uno; un circuito que detiene al contador siempre en un mismo estado y que consta del Flip-Flop "Y", los diodos D_1, D_2, D_3 y la resistencia R; los circuitos que forman el reloj y las compuertas CCPR y CRPS. (El diseño electrónico de todos estos circuitos se trata en el Capítulo VII).

El funcionamiento del selector es como sigue: suponiendo que el Flip-Flop "Y" se encuentre en el estado Y = 0, entonces la compuerta CCPR

estará abierta y los pulsos del reloj pasarán a través de ella, el contador binario (Flip-Flops FSR-0, 1, 2) contará los pulsos y se producirán a la salida de las compuertas de la matriz decoficadora las señales correspondientes que irán realizando las funciones para las que están asignadas. Al pasar los Flip-Flops FSR del estado 1 lógico al estado 0 lógico el Flip-Flop FSR-2 mandará un pulso al Flip-Flop Y que lo hará cambiar del estado Y = 0 al estado Y = 1; ésto cerrará la compuerta CCPR y parará el contador en el estado 000 (PSR-0), el cual abre la compuerta CRPS, que está conectada al receptor de la línea; esta compuerta espera un pulso de sincronía que hará cambiar al Flip-Flop Y al estado Y = 0 con lo cual se permite el paso de los pulsos del reloj al contador, iniciándose un nuevo ciclo.

3.2.- SELECTOR LOCAL.

Está situado en el lado control y es mucho más sencillo en su construcción que la del selector remoto.

Consta de un contador binario formado por tres Flip-Flops FSL-0, FSL-2 (ver DL-4); una matriz decodificadora de sólo cuatro circuitos AND, y los circuitos componentes del reloj. En este selector el contador binario cuenta sin interrupción los pulsos del reloj, funcionando las compuertas en forma sucesiva y contínua.

En resumen, cada uno de los dos selectores es en esencia un circuito secuencial (contador binario) de ocho posiciones, el cual emite pulsos que ejecutan una función específica en el resto de los circuitos del sistema.

Este selector se puede cambiar de estado en forma manual parando el reloj con el conmutador S_3; poniendo la manija en la posición "Manual" y presionando el botón B_1. De esta manera se puede poner al selector en cualquier estado y observar el funcionamiento de alguno de los circuitos del lado local (especialmente el contador DCB).

3.3.- SINCRONIZACION.

Como los dos selectores abren y cierran compuertas para transmitir y recibir una señal, deberán hacerlo en forma síncrona para evitar alteraciones en la información que porta la señal.

La sincronización entre los dos selectores se realiza mediante dos relojes síncronos, uno para cada selector. Como reloj se utiliza la frecuencia de la línea de potencia. Mediante el procedimiento de corte y amplificación, la onda senoidal se transforma en una onda cuadrada de 50 c.p.s. igual a la frecuencia de la línea. Se debe tener cuidado de que los relojes estén conectados a la misma fase. De esta manera los pulsos de cada reloj ocurren al mismo tiempo y harán que los cambios de los selectores sean también en el mismo instante. Falta explicar como los dos selectores se encuentran en el mismo estado a cada pulso de los relojes. Paraésto, es necesario, explicar el funcionamiento del Flip-Flop Y y los diodos D_1, D_2, D_3 del selector remoto (ver DL-4).

Cuando se conecta el selector remoto a la fuente de energía o cuando ésta falla, no se sabe en qué estado encenderán los Flip-Flops del selector, y puede suceder que enciendan en un estado que no abre ninguna delas compuertas CCPR o CRPS. De esta manera el contador quedaría parado, interrumpiéndose el funcionamiento del selector. Para evitar ésto, el estado de encendido se sujeta al Flip-Flop Y, sin importar en qué estado se encuentren los otros.

Si el Flip-Flop Y enciende en el estado Y = 0, los pulsos del reloj pasarán a través de la compuerta CCPR y el contador funcionará normalmente como anteriormente se había descrito.

Si el Flip-Flop Y enciende en el estado Y = 1 los pulsos del reloj no pasarán, pero alguno de los Flip-Flops FSR estará en el estado 1, elcual hará que el circuito formado por D_1, D_2, D_3 y la salida Y (que es una forma de circuito AND) aparezca en el punto "a" un "cero", de esta manera el Flip-Flop Y cambiará del estado Y = 1 al estado Y = 0, porque en-

realidad lo que se hace es conectar un potencial cero a la salida Y, la - cual es el colector de uno de los transistores que forman al Flip-Flop, - por lo que cambia de estado, abriendo la compuerta CCPR para que pasen los pulsos del reloj y funcione el selector en forma normal. (La resistencia R se agregó experimentalmente, ya que sin ella el Flip-Flop cambiaba del- estado Y = 1 al Y = 0 sin esperar el pulso de sincronía).

Si se presenta el caso de que el contador esté en el estado 000 y FF-Y en el estado Y = 1, el selector arrancará cuando le llegue el pulso- de sincronía del otro extremo de la línea.

Con esto se logra que el selector remoto encienda siempre en el - estado P_0, el cual abre la compuerta CRPS correspondiente a la entrada -- del pulso de sincronía, el selector remoto no cambiará hasta que el selector local esté en el mismo estado P_0 y abra la compuerta que transmita el pulso de sincronía, de esta manera al ocurrir el siguiente pulso de reloj los dos pasarán al siguiente estado que es el P_1 después al P_2 y así sucesivamente. Puede suceder que el selector local esté en el estado P_4 que- transmite la señal de control y como el selector remoto estará en el estado P_0, y este selector no distingue la señal de sincronización de la de - control (por ser una onda cuadrada), la puede confundir de tal manera que al ocurrir el siguiente pulso del reloj, el selector remoto cambiará al - estado P_1 mientras el selector local cambiará al estado P_5, prolongándose esta situación, pues siempre aparecerá el selector remoto en el estado P_0 y el local en el estado P_4, para evitar ésto, basta con desconectar la señal de control transmitida por el selector local de la línea de comunicación y como el ciclo de los selectores se realiza durante 8/50 de segundo, basta hacer la desconexión durante unos dos o tres segundos, tiempo más - que suficiente para que los selectores se sincronicen.

3.4.- M U E S T R E O.

Como ya se había dicho, cada contador binario cuenta los pulsos - del reloj y se emite un pulso por cada estado en que se encuentre el con-

tador.

La Tabla 3-I nos muestra el estado de los contadores a cada pulso del reloj y la nomenclatura de cada estado:

T A B L A 3-1

Pulso del Reloj	Estado de los FF			Salida		Observación
	FS-2	FS-1	FS-0	Local	Remoto	
0	0	0	0	PSL-0	PSR-0	Estado Inicial
1	0	0	1			*
2	0	1	0	PSL-2	PSR-2	
3	0	1	1		PSR-3	**
4	1	0	0	PSL-4	PSR-4	
5	1	0	1			*
6	1	1	0	PSL-6	PSR-6	
7	1	1	1			*
8/0	0	0	0	PSL-0	PSR-0	

* No se decodifica

** No se decodifica en el lado local

En un principio las señales eran tres, Temperatura, Señalización y Control, pero hubo necesidad de aumentar la de Sincronía. De esta manera

las cuatro se transmiten a través del canal de comunicación al cual tienen acceso por medio de una compuerta, que es abierta por el pulso respectivo de cada señal.

Si los pulsos del reloj tienen una frecuencia de 50 c.p.s., y los-cambios del selector ocurren con cada pulso de reloj que le entran, quiere decir, que cada pulso que emite el selector tendrá una duración de 1/50 de segundo y este será el tiempo que dure abierta cada compuerta.

Como todas las variables se transmiten en forma de onda cuadrada--modulada en frecuencia, el diseño de las compuertas se simplificó, quedando estas reducidas a simples circuitos AND.

Debido a que la línea de comunicación altera la forma de la onda--al grado de no permitirle pasar a través de las compuertas, se requiere -- que en los extremos de la línea de comunicación haya un dispositivo espe-- cial que restaure la forma de los pulsos de una manera conveniente. Esto-se logra amplificando la señal recibida y luego cuadrándola con un dispara dor Schmitt.

Debido al fenómeno de intermodulación y para evitarlo, la línea o· canal de comunicación debe tener un tiempo de guarda o sea un tiempo en el cual no se transmite señal alguna, evitando que aparezca el fenómeno. (Pos teriormente este tiempo fue utilizado para ampliar el tiempo de transmi-- sión, debido a las causas que se explican más adelante).

Es por lo anterior que el selector tiene ocho posiciones, utili-- zando cuatro de ellas para el tiempo de guarda y las otras cuatro para -- abrir las compuertas de transmisión y recepción.

La Tabla 3-2 nos indica la función que realiza cada pulso del selector y la compuerta que acciona:

T A B L A 3-2

PULSO	FUNCION	LADO LOCAL	LADO REMOTO
P_0	Sincronización	Transmite CTPS	Recibe CRPS
P_1	Tiempo de Guarda	-	-
P_2	Temperatura	Recibe CRTH	Transmite CTTH
P_3	Tiempo de Guarda	-	-
P_4	Control	Transmite CTTR	Recibe CRTR
P_5	Tiempo de Guarda	-	-
P_6	Señalización	Recibe CRS	Transmite CTS
P_7	Tiempo de Guarda	-	-

La nomenclatura corresponde al diagrama general del aparato mostrado en los dibujos DL-2 y DL-3.

Cuando se realizaron las pruebas de transmisión y recepción de datos, se vio que había pérdidas de información en la señal enviada a través de la línea telefónica; el problema se solucionó ampliando el tiempo de transmisión y dejando el tiempo de recepción igual al de los pulsos del selector de esta manera no se altera el tiempo de muestreo, que es de 20 mseg. como ya anteriormente se había indicado.

3.5.- TIEMPO DE TRANSMISION. LADO REMOTO.

Para poder ampliar este tiempo de transmisión, se utilizó un circuito monostable (MTT, dibujo DL-2) que emite un pulso cuya duración se --

puede ajustar. Este pulso es el que abre las compuertas que permiten la transmisión de las señales y su duración debe ser mayor de 20 mseg. La razón de ésto se debe a que al iniciarse la transmisión, se produce un transitorio en el lado receptor que hace que se pierda información en la señal, por lo que la señal empieza a transmitirse antes de que el pulso del lado-receptor abra la compuerta respectiva. De esta manera cuando el transitorio ocurra no afectará a la información recibida. Puesto que el pulso -- que abre las compuertas de recepción es producido por el selector receptor, y su duración es la normal, es decir 20 mseg. el tiempo de muestreo sigue siendo el mismo que se consideró en el inciso anterior (Ver figura 3-1).

El monostable MTT es accionado a su vez por otro monostable (llamado MRTT), y este por una compuerta OR (CPM, dibujo DL-2) cuyas entradas son los pulsos PSR-0 y PSR-4, además estos dos pulsos también accionan un FF-RS (FTTS, dibujo DL-2) que sirve para seleccionar la utilización del - pulso de MTT. El funcionamiento es el siguiente:

La caída de PSR-0 pone a FTTS en el estado 1, y acciona al monostable MRTT (la duración del pulso de este circuito se ajustó a 15 mseg.), la caída del pulso de MRTT (es decir 15 mseg. después de PSR-0) acciona-- al monostable MTT (el pulso que produce este monostable se ajustó a 30 -- mseg.). Este pulso va a las compuertas CTTH y CTS, pero como FTTS-1 está conectado a CTTH, sólo esta compuerta será la que este abierta para transmitir la temperatura del horno. La transmisión de CTTH empieza 15 mseg.- después de PSR-0 es decir cuando el selector está en el estado P_1, correspondiente a un tiempo de guarda (ver tabla correspondiente). Esta transmisión continuará durante los siguientes 30 mseg. y cuando ocurra PSL-2-- que es el que abre la compuerta CRTH del lado local, 20 mseg. después de- PSR-0 y 5 mseg. después de que se inició la transmisión, el transitorio - en la línea habrá desaparecido y no afectará la recepción de la señal. Al terminar PSL-2, se cierra la compuerta CRTH y el muestreo de la variable- habrá terminado, aunque el lado transmisor continua enviando la señal. Esto se hizo porque la terminación de la transmisión también producía un --

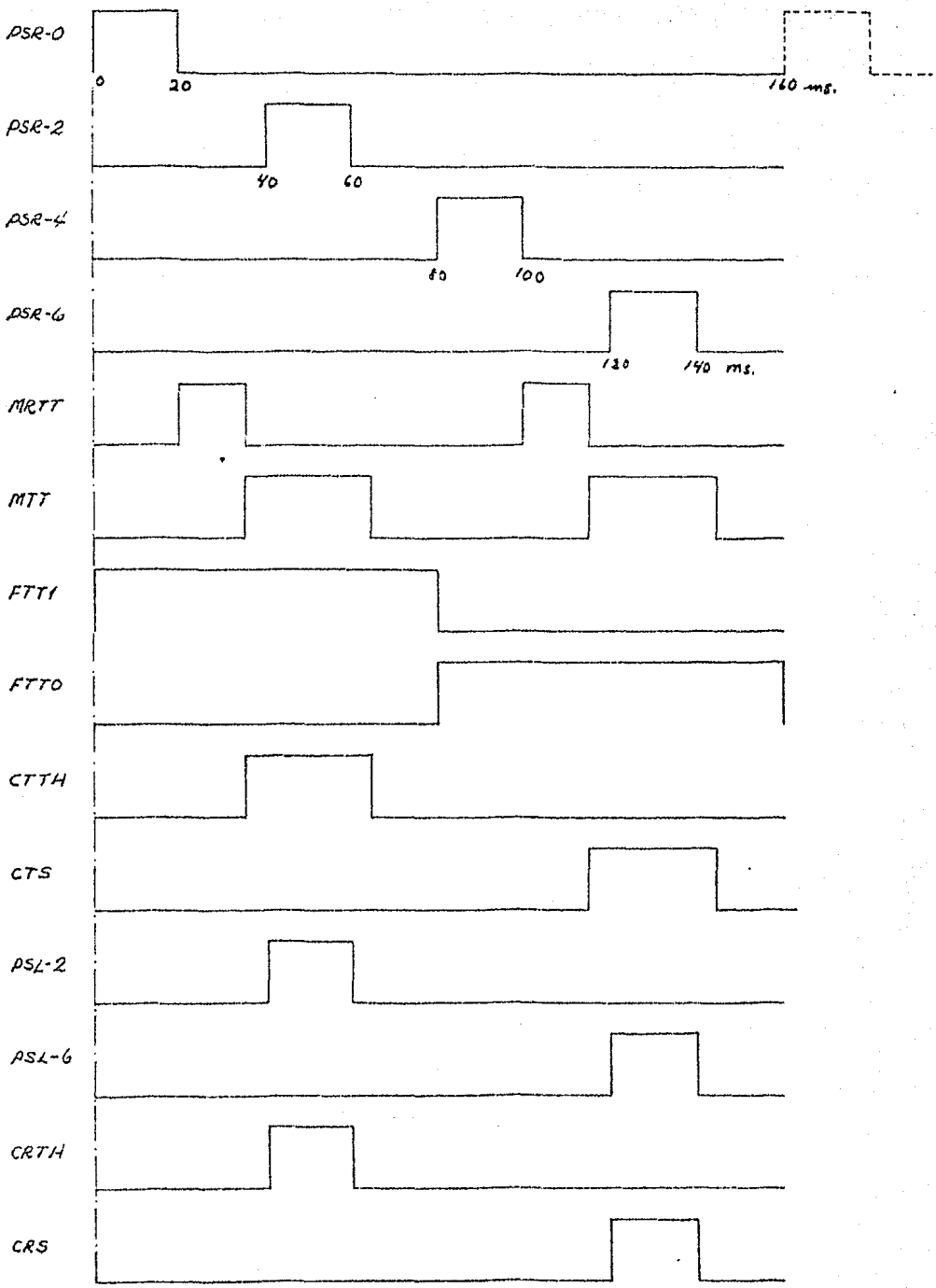

PSR-0
0
20
160 ms.
PSR-2
40
60
PSR-4
80
100
PSR-6
120
140 ms.
MRTT
MTT
FTT1
FTTO
CTTH
CTS
PSL-2
PSL-6
CRTH
CRS

FIG. 3-1

transitorio. PSR-4 pondrá a FTTS en el estado 0, y su caída accionará al monostable MRTT y este a su vez al MTT, pero ahora el pulso producido por este último sólo afectará a la compuerta CTS, que está conectada a FTTS-0- y es la que transmite la variable de señalización. Durante esta transmisión ocurrirá PSL-6 que es el pulso que muestrea a esta variable.

La carta de tiempos mostrada en la figura 3-1 nos ilustra el funcionamiento del conjunto.

Los circuitos MRTT, MTT, FTTS y el circuito OR-CPM fueron montados en una placa aparte, y se encuentra colocada en el interior de la caja remota, del lado derecho.

3.6.- TIEMPO DE TRANSMISION. LADO LOCAL.

En un principio se utilizó el mismo número de circuitos que se explicaron en el inciso anterior, ya que también son dos las variables que se transmiten, pero como la señal de sincronía debe ocurrir únicamente durante la duración de PSL-0, no puede ser muestreada por el PSR-0, ya que la duración de este pulso está en función de la misma señal que va a muestrear, por lo tanto la señal de sincronía no se puede transmitir antes de que ocurra PSL-0, y es por ésto que este pulso es el que abre directamente la compuerta CTPS; cuya duración de transmisión es exactamente igual a la del mismo PSL-0. (Dibujo DL-3).

Para la señal de control, sí se puede ampliar el tiempo de transmisión, ya que esta variable es muestreada en el lado remoto por el PSR-4.- La duración de este tiempo de transmisión también está dado por un circuito monostable MTTL (Dibujo DL-3) el cual emite un pulso, cuya duración se puede variar, y es el que abre la compuerta CTTR para transmitir la señal de control proveniente del OTR.

El monostable MTTL es accionado por el monostable MLTT y este a su vez por PSL-2, la duración de los pulsos de estos monostables fue ajustada a 15 mseg. para el MLTT y de 30 mseg. para el MTTL. La figura 3-2 es la-

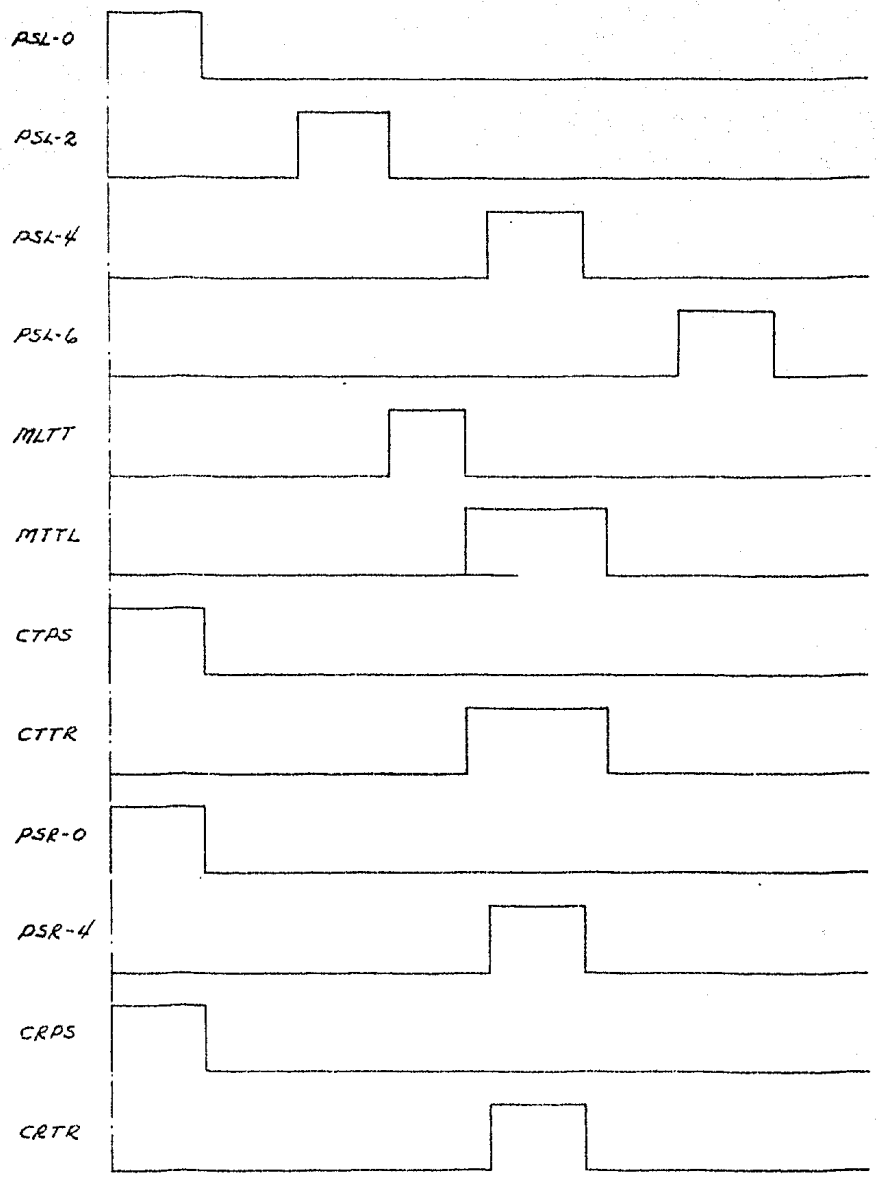


FIG. 3-2

carta de tiempos de transmisión para el lado local.

Los circuitos MTTL y MLTT se encuentran colocados en una placa montada en el interior de la caja local, del lado izquierdo, en esta placa -- también fueron armados un FF-T y un OR que no fueron utilizados por las razones anteriormente expuestas, en sí, esta placa es igual a la que se encuentra en el lado remoto y cuyo funcionamiento se explicó en el inciso -- 3-5.

3.7.- SEÑAL DE SINCRONIA.

Esta señal ses enviada durante la ocurrencia de PSL-0, y simplemente consiste en una señal que haga cambiar de estado al FF-Y del selector - remoto. Para esto bastaría con enviar un pulso, pero éste puede atenuarse en la línea de transmisión, lo que ocasionaría una desincronización de los selectores. Para evitar ésto se optó por enviar varios pulsos, no importando el número de ellos, siempre y cuando su frecuencia no rebase la capacidad de la línea.

Como generador de estos pulsos se utilizó el oscilador de la temperatura de referencia, sin embargo como a la frecuencia máxima de oscilación de este, la atenuación era muy grande, se redujo su frecuencia de transmisión por medio de un Flip-Flop, de tal manera que cuando el OTR (Dibujo -- DL-3) esté oscilando a su máxima frecuencia (4.95 KHz.), la frecuencia de los pulsos de sincronía sólo será la mitad del OTR. El número de pulsos-- transmitido durante la duración de PSL-0, va de nueve para la más baja frecuencia de oscilación del OTR, hasta cuarenta y cinco para la máxima frecuencia de oscilación.

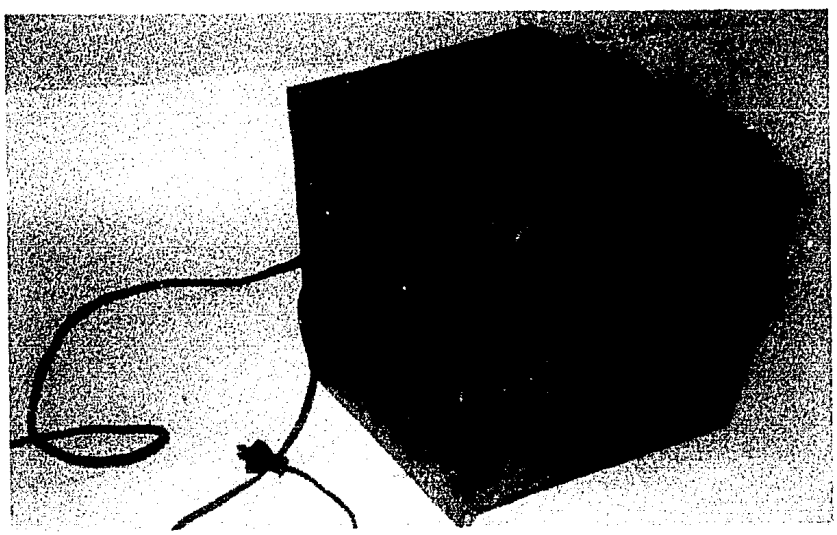
La señal de sincronía se origina en el OTR, de su salida va a un - FF-T llamado DIVF (Dibujo DL-3), el cual se encuentra colocado debajo del- OTR, es decir en el interior de la caja local; del DIVF la señal pasa a la compuerta CTPS y de ésta a la línea a través del transmisor; la señal es - recibida en el lado remoto por medio del receptor y pasa a través de la -- compuerta CRPS (Dibujo DL-4) hacia la entrada R del FF-Y.

CAPITULO IV

TELEMETRIA

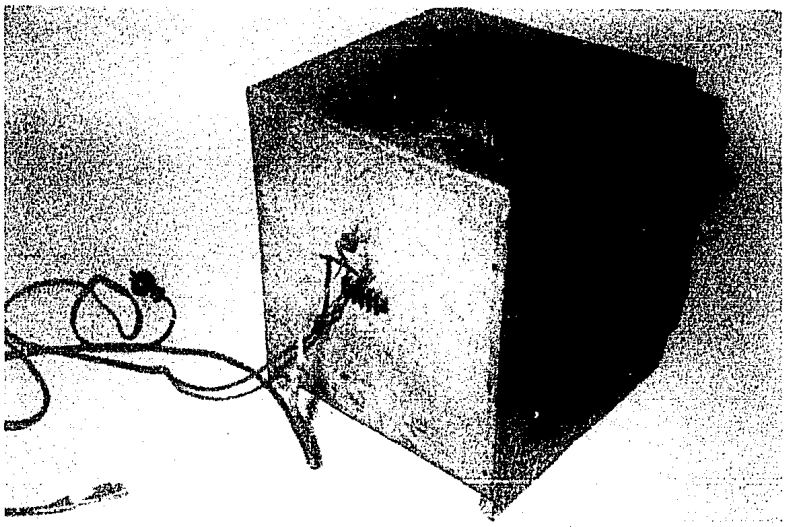
4.1.- HORNO.

Uno de los objetos del modelo es, según se dijo antes, la telemedición de la temperatura de un horno situado en una posición remota. Por lo tanto para obtener una mayor aproximación a un sistema real, se construyó un pequeño horno eléctrico cuya forma se muestra en las fotografías 4-1, 4-2 y 4-3.



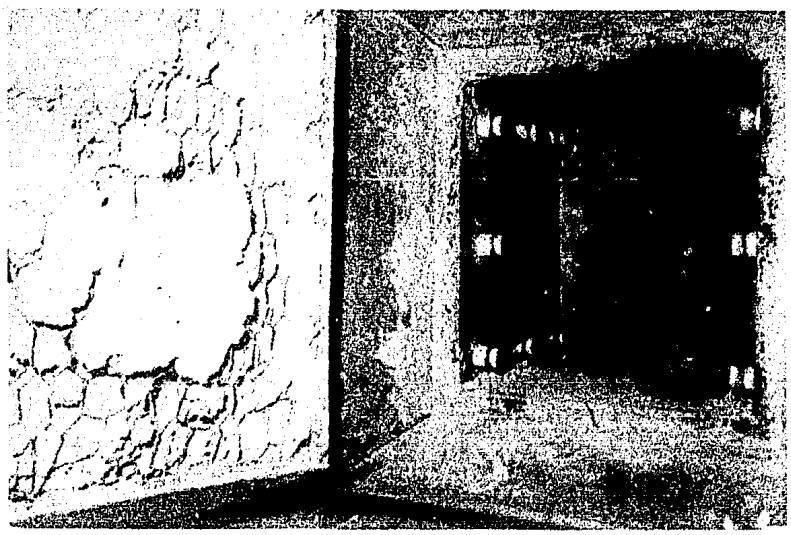
Fotografía 4.1

Vista Frontal



Fotografía 4.2

Vista Posterior



Fotografía 4.3

Vista Interior

La caja del horno se hizo de lámina galvanizada, utilizándose aislante térmico de fibra de vidrio y un revestimiento refractario marca Plibrico de tipo monolítico para el interior del horno; la resistencia de calentamiento es de alambre de Nicromel de calibre 18. La temperatura de operación del horno se estableció en 300°C.

La alimentación para la resistencia y la salida del termopar se condujeron a través de tubos de asbesto con el objeto de protegerlos del calor. La potencia disipada por la resistencia de calentamiento es de 1.5 KW. aproximadamente. Su voltaje de alimentación se obtiene de un rectificador de onda completa cuya entrada son 125 V de C.A.

4.2.- S E N S O R.

El sensor de temperatura utilizado es un termopar de Fierro-Constantan de la West Instrument con cubierta de acero de 15 cm de longitud; en la Tabla 4-I se muestra la relación entrada/salida de éste.

En esta tabla se observa que la respuesta del termopar es casi lineal en el rango de operación del sistema, es decir de 0 a 300°C.

4.3.- A M P L I F I C A D O R.

La salida del termopar, con el objeto de poder aprovecharla en la conversión analógico-digital tuvo que amplificarse, para lo cual se hizo uso de un amplificador operacional monolítico marca Philips tipo TAA 521 conectado según el diagrama mostrado en el dibujo DE-1.

La ganancia de voltaje del circuito es de 500. La salida varía entre 0 y 10 volts, contándose con el potenciómetro Rc para ajuste del cero.

4.4.- CONVERSOR ANALOGICO/DIGITAL.

El llamado conversor Analógico-Digital es un circuito multivibrador astable con voltaje de control (E_c) para la frecuencia y de respuesta lineal que, a pesar de producir una señal contínua en el campo de la fre-

T A B L A 4-1

°C	0°	100°	200°
0	0	5.27	10.78
5	0.25	5.54	11.06
10	0.50	5.81	11.34
15	0.76	6.08	11.62
20	1.02	6.36	11.89
25	1.28	6.63	12.17
30	1.54	6.90	12.45
35	1.80	7.18	12.73
40	2.06	7.45	13.01
45	2.32	7.73	13.28
50	2.58	8.00	13.56
55	2.85	8.28	13.84
60	3.11	8.56	14.12
65	3.38	8.84	14.39
70	3.65	9.11	14.67
75	3.92	9.39	14.94
80	4.19	9.67	15.22
85	4.46	9.95	15.50
90	4.73	10.22	15.77
95	5.00	10.50	16.07
100	5.27	10.78	16.33
mV por °C	0.0527	0.0551	0.0555

La temperatura de referencia de la unión es 0°C.

cuencia, ésta al ser muestreada por las compuertas de transmisión y de -- apertura del contador TH del comparador del control, nos indica la temperatura del horno según el número de pulsos incluídos en 1/50 de segundo - que es el tiempo de muestreo utilizado, dando como resultado que la temperatura del horno quede codificada en un número decimal de pulsos cuadrados producidos por el multivibrador astable según sea su voltaje de entrada, el cual es directamente proporcional a la temperatura del horno según la función de transferencia del sensor y del amplificador.

El conversor se muestra en el dibujo DE-2 y en el Capítulo VII se desarrolla su diseño electrónico.

4.5.- LINEA DE TRANSMISION.

La señal obtenida del conversor Analógico-Digital es muestreada y transmtida al puesto de control a través de una línea telefónica; se - simuló una línea de 12 km de longitud tomando en cuenta los parámetros de un par telefónico de alambre calibre 19 AWG con aislamiento de polietileno. Dichas constantes son:

Resistencia:	53.2	Ω/km.
Inductancia:	0.625	mh/km.
Capacitancia:	0.0387	μF/km.
Conductancia:	0.94	μmho/km.

medidas a 1000 cps. La atenuación de la línea, también a esa frecuencia- es de 0.770 np/km.

La inductancia de la línea se simuló con una bobina de 1200 vueltas de alambre de cobre calibre 40 AWG y con núcleo de aire, el tamaño de la bobina es de 10 cm de longitud y 2.5 cm de diámetro medio, resultando- su inductancia de 8 mh. aproximadamente.

Por lo tanto los parámetros totales para 12 km son:

Resistencia (12 km)	685 ohms.
Inductancia	8.0 mh.
Capacitancia	0.496×10^{-6} F
Conductancia	12×10^{-6} mhos.

La impendancia de la línea fue calculada para 2 KHz y es de 333 -- $\angle -80^{\circ}$. Para la distribución de los parámetros se utilizó un circuito π como se ve en el dibujo DE-9.

Aunque en un principio se pensó en diseñar un acoplamiento de tipo inductivo (por medio de transformadores), se decidió acoplar directamente a la línea el transmisor y el receptor gracias a que los tiempos de acceso y transmisión están discretamente determinados en el tiempo con lo que se evitan realimentaciones, pués sólo una compuerta de transmisión y la correspondiente de recepción están abiertas en un instante de tiempo dado.

En cuanto a lo que a impedancias se refiere, quedan en paralelo la impedancia de salida del transmisor (10.2 ohms), la impedancia de entrada del receptor (495 ohms) y, la impedancia de la línea; en ambos extremos de la línea. Por lo que se dijo anteriormente este acoplamiento entre transmisor y receptor no produce realimentación de información a los circuitos internos del sistema.

4.6.- TRANSMISOR.

El transmisor está compuesto por una compuerta "OR" que permite el paso de las señales de telemetría y de señalización al accionarse las compuertas de muestreo respectivas (CTTH y CTS).

Esta compuerta "OR" está formada sólo por diodos y resistencia, su salida se aplica a un circuito de emisor seguidor el cual sirve de acoplamiento con la línea. El diagrama electrónico de este circuito se da en el dibujo DE-9.

Ambos transmisores (el local y el remoto) son idénticos.

4.7.- R E C E P T O R.

Los receptores están constituídos básicamente por un amplificador de la señal de la línea y por un regenerador de pulsos. El amplificador (dibujo DE-9) está formado por una sola etapa de amplificación cuya salida se conectó a un circuito de disparo tipo Schmitt con el objeto de producir pulsos rectangulares que fueran procesables por el resto de los circuitos. A la salida del circuito tipo Schmitt se conectó un inversor para tener un cero lógico cuando el receptor estuviese inactivo (durante los tiempos de guarda).

En el caso de la telemedición de la temperatura del horno, se permite el paso de la señal del receptor a través de la compuerta CRTH (dibujo DL-3) durante la presencia del pulso del selector PSL-2, siempre que el interruptor SI se encuentre abierto. La salida de la compuerta CRTH es aplicada a una compuerta "OR" llamada EDCB de donde la señal pasa al contador DCB, contador decimal codificado en binario, de dos dígitos decimales.

4.8.- C O N T A D O R D C B.

El diagrama de este contador se presenta en el dibujo DL-6 y su funcionamiento es como sigue: de la compuerta EDCB, la señal se aplica en un circuito "AND" llamado PDCBX de donde pasan los pulsos a ser contados por un contador binario de cuatro elementos bistables de disparo simétrico (primera etapa o, dígito decimal X) los cuales sólo pueden llegar a una cuenta máxima de 9 decimal, ya que los pulsos serán detenidos al detectarse este número en la compuerta DX9.

Al mismo tiempo, la detección de la configuración binaria 1001 (9decimal) valida el paso del siguiente pulso, proveniente de la compuerta EDCB, a través de la compuerta TXY de donde pasa tanto a la compuerta PDCBY como a un circuito monostable llamado RBX.

De la compuerta PDCBY pasa el pulso al primer Flip-Flop de otro contador binario de cuatro dígitos, y la salida de RBX servirá para "bo---

rrar" a través de CBX, la cuenta almacenada (9 decimal) en la primera etapa del contador, con lo cual desaparece la condición que impide el paso de los pulsos a través de PDCBX, volviendo éstos a ser contador por la primera etapa, ya que al desaparecer la decodificación del 9 decimal se bloquea la compuerta TXY. Cuando en la primera etapa se llegue nuevamente al 9 decimal, el siguiente pulso será conducido a la segunda etapa en donde volverá a hacer evolucionar al contador y así sucesivamente hasta llegar al fin del tiempo de recepción de la temperatura del horno determinado por PSL-2. Como se observa, la cuenta máxima de todo el contador es 99 decimal. Las compuertas TYZ y DY9 se conectaron previendo la necesidad de otra etapa o dígito decimal más. En preparación para contar los siguientes pulsos de la temperatura los Flip-Flops son restaurados a cero lógico por el pulso del selector PSL-0.

La capacidad máxima del contador (99 pulsos) limita superiormente la frecuencia de la transmisión a 4.95 Kc., frecuencia que se obtiene al aplicar en la entrada del conversor Analógico-Digital un voltaje de 11.5 V que corresponde a una salida del termopar de 23 mv, lo que representa una temperatura interna de 400°C.

4.9.- REGISTRO DCB.

Con el objeto de almacenar la información adquirida por el contador DCB durante PSL-2 hasta la presencia de una nueva cuenta durante el siguiente ciclo, se utilizó un registro de 8 circuitos bistables tipo Set-Reset, (llamados MX y MY) los cuales reciben la información contenida en el contador a través de las 16 compuertas denominadas TMX y TMY (dibujo DL-7).

La transferencia se lleva a cabo durante PSL-4 y se transfieren tanto ceros como unos lógicos.

La información permanece almacenada en el registro, y es presentada a las matrices decodificadoras hasta PSL-4 del siguiente ciclo con lo-

cual se evita el parpadeo excesivo de los tubos indicadores, que son provocados a cambiar una vez por ciclo de funcionamiento.

4.10.- L I N E A L I D A D.

En el inciso (7-9) se ha desarrollado la relación matemática entre el voltaje de entrada E_i y la frecuencia de oscilación (f) del circuito mostrado en el dibujo DE-2. Esta relación tiene la siguiente forma:

$$f = K_1 E_i + K_2$$

$$f = \frac{\alpha E_i}{2R_E C_B V_B} + \frac{\alpha V_1}{2R_E C_B V_B} \qquad (4\text{-}1)$$

siendo K_1 y K_2 dos constantes, según se explica en el mencionado inciso.

Los resultados obtenidos de las pruebas del oscilador conectado a todo el sistema se resumen en la tabla 4-2.

En la primera columna se da la lectura obtenida en la salida del termopar en milivolts. La columna central contiene el voltaje leído a la salida del amplificador, que es el mismo que se aplica a la entrada del conversor Analógico/Digital. En la última columna se da el número de pulsos contados en 1/50 de segundo.

De los incrementos entre una y otra lectura se observa que el funcionamiento del conversor es casi lineal. Para obtener un valor numérico de la linealidad, se calculó por medio del método de los mínimos cuadrados, la recta más aproximada a la sucesión de valores obtenidos.

La ecuación resultante es: $P = 3.89\ (M_v) + 13.89$

siendo P el número de pulsos y M_v la salida del termopar en milivolts.- Como se ve, esta ecuación incluye tanto al conversor como al amplificador del termopar y es de la forma de la ecuación (4-1). La gráfica de la recta y de los valores leídos se da en la figura 4-3.

La evaluación numérica de la linealidad se define de la siguiente-manera:

$$\text{Linealidad} = \frac{\text{desviación máxima de la linealidad}}{\text{lectura máxima}} \times 100$$

En nuestro caso sería:

$$\text{Linealidad} = \frac{\text{dif. Máxima de pulsos } (\Delta P)}{\text{Nº máximo de pulsos } (P_m)} \times 100$$

ó

$$\text{Linealidad} = \frac{\text{dif. máxima de milivolts } (\Delta mv)}{\text{Nº máximo de milivolts}} \times 100$$

debiéndose obtener en ambos casos el mismo valor, este resultó ser el siguiente:

$$\text{Linealidad} = \frac{0.98}{84} \times 100 = 1.167\ \% \quad \text{(pulsos)}$$

y

$$\text{Linealidad} = \frac{0.23}{17} \times 100 = 1.278\ \% \quad (\text{mv})$$

T A B L A 4-2

Milivolts	volts	Número de pulsos
1	0.55	17-18 *
2	1.1	22
3	1.6	26
4	2.1	30
5	2.55	34
6	2.9	37-36 *
7	3.5	41-40 *
8	4.1	45
9	4.6	49-48 *
10	5	53-52 *
11	5.45	57
12	6.0	60-61 *
13	6.5	64-65 *
14	7.0	68-69 *
15	7.5	72-73 *
16	7.9	77
17	8.1	81
18	8.35	84
19	8.45	85

* El primer número resultó mas frecuente en las diferentes medidas realizadas.

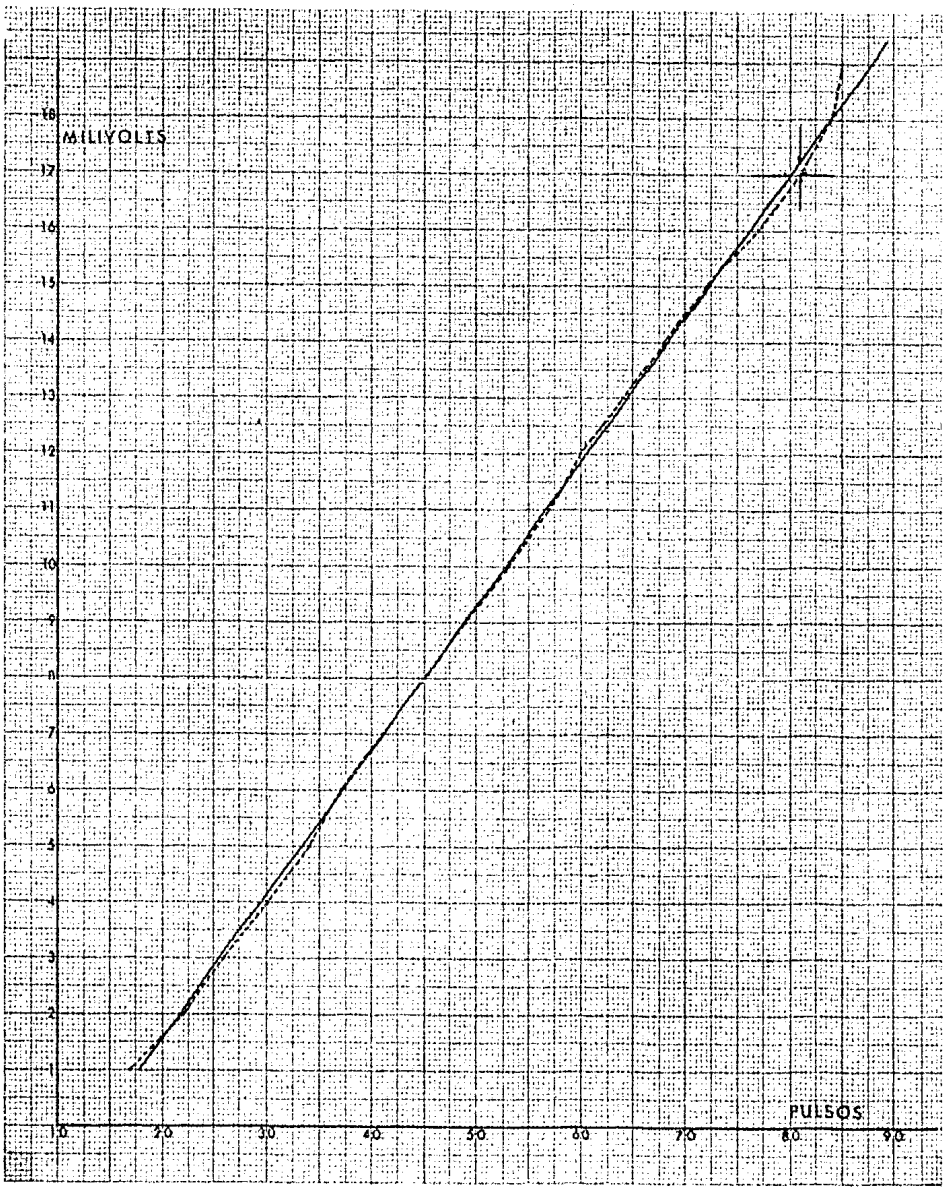


Figura 4.3

Característica de transformación del amplificador, conversor A-D y del muestreador de pulsos.

CAPITULO V

CONTROL

5.1.- INTRODUCCION

Se tratará en este capítulo acerca de la forma de operación del - control automático de la temperatura interna del horno. El diagrama de - bloques más simplificado se da en la figura 5-1, en la cual se observa -- que tanto las señales de entrada como las de salida del comparador son -- muestreadas en el tiempo lo cual justifica el diseño de tipo digital del- comparador. No se intentará dar un modelo matemático del sistema mostrado debido a la dificultad para desarrollar las funciones de transferencia. Debido a ésto no se hizo tampoco un cálculo formal de la estabilidad del sistema quedando sujeta ésta sólo a la seguridad que nos da el saber que- la constante de tiempo del horno es lo suficientemente grande para evitar oscilaciones fuera de control.

Con excepción del generador de la señal de referencia, el resto - de los elementos mostrados se localizaron en la parte remota del aparato- (junto al horno). En el dibujo DL-2 se muestra un diagrama lógico del -- sistema. El muestreador M1 es la compuerta CRTR que estará abierta bajo- el control de PSR-4. El comparador está compuesto por dos contadores bi-

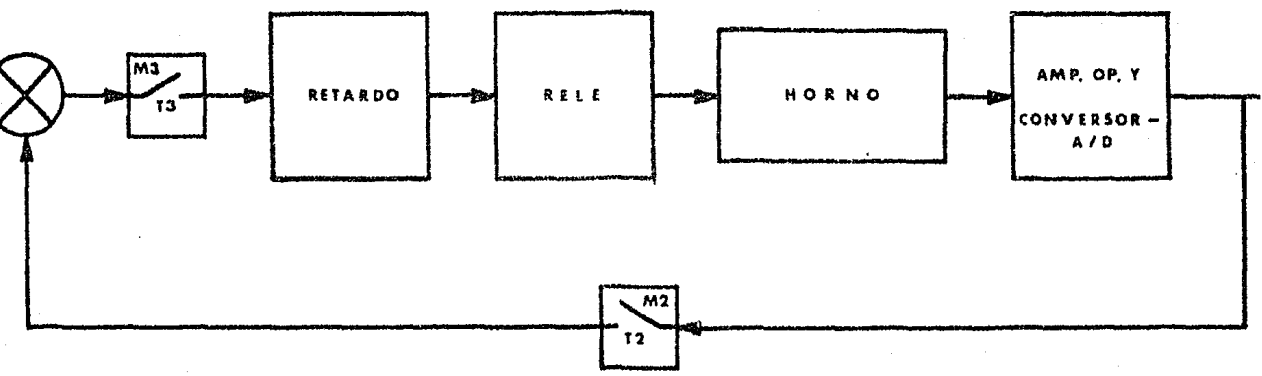


FIG. 5-1

narios CTH y CTR y por los circuitos de comparación CDI; su funcionamiento se detallará más adelante. El retardo y el muestreador M3 están formados por el circuito monostable RBTH y las compuertas CMS y CMR, respectivamente. Al actuador lo componen un circuito de memoria tipo SR y un interruptor electrónico que proporciona corriente a la bobina de un relevador a través de cuyos contactos se establece, o se abre, el circuito de calentamiento del horno. El siguiente bloque está constituído por el horno en sí; el transductor detecta la temperatura interna del horno y produce una salida digital según se explicó anteriormente. El bloque en la trayectoria de realimentación, el muestreador M2, está formado por las compuertas TEMPH y MTH, y actúa durante PSR-0, PSR-2 y PSR-6.

5.2.- SEÑAL DE REFERENCIA.

La temperatura interna deseada en el horno se selecciona en el lado local o de control del aparato generándose ahí mismo la señal de referencia correspondiente. Esta señal es producida por un multivibrador astable llamado OTR (ver dibujo DL-3) cuya frecuencia es controlada manualmente y observada en los tubos indicadores traducida a grados centígrados por el contador DCB y las matrices decodificadoras; ésto se consigue cerrando el interruptor S1 con lo cual se bloquea la compuerta CRTH y se valida el paso de los pulsos de OTR a través de TRI al aparecer PSL-2. La salida de TRI se aplica a la entrada de EDCB y de ahí al contador, siendo este proceso análogo al de la recepción de los pulsos de la temperatura del horno. Los pulsos de referencia se transmiten a través de la compuerta CTTR durante la aparición de MTTL. El interruptor S2 sirve para apagar indefinidamente el horno ya que impide el paso de los pulsos lo cual representaría una temperatura de cero grados.

5.3.- C O M P A R A C I O N.

Como se dijo antes, la señal de referencia se recibe en la compuerta CRTH (dibujo DL-2) durante PSR-4. Los pulsos son entonces contados por un contador binario de siete elementos bistables de disparo simé-

trico, llamado CTR (dibujo DL-5), en donde se almacena la información hasta que aparezca PSR-3 del siguiente ciclo de operación. Al ser contados los pulsos se comparan bit por bit con la información contenida en los siete Flip-Flops del contador CTH.

El contador CTH, que es similar al CTR, recibe la información acerca de la temperatura interna del horno a través de la compuerta TEMPH en donde es muestreada la salida del conversor Analógico/Digital tres veces durante un ciclo operativo; el muestreo se lleva a cabo al aparecer PSR-0, PSR-2 y PSR-6 en las entradas de la compuerta "OR" llamada MTH.

La comparación la efectúan los circuitos denominados CDI siendo su operación lógica la ilustrada en el mismo dibujo DL-5. A continuación se repite la tabla de verdad de dichos circuitos:

A	B	X
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

$$X = A \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B} \qquad (5\text{-}1)$$

Como se observa, la salida X es cierta cuando A y B son iguales, De esta manera, cuando en ambos contadores esté contenida la misma información, a la salida de los siete circuitos CDI se tendrá un voltaje alto locual dará un cero lógico a la salida del circuito "AND" llamado RCDI. Enese momento, y en caso de que el contador CTH se encuentre abierto la compuerta TEMPH se bloqueará con el objeto de registrar la igualdad en los contadores pues, si el contador CTH siguiera contando se detectaría una condición de desigualdad. (Dibujo DL-2)

Para restaurar a cero el contador CTH, antes de la aparición de los pulsos de muestreo que lo abren, se utilizó el circuito monostable llamado RBTH (dibujo DL-2) el cual es disparado a la caída de los mencionados

pulsos de muestreo. La duración del pulso producido por RBTH es de 10 ms. y restaura a cero al contador, también al caer de uno a cero.

El contador CTH es restaurado a cero una vez durante cada ciclo -- operativo por el pulso del selector PSR-3.

El monostable RBTH también sirve para transferir el resultado de-- la comparación al Flip-Flop RS que sirve de memoria al relevador de control de la corriente del horno. Si el resultado es igualdad (RCDI a cero), se- producirá un 1 lógico a la salida de la compuerta CMR haciendo que la sali da "1" del Flip-Flop MAC pase de 12 a cero volts, con lo cual se desacti- va el interruptor electrónico IBR, provocando que se desexcite la bobina - del relevador y abriéndose el circuito de potencia del horno. (Ver carta- de tiempos en la figura 5-2).

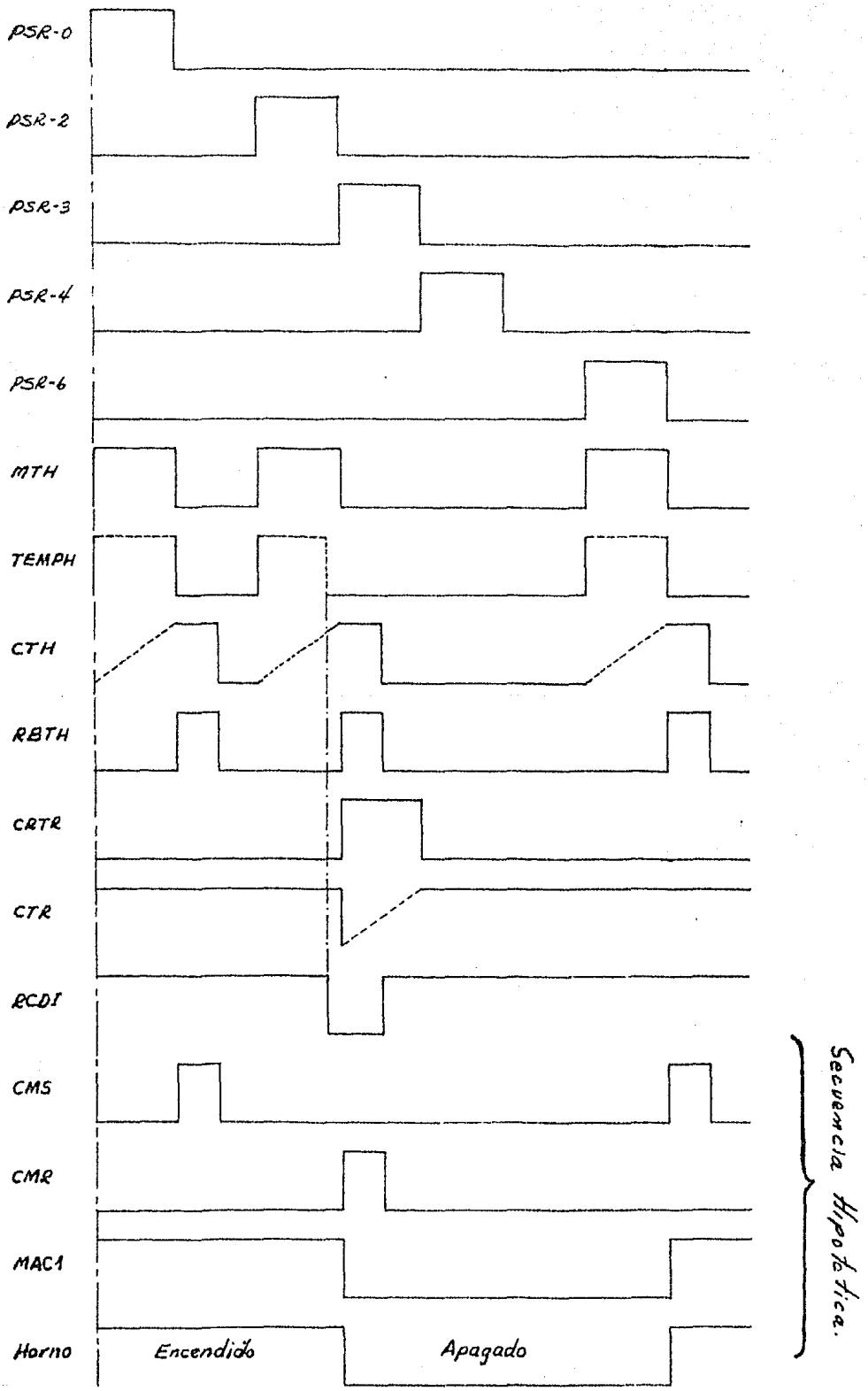
5.4.- CONTROL ENCENDIDO/APAGADO.

Como se observa en el dibujo DL-2, se rectificó la corriente que - pasa a través de la resistencia de calentamiento,con el objeto de utilizar un capacitor matachispas entre los contactos del relevador, ya que la co-- rriente que pasa a través de éstos está cercana al límite de operación de- los contactos. El relevador utilizado es marca Kurman Elec. Co. tipo ---- 26D3C-24DC y tiene tres pares de contactos de los cuales solo se utilizan dos, conectados en paralelo.

Se optó por un control de tipo encendido/apagado por la relativa-- facilidad para obtener el relevador y para incorporarlo al resto de los -- circuitos, ya que voltaje de exitación y la forma de conectarlo eran com-- patibles tanto con los voltajes de las fuentes previamente diseñadas,como- son la forma de interconectar todos los demás circuitos. Si la respuesta- a la frecuencia del horno requiriese de un dispositivo de control de acción más rápida se hubiera utilizado un circuito de comparación más rápido así como un actuador que le fuera compatible, tal como un transformador de -- núcleo saturable el cual si bien es ideal para controlar continuamente la magnitud de la corriente a través de sus embobinados, sería útil en un -- sistema de control digital rápido.

BIBLIOTECA CENTRAL
U. A. N. L.

FIG. 5-2


PSR-0
PSR-2
PSR-3
PSR-4
PSR-6
MTH
TEMPH
CTH
RBTH
CRTR
CTR
RCDI
CMS
CMR
MAC1
Horno
Encendido
Apagado
Secuencia Hipotética.

CAPITULO VI

SEÑALIZACION

6.1.- INTRODUCCION.

Otra de las variables importantes en un telecontrol es la de señalización; en este caso se trata de indicar el estado de encendido o apagado del horno, esto se logra simplemente detectando sí circula corriente por las resistencias de calefacción e indicándolo en el puesto de control mediante una señal luminosa.

6.2.- DETECCION DE CORRIENTE.

Se utilizó para detectar la corriente en la resistencia un transformador de corriente TL (Dibujo DL-2). El voltaje alterno obtenido en el secundario de TI se rectifica y se utiliza para saturar al transistor T_3 (MAS, dibujo DE-6) que conecta a tierra al transistor T_2 con lo cual el circuito MAS, que es un multivibrador astable, empieza a oscilar; la onda cuadrada producida por éste, es transmitida a través de la compuerta CTS (Dibujo DL-2), cuando aparece el PSR-6 (Deberá tomarse en cuenta para el tiempo de transmisión lo dicho en el Capítulo III).

En esta forma, si no circula corriente por la resistencia de cale-

facción del horno, el transistor T_3 (MAS, dibujo DE-6) no estará saturado y por lo tanto el circuito MAS no oscilará, y no se transmitirá ninguna - señal, lo cual indicará que el horno esta desconectado.

El transformador TI y el puente rectificador se encuentran montados en la caja donde está el relé, teniendo esta caja un contacto coaxial para tomar la muestra de la señal y llevarla al circuito MAS que está montado en la caja remota general.

6.3.- INDICACION.

La señal transmitida por el lado remoto es recibida en el lado local durante el pulso PSL-6, a través de la compuerta CRS (Dibujo DL-3); - la señal así recibida acciona un Flip-Flop RS, poniendo en el estado I lógico; las salidas X y $\bar{X}$ de este FF alimentan un circuito especial llamado CEF (se simula un Triac con transistores) que conecta un foco con la fuente de + 12 V. Este circuito, CEF (Dibujo DE-8), es accionado por el PSL-0 conservando la información hasta que aparezca el PSL-0 del siguiente ci-- clo; el FF-RS es puesto en el estado cero lógico con el PSL-2, quedando - listo para recibir la siguiente información, que ocurrirá cuando vuelva a aparecer el PSL-6.

El foco indicador se encuentra localizado del lado izquierdo de - los tubos indicadores de temperatura en el lado local.

CAPITULO VII

CIRCUITOS ELECTRONICOS

7.1.- INTRODUCCION.

El análisis dado a continuación para encontrar las fórmulas que nos sirvieron para diseñar los circuitos electrónicos del modelo construído, no es rigurosamente analítico, sino práctico; la justificación matemática exacta de algunas de las fórmulas utilizadas en este capítulo está totalmente fuera del propósito de esta Tesis.

7.2.- INVERSOR.

El circuito de la figura 7-1 nos muestra a un transistor en el montaje emisor común, este arreglo es conocido como Inversor.

Si aplicamos a la entrada A un voltaje mayor que cero y lo suficientemente grande para producir una corriente I_B que sature al transistor, la salida $X = V_{ce}$ será aproximadamente cero; si A = 0 v. entonces $I_B = 0$ porque el diodo base-emisor quedará polarizado inversamente y, por lo tanto el transistor estará cortado; aplicando un vóltmetro a la salida X vemos que nos da un voltaje mayor que cero y próximo a V_{cc}. Si utilizamos una lógica positiva, es decir, si representamos un 1 lógico

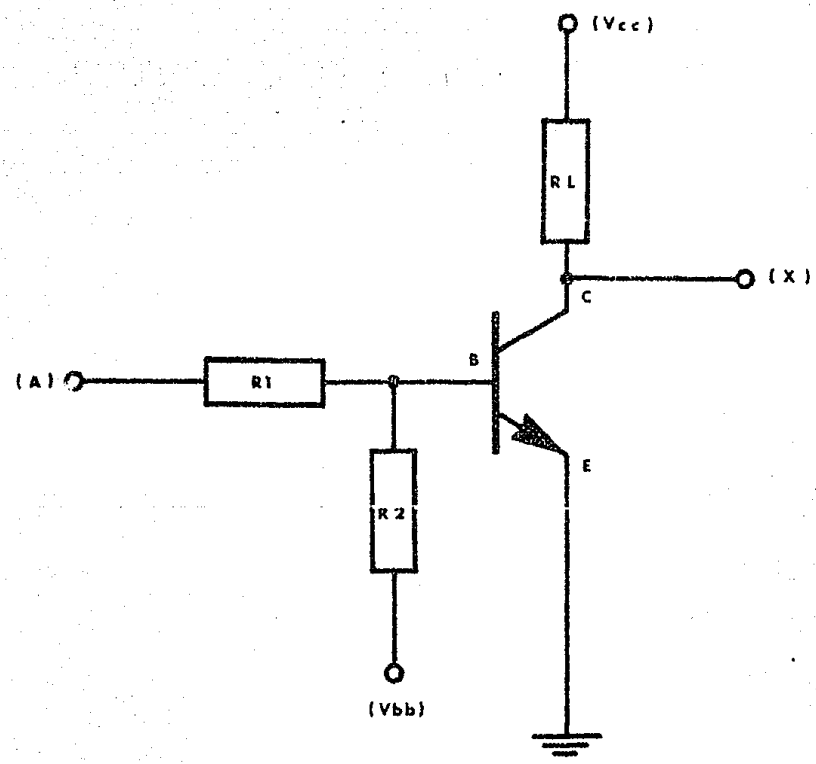


FIGURA 7-1 Inversor

con + V volts y un cero con 0 volts, tendremos la siguiente relación, salida-entrada:

A	X
V	0 v.
0 v.	V

A	X
1	0
0	1

Por lo tanto la ecuación lógica que satisface las anteriores tablas es:

$$X = \bar{A} \qquad (7\text{-}1)$$

en donde se ve que la salida X es invertida con respecto a la entrada, es por esto que el circuito de la figura 7-1 se conoce como inversor.

Tomando como datos V_{CC}, V_{BB}, $V_{BE(sat)}$, $V_{BE(máx)}$, $\beta_{(min)}$, I_C y A; debemos encontrar los valores de R_1, R_2 y R_L, que hagan que el circuito satisfaga la ecuación (7-1).

De la Fig. (7-1) y suponiendo que:

$$A > 0 \text{ v.} \quad y \quad X = V_{CE} = 0_v.$$

Entonces:

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_C} \qquad (7\text{-}2)$$

Obteniendo el circuito Thevenin equivalente en la base del transistor:

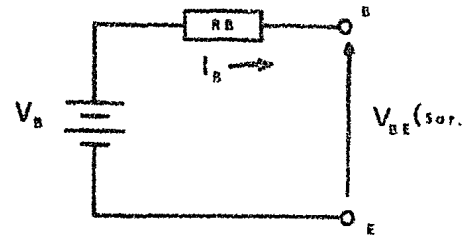


FIG. 7-2 Circuito Thevenin

Tenemos que: $$V_B = I_B R_B + V_{BE(SAT)} \tag{7-3}$$

en donde: $$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{7-4}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{(min)}} \tag{7-5}$$

$$V_B = - V_{BB} + (A + V_{BB}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{7-6}$$

pero: $$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_B}{R_1} \tag{7-7}$$

sustituyendo (7-7) en (7-6) tenemos que:

$$V_B = - V_{BB} + (A + V_{BB}) \frac{R_B}{R_1} \tag{7-8}$$

Por otra parte para el caso de que A = 0 v., se tendrá en la base del transistor un voltaje negativo con respecto al emisor, por lo tanto - no habrá corriente de base I_B; la única corriente que circulará será a -- través de las resistencias R_1 y R_2, conectadas en la siguiente forma:

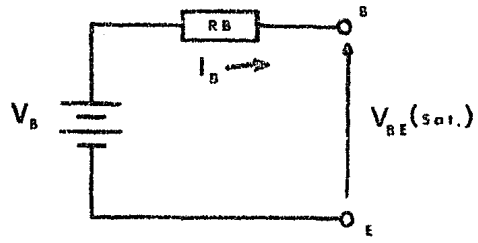


FIG. 7-2 Circuito Thevenin

Tenemos que: $$V_B = I_B R_B + V_{BE(SAT)} \qquad (7\text{-}3)$$

en donde: $$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad (7\text{-}4)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{(min)}} \qquad (7\text{-}5)$$

$$V_B = - V_{BB} + (A + V_{BB}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (7\text{-}6)$$

pero: $$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_B}{R_1} \qquad (7\text{-}7)$$

sustituyendo (7-7) en (7-6) tenemos que:

$$V_B = - V_{BB} + (A + V_{BB}) \frac{R_B}{R_1} \qquad (7\text{-}8)$$

Por otra parte para el caso de que A = 0 v., se tendrá en la base del transistor un voltaje negativo con respecto al emisor, por lo tanto - no habrá corriente de base I_B; la única corriente que circulará será a -- través de las resistencias R_1 y R_2, conectadas en la siguiente forma:

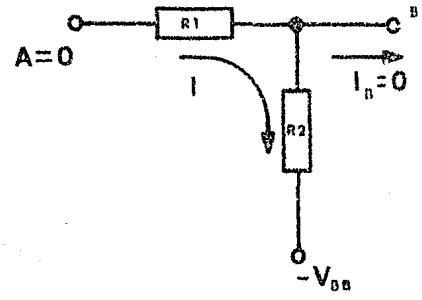


FIG. 7-3 Transistor Cortado

De la fig. (7-3) y suponiendo:

$$V_1 = IR_1 \qquad y \qquad V_2 = IR_2 \tag{7-9}$$

tenemos que: $$V_1 + V_2 = V_{BB} \tag{7-10}$$

pero: $$V_1 = V_{BE\ (corte)}$$

y si se pone la condición de que $V_B \leq V_{BE(máx)}$, el problema de encontrar R_1 y R_2, estará resuelto de un modo no tan arbitrario.

Eliminando I de las ecuaciones (7-9), tendremos una relación entre R_1 y R_2 :

$$R_2 = \frac{V_2}{V_1} R_1$$

sustituyendo esta última ecuación y la (7-10) en (7-4), tenemos.

$$R_B = \frac{V_2}{V_1 + V_2} R_1$$

en donde: $$R_1 = \frac{V_{BB}}{V_2} R_B \qquad (7\text{-}11)$$

de un modo similar: $$R_2 = \frac{V_{BB}}{V_1} R_B \qquad (7\text{-}12)$$

por lo tanto hemos logrado que R_1 y R_2 sean independientes entre sí, y ponerlas en función de R_B; si ahora hacemos que esta última resistencia esté en función de V_1 , V_2 e I_B habremos encontrado una solución; por tanto de (7-11):

$$\frac{R_B}{R_1} = \frac{V_2}{V_{BB}}$$

sustituyendo en (7-8)

$$V_B = - V_{BB} + (A + V_{BB}) \frac{V_2}{V_{BB}}$$

simplificando términos de acuerdo con (7-10):

$$V_B = - V_1 + \frac{V_2}{V_{BB}} A \qquad (7\text{-}13)$$

De (7-3) despejamos R_B :

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE(sat)}}{I_B} \qquad (7\text{-}14)$$

sustituyendo (7-13) en (7-14):

$$R_B = \frac{\frac{V_2}{V_{BB}} A - V_1 - V_{BE(SAT)}}{I_B} \qquad (7\text{-}15)$$

una vez obtenido el valor de R_B, se sustituye en (7-11) y (7-12) para encontrar los valores de R_1 y R_2 respectivamente.

Hemos querido explicar con cierto detalle el diseño y funcionamiento de un inversor porque es el circuito básico que forma parte de los circuitos lógicos y de conmutación.

7.3.- INVERSORES UTILIZADOS EN EL MODELO.

En éste modelo son tres los tipos de inversor que se utilizan para construir los circuitos AND, OR y MULTIVIBRADORES.

A continuación procederemos a calcular los valores de R_1, R_2 y R_L de los diferentes tipos de inversor utilizado.

D A T O S G E N E R A L E S .

$V_{CC} = V_{BB} = 12$ Volts

$V_{BE(sat)} = 1$ v.

$V_{BE(máx)} = 5$ v.

D A T O S P A R T I C U L A R E S .

1.- I N V E R S O R A.

$\beta = 25$, $I_C = 5$ ma., A = 12 v., $V_1 = 3$ v.

procedemos al cálculo de R_1 y R_2,

de la ecuación (7-10):

$$V_2 = 12 - 3 = 9 \text{ v.}$$

de la ecuación (7-13):

$$V_B = -3 + \frac{9}{12}\,12 = 6 \text{ v.}$$

de la ecuación (7-5):

$$I_B = \frac{5 \times 10^{-3}}{25} = 0.2 \quad \text{ma.}$$

sustituyendo estos valores en (7-14):

$$R_B = \frac{6 - 1}{0.2 \times 10^{-3}} = 25 \quad K\Omega$$

Por lo tanto el valor de R_1,
de la ecuación (7-11):

$$R_1 = \frac{12}{9} 25 \times 10^{-3} = 33 \ K\Omega$$

de la ecuación (7-12):

$$R_2 = \frac{12}{3} 25 \times 10^{3} = 100 \ K\Omega$$

En algunos casos no se pudo sonseguir este valor en el comercio por lo que se sustituye por el de 110 K, que no afecta al circuito en su funcionamiento.

Por último el valor de R_L,
de la ecuación (7-2):

$$R_L = \frac{12}{5 \times 10^{-3}} = 2.4 \times 10^{3}$$

Valor comercial escogido:

$$R_L = 2.2 \ K\Omega$$

2.- I N V E R S O R B.

$\beta = 50$, $I_C = 10$ ma., $A = 6$ v., $V_1 = 1$ v.

Cálculo de R_1 y R_2; de (7-10):

$$V_2 = 12 - 1 = 11 \text{ v.}$$

de (7-13): $$V_B = -1 + \frac{11}{12} 6 = 4.5 \text{ v.}$$

de (7.5):

$$I_B = \frac{10 \times 10^{-3}}{50} = 0.2 \text{ ma.}$$

sustituyendo estos valores en (7- 14):

$$R_B = \frac{4.5 - 1}{0.2 \times 10^{-3}} = 17.5 \text{ K}\Omega$$

Valor de R_1; de (7-11):

$$R_1 = \frac{12}{11} 17.5 \times 10^3 = 19 \text{ K}\Omega$$

El valor comercial escogido fué:

$$R_1 = 18 \text{ K}\Omega$$

Valor de R_2; de (7-12):

$$R_2 = \frac{12}{1} 17.5 \times 10^3 = 210 \text{ K}\Omega$$

El valor comercial escogido fué:

$$R_2 = 220 \quad K\Omega$$

Valor de R_L; de (7-2):

$$R_L = \frac{12}{10 \times 10^{-3}} = 1.2 \quad K\Omega$$

El valor comercial escogido fué:

$$R_L = 1.2 \quad K\Omega$$

3.- I N V E R S O R C.

Otro inversor utilizado en este módelo, tiene una resistencia conectada a la base de un transistor como se muestra en la Fig. 7-4.

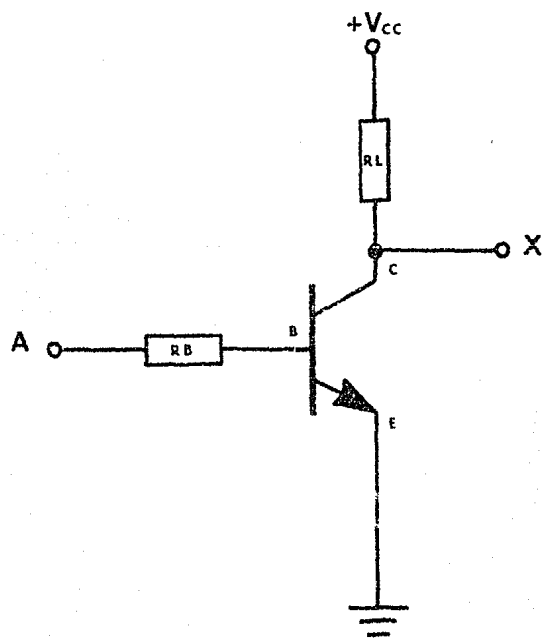


FIG. 7-4 Inversor Simple

En donde:

$$R_B = \frac{A}{I_B} \qquad (7\text{-}16)$$

y:

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_C} \qquad (7\text{-}2)$$

Tomando como datos V_{CC} , A, I_C y β debemos encontrar R_B y R_L que hagan que el circuito de la Fig. 7-4 satisfaga la ecuación 7-1.

Datos para el Inversor tipo C:

V_{CC} = 12 Volt.

A = 12 V.

I_C = 5 m A

β = 25

Cálculo de R_L; de (7-2):

$$R_L = \frac{12}{5 \times 10^{-3}} = 2.4 \times 10^{3}$$

Valor comercial escogido:

R_L = 2.2 KΩ

de (7-5):

$$I_B = \frac{5 \times 10^{-3}}{25} = 0.2 \text{ ma.}$$

sustituyendo este valor en (7-16):

$$R_B = \frac{12}{0.2 \times 10^{-3}} = 60 \text{ KΩ}$$

Valor comercial escogido:

$$R_B = 56 \ K\Omega$$

4.- R E S U M E N.

A continuación se da un resumen de los valores calculados anteriormente para los diferentes tipos de inversor utilizados en este modelo.

T A B L A 7-1

R	INVERSOR "A"	INVERSOR "B"
R_L	2.2 K Ω	1.2 K Ω
R_1	3 3 K Ω	1 8 K Ω
R_2	100 K Ω*	220 K Ω

T A B L A 7-2

	INVERSOR "C"
R_L	2.2 K Ω
R_B	5 6 K Ω

* En algunos casos el valor de la resistencia es de 110 K Ω .

7.4.- CIRCUITOS AND Y NAND.

En este modelo se utilizan dos maneras para construir estos circuitos; una es la forma Diodo-Resistencia (dibujo DE-5C), y la otra, es la -

forma Diodo-Transistor (DE-5, A y E). En el dibujo DE-5C, la resistencia R_A fué calculada como si se tratara de la resistencia R_B del inversor tipo "C" calculado en inciso 7-3, ya que si a la salida (X) conectamos la base de un transistor, este circuito se convierte en el inversor ya estudiado; el circuito así formado se conoce con el nombre de circuito NAND, un ejemplo de este circuito se ilustra en el dibujo DE-5B, el cual tiene siete entradas; si a su vez a este circuito le agregamos otro inversor a la salida, este circuito volverá a ser una compuerta AND, esta forma se conoce como acoplamiento Diodo-Transistor, ya antes mencionado.

A continuación se explica la forma en que estos circuitos fueron encapsulados en la realización del modelo físico:

1.- COMPUERTAS 1A3E y 1A4E. Estas compuertas se muestran en la figura DE-5E, estan formadas por dos inversores, un inversor "C" seguido de un inversor "A", la diferencia radica en el número de entradas y salidas. La compuerta 1A3E tiene tres entradas (A, B y C) y sólo una salida (X); la compuerta 1A4E tiene cuatro entradas (A, B, C y D) y dos salidas (X y $\bar{X}$). Cada compuerta ocupa una cápsula; en el dibujo se indica el número terminal correspondiente a cada entrada y salida del circuito asi como sus alimentaciones.

2.- COMPUERTAS 2A2E, 2A23E y 2A32E. Estas compuertas se muestran en la figura DE-5A, están formados por dos inversores tipo "C". Cada compuerta ocupa la mitad de una cápsula, es decir que en una de estas se encuentran armados dos circuitos AND independientes entre sí; la diferencia de la nomenclatura radica en el número de entradas que tengan alguna de las compuertas, pues mientras unas tienen dos entradas las otras tienen tres; la Tabla 7-3 aclara dudas sobre la distribución de los circuitos, dentro de la cápsula así como las terminales que le corresponden.

T A B L A S 7.3

a) Compuerta 2A2E.

Circuito	Placa 1			Placa 2		
Variable	A	B	X	A	B	X
Terminal	2	3	1	6	7	8

b) Compuerta 2A23E

Circuito	Placa 1			Placa 2			
Variable	A	B	X	A	B	C	X
Terminal	2	3	1	6	7	5	8

c) Compuerta 2A32E

Circuito	Placa 1				Placa 2		
Variable	A	B	C	X	A	B	X
Terminal	2	3	5	1	6	7	8

3.- COMPUERTA CMS y CMR. Ambas compuertas se encuentran montadas- en una sola cápsula; la compuerta CMS es una simple circuito AND y la compuerta CMR es un circuito AND con una de sus entradas negada. Sólo existe una cápsula de este tipo dentro del aparato; en el dibujo DE-5C y 5D se indica la terminal que corresponde a cada variable.

4.- COMPUERTA TMX y TMY. Estas compuertas son electrónicamente -- idénticas a la compuerta CMS (dibujo DE-5C) fueron montados cuatro circuitos en una sola cápsula que tiene la indicación ADR; las terminales para - cada circuito se encuentra en el dibujo DL-7; a la terminal 11, no mostrada en este dibujo, se conecta el voltaje de alimentación de (+ 12 v).

5.- COMPUERTA IN7E.- Este circuito NAND se encuentra en una sola-- cápsula, en el dibujo DE-5B se muestra el dibujo electrónico.

7.5.- CIRCUITOS OR Y NOR.

Sólo se utiliza el acoplamiento Diodo-Transistor; en el dibujo --- DE-5F se muestra una compuerta OR, la cual esta formada por un inversor -- "C" seguido de un inversor "A", las compuertas NOR son simplemente un inversor "C" con los Diodos de entrada conectados en forma conveniente (no se-- muestra dibujo de este circuito), este circuito NOR sólo es utilizado en - la matriz decoficadora de los tubos indicadores digitales (dibujo DM-2) y- en el circuito CBX del DCB (dibujo DL-6).

A continuación se indica el encapsulado:

1.- COMPUERTAS OR2E y OR3E. Son mostradas en el dibujo (DE-5F) -- en este dibujo se indican las terminales del circuito, sólo la compuerta- OR3E tiene la entrada (C).

2.- COMPUERTA CBX. Este circuito NOR se encuentra encapsulado -- junto con un circuito monostable (RBX), cuya salida de éste está conectada a una de las entradas del NOR, y la otra entrada del NOR va a una de- las terminales de la cápsula, como se indica en el dibujo DE-6C.

7.6.- CIRCUITOS DE COMPARACION.

De la ecuación lógica (5-1) y aplicando el Teorema de De Morgan obtenemos:

$$X = \overline{(A \cdot B) \cdot (\bar{A} \cdot \bar{B})}$$

en donde se ve, que el circuito electrónico equivalente, es la conexión - de tres circuitos NAND como se muestra en la figura DE-4, el cálculo de-- los valores se realizó en el inciso 7-3 de este capítulo. Todo este circuito va montado dentro de una sola cápsula.

7.7.- CIRCUITOS BISTABLES.

Estos circuitos fueron formados conectando dos inversores tipo B, en serie y retroalimentando la salida del último a la entrada del primero.

Dependiendo de la forma como se les hace cambiar de estado, los - FF utilizados en este modelo son FF-T; FF-TR y FF-RS, los cuales son mostrados en la figura DE-3.

1.- FF-T, FF-TR. Estos FF cambian de estado, metiéndoles un pulso negativo a la base de ambos transistores; el valor de R_T, C_T y C_1 fué- encontrado en forma experimental; el rango de frecuencia en el cual fun-- cionan estos FF es desde muy baja (orden de ciclos/min) hasta 200 KHz. que es más que suficiente para las necesidades del aparato.

El borrado R, es simplemente cortar al transistor cuya salida es- $(\bar{X})$ metiéndole un pulso negativo a su base, la duración de este pulso es- 10 veces más ancho que el de disparo, es decir que $C_R = 10\ C_T$; esta forma de borrado se utilizó para los contactores CTH y CTR.

El borrado R para el contador de unidades del DCB, se realiza poniendo un voltaje cero a la base del transistor, cuya salida es $(\bar{X})$, la - duración de este voltaje cero es de 200 μs. cuando proviene del retardo - RBX (ver figura DL-6) y de 20 ms. cuando proviene de PSL-0.

T A B L A 7-4

Contador	CTH	CTR	DCBX	DCBY	F S L			F S R		
					0	1	2	0	1	2
Entrada T de cápsula "Disparo"	4	9	4	9	4	9	9	4	9	4
Salida T de cápsula "Disparo"	1,2	6,7	1,2	6,7	1,2	6,7	6,7	1,2	6,7	1,2
Entrada T CFF	5,7	5,7	5,7	5,7	5,7			5,7		
Forma de Borrado en la base de X	PN	PN	PR	PN	-			-		
Entrada R "Disparo"	5	11	5	11	-			-		
Salida R "Disparo"	3	8	3	8	-			-		
Entrada R CFF	6	6	6	6	-			-		
Salida $\bar{X}$ CFF	2	2	2	2	2			2		
Salida X CFF	1	1	1	1	1			1		
Tipo de cápsula "Disparo"	DTR	DTR	DTR2	DTR2	DT1 ó DTR			0	1	2
								DT2	DTR	DTR

PN - Pulso negativo.

PR - Tierra, referencia a 0 volts.

CFF - Cápsula de circuito bistable.

BIBLIOTECA CENTRAL
U. A. N. L.

En resumen las diferencias entre los FF de disparo complementario se deben a su forma de borrado; por problemas en el tamaño del FF, sus -- disparos T y R fueron armados en una cápsula aparte; la Tabla 7-4 es un-- resumen de la forma en que fueron encapsulados los FF, así como las terminales en que están conectados T y R, de todos los contadores utilizados en el modelo.

2.- FF-RS. A estos FF se les coloca en un estado "Set" o "Reset" saturando al transistor cuya salida es contraria a la entrada, es decir la entrada Set está conectada a la base del transistor de salida ($\bar{X}$), y la - entrada Reset a la base del transistor de salida (X) y sólo el FF-RS que-comanda al rele de control y el FTTS (dibujo DL-2) tienen una resistencia R_D en serie con el diodo de entrada para limitar la corriente, en rigor-- todos los RS la deberían tener para protección de los transistores, pero-por problemas en la memoria, hubo de retirarse esta resistencia de estos-circuitos.

3.- FF-RS DEL SELECTOR REMOTO. Este FF es en realidad un FF-TR-- lo único que varía es el disparo T que se dividió en dos partes, una llamada "Set" y otra llamada "Reset", a este FF se le coloca en un estado -- S o R, cortando al transistor cuya salida es la misma que la entrada (un-pulso negativo en la base del transistor), es decir la entrada S del disparo está conectada a la base del transistor de salida(Y), la entrada R esta conectada a la base del transistor de salida ($\bar{Y}$).

7.8.- MULTIVIBRADOR MONOSTABLE.

Fueron formados conectando en serie un inversor "A" con un inversor "C" y retroalimentando la salida "A" a la entrada de "C" con un -- capacitor C_B; el valor de este capacitor determina la duración del pulso-retardado (dibujo DE-6A).

1.- MONOSTABLE RBTH y RBX. Estos circuitos únicamente difieren-en el valor del capacitor C_B; el RBX está montado con el CBX en la misma-

cápsula (dibujo DE-6C).

2.- MONOSTABLE MRTT, MTT, MLTT y MTTL. Estos monostables (dibujo-DE-6B) difieren de los anteriores aparte del diferente valor del capacitor C_B, en que tiene un potenciómetro R_p, de ajuste en serie con R_B, este po-- tenciómetro sirve para variar la duración del pulso retardado, la Tabla -- 7-5 nos indica el valor de R_p para cada monostable.

T A B L A 7-5

Monostable	MTT	MTTL	MRTT	MLTT
R_p	250 K Ω	250 K Ω	100 K Ω	100 K Ω

7.9.- CIRCUITOS ASTABLES.

Estos circuitos son osciladores de onda cuadrada, que fueron utilizados como generadores de señal ó como convertidores analógico-digital. En el modelo, únicamente fueron utilizados tres circuitos de este tipo que -- son: el oscilador MAS (dibujo DE-6D), el conversor A/D y el OTR. (dibujo-- DE-2)

1.- OSCILADOR MAS. Este circuito se forma a partir de 2 inversores tipo "C" a los cuales se conecta, la salida de uno a la entrada del-- otro por medio de un capacitor C_B. La frecuencia de oscilación es dependiente del valor de la constante de tiempo $R_B \times C_B$. El valor de C_B se - encontró experimentalmente de tal manera que la frecuencia de oscilación- del circuito este alrededor de 1000 Hz.

2.- CONVERSOR ANALOGICO/DIGITAL. Este circuito es un multivibrador astable, en el cual la resistencia R_B de polarización de la base (dibujo DE-6D), ha sido sustituida por una fuente de corriente constante formada por los transistores T_1 , T_2 , las resistencias R_E, R_6, R_7 y el diodo Zener Z_2; (dibujo DE-2).

Además se ha agregado el circuito formado por los diodos D_1, D_2 y Z_1 , y la resistencia R_1, los cuales integran un circuito que corta la - onda del oscilador a + 3 volts con lo cual y debido a los diodos Zener Z_1 y Z_2 la oscilación del circuito es independiente de las variaciones de -- voltaje en las alimentaciones del mismo.

Debido a que los niveles de voltaje utilizados para la lógica del aparato, que son de 0 y 12 volts, se ha incluido el transistor T_5 y la -- resistencia R_5 que ajustan la salida del oscilador (el cual da una onda - de ± 3 volts) a los niveles antes mencionados.

Las resistencias R_3 y R_4, y los diodos D_3 y D_4 son para mejorar - la forma de la onda y afectan ligeramente el rango de frecuencia de operación del circuito.

A continuación damos un breve análisis del funcionamiento del oscilador.

Suponiendo T_4 saturado y T_3 cortado tenemos que:

$$I_E = \frac{E_i + V_1}{R_E}$$

$$I_C = \alpha I_E$$

El voltaje en el capacitor C_B, será:

$$V_B = \frac{1}{C_B} \int_0^T I_C \, dt$$

pero I_C es constante, por lo tanto:

$$V_B = \frac{I_C}{C_B} \int_0^T dt = \frac{I_C}{C_B} T$$

despejando T, tenemos:

$$T = \frac{C_B V_B}{I_C}$$

que es el tiempo de carga de uno de los condensadores, es decir medio ciclo de oscilación, multiplicando por dos el resultado anterior tendremos el tiempo completo del ciclo de oscilación.

$$T_{total} = 2T = \frac{2 C_B V_B}{I_C}$$

pero:

$$f = \frac{1}{2T}$$

por lo tanto:

$$f = \frac{I_C}{2 C_B V_B}$$

sustituyendo I_C por I_E , tendremos:

$$f = \frac{\alpha I_E}{2 C_B V_B}$$

$$f = \frac{\alpha (E_i + V_1)}{2 R_E C_B V_B}$$

en donde:

$$V_B = V_2 + V_3 + V_{D2} - V_{BE,T3}$$

por lo tanto vemos que:

$$f = K_1 E_i + K_2$$

donde K_1 y K_2 son constantes y por lo tanto la frecuencia de oscilación -- (f) es una función lineal del voltaje de control (Ei).

Los valores de las resistencias R_3, R_4, R_6, R_7, el capacitor C_3 y los diodos Z_1 y Z_2 fueron encontrados experimentalmente, los demás elementos del circuito fueron calculados de acuerdo con las formulas convencionales de diseño.

3.- OSCILADOR OTR. Este circuito es identico al conversor A/D, la razón de esto fue para evitarse el diseño de un oscilador que tuviese el mismo rango de frecuencia de operación que el conversor A/D.

7.10.- CUADRADOR DE ONDA.

Este circuito es un disparador Schmitt y sirve para cuadrar la onda proveniente del amplificador conectado a la línea de transmisión. El circuito se encuentra montado en una cápsula que tiene la indicación DS y su diagrama eléctrico se muestra en la parte central del dibujo DE-9C.

A continuación calcularemos los valores de los elementos que integran el circuito.

Fijando los voltajes que hagan que conduzca ó esté cortado el transistor T_2 de salida, se obtienen los valores de R_{L1} y R_E.

Voltaje corte = $V_C = 4.5$ V.

Voltaje conducción = $V_S = 4.0$ V.

estos valores fueron escogidos de acuerdo con los voltajes de salida del amplificador receptor, por lo tanto:

$$V_{E2} = V_C - V_{BE1} = 4.5 - 0.7 = 3.8 \text{ v.}$$

de donde:

$$R_E = \frac{V_{E2} \; R_{L2}}{V_{CC} - V_{E2}} = 1.02 \text{ K}\Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_E = 1 \quad K\Omega$$

$$V_{E1} = V_S - V_{BE} = 4 - 0.7 = 3.3 \quad v.$$

$$R_{L1} = \frac{(V_{CC} - V_{E1})\, R_E}{V_{E1}} = 2.65 \ K\Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_{L1} = 2.7 \quad K\,\Omega$$

Los valores de las resistencias R_1 y R_2 son de acuerdo con el inversor "A" del inciso (7-3); la resistencia R_B fue encontrada experimentalmente.

7.11.- R E L O J.

Este circuito (dibujo DE-7), esta formado por un inversor "C" y un inversor "A", el circuito cuadrador de onda formado por la resistencia R_Z y el diodo Zener D_Z , y el transformador de 125/12 V_{CA} , siendo este último el reloj propiamente.

Los inversores fueron agregados para mejorar la onda, ya que la onda producida por R_Z y D_Z no era lo suficientemente cuadrada como para accionar los disparos de los FF de los contadores que constituyen los selectores. Debido a que los transformadores tienen un sentido de embobinado, se debe tener cuidado de conectar ambos transformadores, que constituyen los relojes en el lado local y el lado remoto, en el mismo sentido y a la misma fase de la línea de alimentación, para que produzcan un pulso sincrono en ambos lados del aparato; el transformador del lado local fue dotado de un conmutador S_3 (dibujo DL-4) que sirve para cambiar el sentido de conexión y para desconectarlo de la línea de alimentación, así mismo tiene

un foco indicador que sirve para señalar si esta conectado o desconectado dicho transformador.

A continuación calcularemos el valor de R_Z, los otros valores fueron calculados en el inciso (7-3).

Tomando como dato V_Z = 4.7 v. e I_Z = 4.5 ma. tenemos que:

$$R_Z = \frac{V_{máx} - V_Z}{I_Z} = 2.7 \ K\Omega$$

7.12.- CIRCUITOS DE POTENCIA.

Son aquellas compuertas que por su característica de corriente - alta necesitaron de un diseño especial; estas compuertas son el circuito-IBR (dibujo DL-2) y el circuito CEF (dibujo DL-3).

1.- COMPUERTA IBR. Este circuito es el encargado de accionar a - la bobina del rele RP de acuerdo con la señal (X) proveniente del FF-MAC (dibujo DL-2), en el dibujo DE-8B tenemos al circuito electrónico de IBR.

El funcionamiento del circuito es como sigue; si X = 1 (salida -- (X) del MAC) entonces T_1 y T_2 conducen, por lo tanto circula corriente por la bobina que acciona el rele; si X = 0 entonces T_1 y T_2 estarán cortados por lo tanto no circulará corriente por la bobina, encontrandose los contactos del rele RP abiertos.

Ahora procederemos a calcular los valores de los elementos que integran el IBR.

El primer circuito formado por el transistor T_1 es un inversor tipo "C", el segundo circuito formado por T_2 y R_B es calculado de acuerdo -- con las características eléctricas del rele.

Cálculo de R_B, tomando como datos la resistencia del rele R_r= 200Ω y el voltaje que lo acciona V_r = 24 v. tenemos que:

$$I_R = \frac{V_R}{R_F} = \frac{24}{200} = 120 \text{ ma.}$$

si $\beta = 100$ tenemos que:

$$I_B = \frac{I_R}{\beta} = 1.2 \text{ ma.}$$

si en T_1 tenemos $V_{CE} = 0v.$ por lo tanto:

$$R_B = \frac{V_{CC}}{I_B} = 10 \text{ K}\Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_B = 10 \text{ K}\Omega$$

El circuito anterior fue montado en una cápsula a excepción del -- transistor T_2 que se encuentra colocado en una placa, la cual esta situada en lado derecho, del interior de la caja general del lado remoto.

Debido a que por los contactos del rele pasa una corriente I=12 a. hubo necesidad de poner un condensador amortiguador de chispas; el valor - relativamente grande de este hacia que circulara corriente alterna a tra-- vés de el cuando los contactos del rele estaban abiertos, es por esto que, se procedió a rectificar la corriente. El rele y el rectificador se en--- cuentran montados en una caja especial teniendo este un contacto coaxial - para poder conectar el rele al IBR, este último localizado en la caja remo ta general.

2.- COMPUERTA C E F. Este circuito es el que acciona el foco in- dicador del estado encendido/apagado del horno. Según sea la información que le proporciona el FF-SR (dibujo DL-3) a través de sus salidas (X y $\bar{X}$), las cuales están conectadas a las entradas (E y A) respectivamente del CEF.

El funcionamiento del circuito es el siguiente, si X = 1 el transistor T_2 (dibujo DE-8) será saturado al aparecer PSL-0 con lo cual circulará una corriente I_1 a través de R_1 que hará que el transistor T_1 quede-- también saturado, con lo cual el colector de este quedará conectado al potencial + 12 v. si el foco esta conectado entre este colector y tierra, el foco será encendido; al desaparecer PSL-0 el transistor T_2 seguirá saturado a través de R_2 ya que la corriente I_2 solo circulará por la base de este transistor, ya que estará bloqueado su paso a través de las entradas (E) y (T) por el diodo D_1 y tampoco podrá hacerlo a través de T_3 ya que este no conduce puesto que A=0.

Si X=0, entonces A=1 ya que la entrada (A) esta conectada a la salida ($\bar{X}$) del FF-SR (dibujo DL-3) y cuando aparezca PSL-0 en la entrada (T) el transistor T_3 será saturado con lo que desvía la corriente I_2 de la base de T_2, al cual cortará y este a su vez lo hará con T_1 con lo cual des-- conectará el foco de la fuente de + 12 v. Al desaparecer PSL-0 el transistor T_2 seguirá cortado ya que no habrá ninguna corriente I_2 que lo sature.

Los valores de los elementos que integran al circuito fueron encontrados en forma experimental.

7.13.- AMPLIFICADORES.

Son tres los amplificadores utilizados en el modelo, los cuales -- son: el amplificador operacional (dibujo DL-2), el amplificador del transmisor y el amplificador del receptor (dibujo DL-2 y DL-3), a continuación daremos un análisis de los mismos.

1.- AMPLIFICADOR OPERACIONAL.- Se utiliza como amplificador un -- circuito monolítico integrado de silicio, marca Philips, modelo TAA521 cuyo diagrama de conexiones se muestra el dibujo DE-1.

El amplificador esta conectado en el arreglo llamado "no-invertido", el cual presenta la característica de una resistencia grande de entrada y una salida de voltaje no invertida con respecto a la entrada. A con-

tinuación calcularemos la ganancia de voltaje del circuito (A_v) así como - su resistencia de entrada (R_i).

La ganancia (A_v) del circuito esta dado por la fórmula siguiente:

$$A_v = \frac{R_v + R_3}{R_3}$$

como R_v es un potenciómetro, la ganancia (A_v) se puede ajustar a un valor deseado: si la salida máxima de voltaje del termopar es de 20 mv y la entrada máxima al conversor es de 10 v. la ganancia (A_v) se ajusta a 500.

$$A_v = 500$$

Una ventaja de poder variar (A_v) es, que es un medio de calibrar-- la medición de temperatura sin hacer cambios en las demás partes del aparato, aún cuando se coloque otro termopar ó se varie el tiempo de muestreo.

La resistencia de entrada (R_{in}) del circuito está dado por:

$$R_{in} = \frac{A_{vol}}{A_v} \times R_{dif}$$

en donde:

A_{vol}- Ganancia de voltaje en malla abierta, dado por el fabricante:

$$A_{vol} = 45000.$$

Av- Ganancia de la malla cerrada, de acuerdo con los valores de - R_v y R_3:

$$A_v = 500$$

R_{dif}.- Resistencia diferencial de las terminales de entrada, dato dado por el fabricante:

$$R_{eif} = 250\ K\Omega$$

sustituyendo estos valores en R_{in} tenemos que:

$$R_{in} = 22.5\ M\Omega$$

la cual es una resistencia grande y por lo tanto representa una carga pequeña para el termopar, que es lo que se deseaba.

Las resistencias R_5 , R_6 , R_7 y el potenciómetro R_c , forman un circuito que sirve de ajuste a cero del amplificador.

Las resistencias R_1 , R_2, así como los capacitores C_1 y C_2 son elementos de compensación por temperatura indicados por el fabricante, la resistencia R_4 fue agregada experimentalmente.

El amplificador Op. fue armado en dos cápsulas, encontrandose en una de ellas el amplificador propiamente dicho y en la otra los potenciómetros de ajuste (R_v) y (R_c).

En el dibujo DE-I se muestran las conexiones del circuito con las terminales de las cápsulas.

2.- AMPLIFICADOR TRANSMISOR.- Este circuito (dibujo DE-9A) es un transistor seguidor de emisor, que sirve de acoplamiento entre las compuertas y la línea, todos los elementos fueron calculados experimentalmente.

Los diodos D_1 y D_2 se encuentran conectados en serie debido a que uno solo no impide la entrada de ruido a la fuente positiva, este hecho se determinó también experimentalmente.

3.- AMPLIFICADOR RECEPTOR.- Es un circuito en el cual es transistor se encuentra conectado en el montaje conocido como emisor común (dibujo DE-9c), los elementos han sido calculados a partir de los siguientes datos:

$$V_{CC} = 12 \text{ v.}$$

$$I_C = 2 \text{ ma.}$$

$$V_{CE} = 8 \text{ v.}$$

y de la siguiente forma para R_5 :

$$R_5 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$$

por lo tanto:

$$R_5 = \frac{12 - 8}{2 \times 10^{-3}} = 2 \text{ K } \Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_5 = 2.2 \text{ K } \Omega$$

para calcular R_6 consideramos un voltaje del emisor V_E de 2 v., - con lo cual la ganancia se ve disminuida ligeramente, por lo tanto:

$$R_6 = \frac{V_E}{I_C} = 1 \text{ K } \Omega$$

para calcular las resistencias R_4 , de polarización de la base, tenemos - que:

$$R_4 = \frac{(S - 1) R_6}{\alpha}$$

en donde S representa el coeficiente de estabilidad, el cual se consideró de 5 de acuerdo con los criterios de diseño de esta fórmula; α es el coeficiente que relaciona I_C con I_E, que en este caso es muy cercano a la --

unidad por lo tanto:

$$R_4 = 4\ K\Omega$$

el valor comercial escogido fue:

$$R_4 = 3.9\ K\Omega$$

Para el cálculo de R_3 , primero encontramos el voltaje de la base, a través de la relación.

$$V_B = V_{R4} = V_{BE} + V_E$$

el V_{BE} proporcionado por el fabricante es de 0.7 v., con lo cual:

$$V_B = 2.7\ v.$$

y además la corriente que circula por dicha resistencia R_3 es:

$$I_{R3} = I_{R4} + I_B - I_{CO}$$

de donde:

$$I_{R3} = \frac{V_B}{R_4} + I_B - I_{CO}$$

considerando:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

procedamos a la substitución de los datos conocidos y los proporcionados por el fabricante:

$$I_{CO} = 2 \times 10^{-9}\ a$$

$$\beta = 1000$$

resultando:

$$I_{R3} = 0.693 \times 10^{-3} + 2 \times 10^{-6} - 2 \times 10^{-9}$$

consideramos el valor:

$$I_{R3} = 0.695 \times 10^{-3} \text{ a}$$

por último, procedamos al cálculo de R_3 ;

$$R_3 = \frac{V_{CC} - V_E}{I_{R3}}$$

resultando:

$$R_3 = \frac{12 - 2}{0.695\ 10^{-3}} = 13.4\ K\Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_3 = 12\ K\Omega$$

El resto de los elementos (dibujo D9-C) constituyen una red de -- adelanto que sirve como acoplamiento entre la línea y el receptor, y por- otro lado compensa el atraso debido a la línea en la señal transmitida,-- como se indicó en el IV capítulo. El valor de los componentes, así como la inclusión del diodo D_1, se determinó en forma experimental.

7.14.- FUENTES DE CORRIENTE DIRECTA.

Las fuentes utilizadas en el modelo son enlistadas a continuación.

1.- Fuente de + 12 v.

2.- Fuente de - 12 v.

3.- Fuente de + 4.5 v.

4.- Fuente de + 28 v.

De las cuales las dos primeras son reguladas y utilizadas en la - alimentación de la gran mayoría de los circuitos, no poseen protección de circuito corto a su salida, y estan montadas en una caja independiente, - de donde se alimenta tanto el lado local como el lado remoto.

Las últimas dos no son reguladas, se encuentran integradas en la- caja general del lado local, y son utilizadas: la de 4.5 v. para el encendido de los indicadores luminosos que registran las temperaturas de medición y referencia, y la de 28 v. para el encendido de focos señalizadores de la posición del selector, del lado local.

I.- FUENTE REGULADA (+ 12 v.). Por tratarse de una fuente regulada de voltaje es necesario que se componga de las siguientes partes; como se muestra en el dibujo DE-FI:

a) Circuito detector de la salida, compuesto por las resistencias R_1 , R_2 y el potenciómetro R_p .

b) Circuito de referencia, constituido por el diodo D_1.

c) Circuito de comparación entre los anteriores, se forma de los - transistores Q_5 , Q_6 y las resistencias R_5 , R_6 , R_4 .

d) Circuito de amplificación del error, constituido por el diodo- D_2 y el transistor Q_3 .

e) Circuito de control, compuesto por los transistores Q_1 y Q_2 .

f) Circuito preregulador, formado por el transistor Q_4, el diodo D_3 , y las resistencias R_8 y R_9 .

Procedamos al cálculo de los valores de los elementos, a partir - de los siguientes datos iniciales:

$$V_{I(min)} = + 20 \text{ v}$$

$$V_{i(máx)} = + 30 \text{ v}$$

$$V_S = + 12 \text{ v}$$

$$I_{Smáx} = 3 \text{ a}$$

empecemos por el transistor Q_1 , en donde:

$$V_{CE(min)} = V_{i(min)} - V_S$$

por lo tanto:

$$V_{CE(min)} = 8 \text{ v}$$

de la misma forma:

$$V_{CE_1(max)} = V_{i\ (max)} - V_S$$

$$V_{CE_1(max)} = 18 \text{ v}$$

ahora bien:

$$I_{E1} = I_S = 3 \text{ a.}$$

por lo tanto:

$$P_1 = V_{CE(max)}\ I_{E1} = 54 \text{ W}$$

Esta última cantidad nos determina el transistor ha utilizar, en este caso se empleo el GE-19 que soporta una potencia de 90 w y una I_E = 4 a.

La corriente de base esta dada por la ecuación:

$$I_{B1} = \frac{I_S}{\beta_1 + 1} \qquad (7\text{-}17)$$

el fabricante determina $\beta_1 = 20$, por lo tanto:

$$I_{B1} = 143 \text{ ma.}$$

del circuito se deduce:

$$I_{B1} = I_{E2} = 143 \text{ ma} \qquad (7\text{-}18)$$

para determinar el Transistor Q_2 , tenemos que:

$$V_{CE2(max)} = V_{CE1(max)} - V_{BE1}$$

$$V_{CE2(max)} = 18 - 0.5 = 17.5 \text{ v}$$

por lo tanto:

$$V_{CE2(max)} = 17.5 \text{ v.}$$

de donde:

$$P_2 = V_{CE_1 2(max)} \cdot I_{E2} = 2.5 \text{ w}$$

por lo que se escogió el transistor AD-161, que soporta una potencia de - 3 w y una $I_E = 1$ a.

De forma similar al transistor Q_1 , tenemos que la corriente de - base del Q_2 , esta dada por la fórmula:

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1}$$

pero de las ecuaciones (7-17) y (7-18), tenemos que:

$$I_{B2} = \frac{I_S}{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)}$$

el fabricante determina $\beta_2 = 50$, de donde:

$$I_{B2} = 3 \text{ ma}$$

Ahora bien del circuito se deduce que:

$$I_{C4} = I_{B2} + I_{C3}$$

en la cual vemos que:

$$I_{C4} \geq I_{B2}$$

Por lo que I_{C4} se escogió con un valor dos veces mayor que I_{B2} para tener un buen control, por lo tanto:

$$I_{C4} = 6 \text{ ma.}$$

Para lograr esta corriente, se simuló una fuente de corriente --- constante con el transistor Q_4, (se escogió el MX-7321 el cual tiene una I_C máxima de 100 ma y una potencia de 300 mw.), el diodo zener D_3 (BZY88 --- C3V9) y la resistencia R_8; para el cálculo de esta última tenemos que:

$$R_8 = \frac{V_{D3} - V_{BE4}}{I_{E4}}$$

pero se tiene que:

$$\alpha I_{E4} = I_{C4}$$

considerando que α es aproximadamente 1, se tiene que:

$$R_8 = \frac{3.9 - 0.5}{6x10^{-3}} = 570\ \Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_8 = 560\ \Omega$$

Paro el cálculo de R_9 , tenemos que:

$$R_9 = \frac{V_{I(min)} - V_{D3}}{I_{D3} + I_{B4}}$$

para substituir valores en esta ecuación se consideró una corriente de trabajo para el diodo Zener D_3 de 1 m a. la cual hace que D_3 disipe una potencia de 4 mw más que suficiente para las necesidades del circuito, por-lo que:

$$R_9 = \frac{20 - 3.9}{1x10^{-3} + \frac{6x10^{-3}}{1000}} = 16.1\ K\Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_9 = 18\ K\Omega$$

Prosiguiendo con el circuito de amplificación, se escogió el transistor Q_3 (MX-728I), entre una gran variedad, ya que cualquier transistor de señal pequeña y con una β grande cumple los requisitos, el diodo D_2 fue escogido por conveniencia el BZY88-C8V2; para la resistencia R_7 tenemos -- que:

$$R_7 = \frac{V_S - V_{D2}}{I_{R7}}$$

para la substitución de los valores en la fórmula anterior se consideró -- que:

$$I_{E3} << I_{R7}$$

para que el transistor Q_3 , funcione como amplificador de C.D., por lo cual I_{R7} se escogió diez veces mayor que I_{E3} , la cual se supuso que era la mitad de I_{C4} , es decir que:

$$I_{E3} = \frac{1}{2} I_{C4}$$

por lo tanto:

$$I_{R7} = 10\ I_{E3}$$

de donde:

$$I_{R7} = 30 \text{ ma}$$

por lo que:

$$R_7 = \frac{12 - 8.2}{30 \times 10^{-3}} = 127\ \Omega$$

valor comercial escogido fué:

$$R_7 = 150\ \Omega$$

El circuito de comparación es un amplificador diferencial no muy-sofisticado, en el cual los transistores Q_5 y Q_6 son del tipo del de Q_3-- (por las mismas razones); ahora bien para calcular los valores de los elementos del circuito se consideró inicialmente:

$$I_{R5} = I_{R6} = 3 \text{ ma}$$

$$V_{D1} = 6.8 \text{ v}$$

siendo este último el voltaje de referencia proporcionado por el diodo Zener D_1 ; la resistencia R_3 proporciona una corriente de 2.5 ma. al diodo - D_1 , por lo tanto:

$$R_3 = \frac{V_S - V_{D1}}{I_{R3}}$$

de donde:

$$R_3 = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Para calcular el valor de R_4 tenemos que:

$$V_{E5} = V_{E6} = V_{D1} - V_{BE5}$$

$$I_{R4} = I_{R5} + I_{R6}$$

por lo tanto:

$$R_4 = \frac{V_{E5}}{I_{R4}} = 1 \text{ K}\Omega$$

Para R_5 , tenemos que:

$$R_5 = \frac{V_S - (V_{D2} + V_{BE3})}{I_{R5}}$$

por lo que:

$$R_5 = \frac{12 - (8.2 + 0.7)}{3 \times 10^{-3}} = 1100\ \Omega$$

pero debido a resultados obtenidos en pruebas se utilizó el valor comer-- cial de:

$$R_5 = 820\ \Omega$$

Para el cálculo de R_6 , es necesario considerar el amplificador -- diferencial en estado equilibrado, es decir, que la diferencia de voltaje- en los colectores de los transistores Q_5 y Q_6 sea nula; esta última condición junto con la inicial de corrientes iguales nos hace que:

$$R_5 = R_6 = 1100\ \Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_6 = 1\ K\ \Omega$$

Por último para el circuito detector de la salida se diseñó de -- manera que se pudiese variar el voltaje de salida (V_s) entre un rango de - 8 a 18 v.; mediante un potenciómetro R_p para lo cual se consideró el volta je de base del transistor Q_6 constante, ya que:

$$V_{B6} = V_{D1} + V_{BE6} - V_{BE5}$$

por ser los transistores Q_5 y Q_6 iguales en sus parametros:

$$V_{B6} = V_{D1} = 6.8\ v$$

Considerando al potenciómetro en su posición B, obtendremos un vol taje de salida máximo, y por lo tanto una corriente máxima (I_M) la cual se

escogió de 8 ma. de tal manera que sea mucho menor que I_{E1} , que es la corriente de salida por lo tanto tenemos que:

$$R_2 = \frac{V_{B6}}{I_M} = \frac{6.8}{8 \times 10^{-3}} = 875$$

valor comercial escogido:

$$R_2 = 820\ \Omega$$

para R_1 y R_p tenemos que:

$$R_1 + R_p = \frac{V_{S\ (max)} - V_{B6}}{I_M}$$

$$R_1 + R_p = \frac{18 - 6.8}{8 \times 10^{-3}} = 1.4\ K\Omega$$

si escogemos un potenciómetro de 1 K Ω , tenemos que:

$$R_1 = 1.4\ K - 1\ K = 0.4\ K$$

valor comercial escogido:

$$R_1 = 390\ \Omega$$

debido a que los valores de R_1 y R_2 y R_p no son los calculados, sino los valores comerciales, la fuente varia su rango de salida entre 10 y 16 v.- que difiere del rango para el cual fue calculada (8 y 18 v.).

En el dibujo se observa un capacitor conectado entre el colector y la base de Q_3 , este capacitor (C_1) fue agregado para estabilidad del circuito en alta frecuencia.

Como se observará, el circuito NO TIENE PROTECCION PARA CORTO CIRCUITO, por lo cual se deberá tener cuidado antes de conectar la fuente - al sistema.

2.- FUENTE REGULADA (-12 v.). El diagrama electrónico de esta -- fuente se muestra en el dibujo DE-F2, en el cual podemos ver que el circuito consta de las siguientes partes:

a) Un circuito detector de la salida compuesto por las resistencias R_4 y R_6 y el potenciómetro R_5.

b) El circuito de referencia constituido por el diodo Zener Z_2 y- la resistencia R_7 .

c) El circuito de comparación y de amplificación del error constituído por el transistor Q_4 .

d) El circuito de control, compuesto por lo transistores Q_1 y Q_2, y la resistencia R_3 .

e) El circuito preregulador, formado por el transistor Q_3, el diodo Zener Z_1 y las resistencias R_1 y R_2.

Procedamos al cálculo de los valores de los elementos, a partir - de los siguientes datos:

V_i variando entre -30 y -20 v.

$V_S = -12$ v

$I_S = -3$ a

Los signos negativos en los voltajes, únicamente nos indican que- el punto de referencia (tierra) posee un potencial mayor que la salida y- la entrada; en cuanto a la corriente nos indica que el sentido convencional de ésta, es hacia la fuente. Para los cálculos prescindiremos de los signos; empecemos por el transistor Q_1 , en donde:

$$V_{CE(min)} = -20 - (-12) = -8 \text{ v}$$

$$V_{CE(max)} = -30 - (-12) = -18 \text{ v}$$

$$P_{1(max)} = (-18) \cdot (-3) = 54 \text{ w}$$

por lo tanto el transistor escogido fue el 2N1542 que soporta una potencia de 90 w y una $I_E = 3$ a .

La corriente de base es:

$$I_{B1} = \frac{I_S}{\beta_1} = \frac{3}{100} = 30 \text{ ma.}$$

en donde el fabricante determina $\beta_1 = 100$; del circuito se deduce que:

$$I_{B1} = I_{E2} = 30 \text{ ma.}$$

para determinar el transistor Q_2 tenemos que:

$$V_{CE2(max)} = 18 - 0.5 = 17.5 \text{ v.}$$

de donde:

$$P_2 = 17.5 \times 0.03 = 0.525 \text{ w}$$

por lo que se escogió el transistor MX7321 que soporta una potencia de -- 500 mw (como la fuente negativa no trabaja a su máxima capacidad este transistor tampoco llegará a su máxima potencia de disipación).

En forma similar al transistor Q_1 , tenemos que:

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1}$$

lo que resulta:

$$I_{B2} = 0.3 \text{ ma}$$

ya que la β_2 especificada por el fabricante es de 100.

Ahora bien del circuito se deduce que:

$$I_{C3} = I_{B2} + I_{C4}$$

en la cual vemos que:

$$I_{C3} \geq I_{B2}$$

por lo que I_{C3} se escogió en este caso 3 veces mayor, para obtener un control más efectivo, por lo tanto:

$$I_{C3} = 0.9 \text{ ma.}$$

Esta es obtenida en forma similar a la fuente positiva, es decir de una fuente de corriente constante.

La resistencia R_2 deberá cumplir la ecuación:

$$R_2 = \frac{V_{Z1} - V_{BE3}}{I_{C3}}$$

por lo que:

$$R_2 = 3.75 \text{ K}\Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_2 = 3.9 \text{ K}\Omega$$

Para R_1 tenemos que:

$$R_1 = \frac{V_{i(min)} - V_{Z1}}{I_{Z1} + I_{B3}}$$

La corriente del diodo es escogida igual a 1 m a. con lo que la - potencia disipada por el diodo es de 3.9 mw, más que suficiente para las- necesidades del circuito; despreciando la corriente de base, tenemos que:

$$R_1 = \frac{20 - 3.9}{1 \times 10^{-3}} = 16.1$$

valor comercial escogido:

$$R_1 = 18\ K\ \Omega$$

Para el transistor Q_4 que cumple las funciones de amplificación y comparación se escogió el BC-307, por su paramétro $\beta = 500$, lo cual hace innecesario la utilización de un amplificador diferencial; para el diodo de referencia Z_2 fue escogido BZX29-C6V8 que proporciona una diferencia de - potencial constante de 6.8 v. Para la resistencia R_7 tenemos que:

$$R_7 = \frac{V_S - V_{Z2}}{I_{R7}}$$

para la cual se consideró que:

$$I_{E4} \ll I_{R7}$$

con lo cual el transistor Q_4 funciona como un amplificador de corriente - directa, por lo cual:

$$I_{R7} = 10\ I_{E4} = 10\ ma$$

por tanto:

$$R_7 = \frac{12 - 6.8}{10 \times 10^{-3}} = 520\ \Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_7 = 560\ \Omega$$

Para el circuito detector de la salida, se procedió en forma similar a la fuente positiva; por lo tanto:

$$R_6 = \frac{V_{Z2} + V_{BE4}}{I_{R6}}$$

para la cual se considera la I_{P6} de 3.5 ma, con la cual no afectamos la-- corriente de salida, por lo tanto:

$$R_6 = \frac{6.8 + 0.5}{3.5 \times 10^{-3}} = 210\ \Omega$$

valor comercial escogido:

$$R_6 = 220\ \Omega$$

para la resistencia R_4 y el potenciómetro R_5, tenemos que:

$$R_4 + R_5 = \frac{V_{S\ max} - V_{Z2}}{I_{R6}}$$

donde el voltaje máximo de salida se consideró de 28 v. por lo cual:

$$R_4 + R_5 = \frac{28 - 6.8}{3.5\ ma} = 600\ \Omega$$

si se escoge un potenciómetro de 500 Ω tendremos que;

$$R_4 = 100\ \Omega$$

Debido a los valores comerciales escogidos, la fuente es regulable entre 7.5 y 26 v. Por último la resistencia R_3 se puso en forma experimental para estabilización de la fuente.

3.- FUENTE + 4.5 v. Como se aprecia en el dibujo 7-5 esta fuente es un rectificador de onda completa el cual alimenta exclusivamente a los tubos indicadores digitales (NUMITRONES), como se ve en el dibujo DE-M2.

4.- FUENTE + 28 v. Similar a la anterior, utiliza el otro devanado secundario del transformador TA; esta fuente es utilizada para alimentar los focos indicadores de los PSL del selector local, así mismo esta fuente tiene una terminal en la caja general local para conectar a ésta un probador e indicador del estado de los elementos lógicos del aparato.

7.15.- T R A N S F O R M A D O R E S.

En el aparato se utilizan los siguientes transformadores de fabricación exprofeso:

1.- Transformador de Señalización (TI).

2.- Transformador auxiliar (TA).

3.- Transformador de potencia (TP1, TP2).

4.- Transformador de los relojes.

cuyas conexiones son ilustradas en el dibujo 7-5 a excepción del utilizado en los relojes, que se muestra en el dibujo DE-7.

1.- TRANSFORMADOR DE SEÑALIZACION (TI).- Este transformador es utilizado como detector de la corriente de trabajo del horno, por lo cual se conecta el primario en serie antes del rectificador, como se muestra en el dibujo DL-2. Su relación de transformación es de 5/400 y con una poten

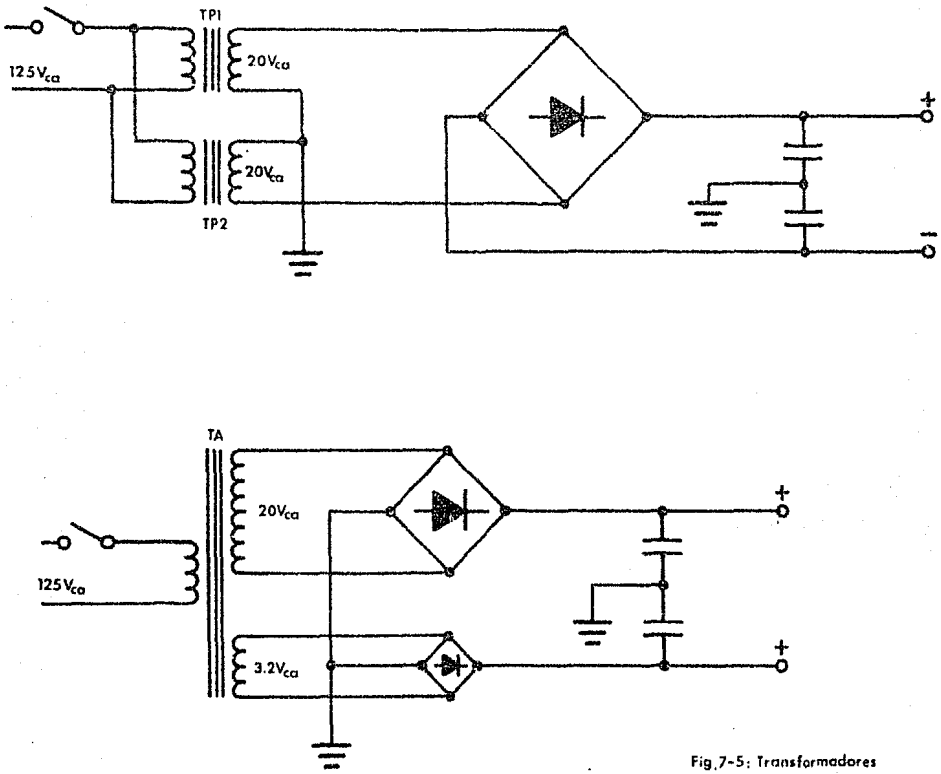


Fig.7-5: Transformadores

cia de 6 VA, esta situado en la caja auxiliar que contiene al Rele y el -- puente rectificador de la corriente de trabajo del horno.

2.- TRANSFORMADOR AUXILIAR (TA). Como ya se mencionó este transformador consta de 2 secundarios independientes electricamente, las relaciones de transformación son de 125/20 y 125/3.2 y una potencia de 20 VA. Seencuentra en el interior de la caja general local.

3.- TRANSFORMADORES DE POTENCIA (TP1, TP2).- Estos transformadores son iguales con una relación de transformación de 125/20 y una potencia de 50 VA, utilizados para alimentar las fuentes reguladas, y estan localizadas en la caja auxiliar de las dichas fuentes.

4.- TRANSFORMADOR DE RELOJES.- De este tipo, el aparato cuenta -- con dos, uno en el lado local y otro en el lado remoto, estan localizados en el interior de las cajas generales. Poseen una relación de transformación de 125/12 y con una potencia pequeña ya que son utilizados para obtener la señal referencia dada por la frecuencia de la línea.

7.16.- MATRICES DECODIFICADORAS.

En el aparato se han utilizado las siguientes matrices.

1.- MATRIZ DECODIFICADORA BINARIO A DECIMAL.- Como su nombre lo indica ha sido utilizada para traducir un número decimal codificado en binario a decimal, este número DCB esta almacenado en los FF de la memoria --- (MX, MY) como se indicó en el inciso 4-9. El circuito electrónico así como el diagrama lógico de esta matriz se muestran en el dibujo DM-1, es denotar que la decodificación es idéntica para las unidades como para las decenas por lo que el dibujo solo muestra la mitad de la matriz total. Esta matriz se realizó en 2 placas de circuito impreso(unidades y decenas) quese localizan en el interior de la caja local.

2.- MATRIZ DECODIFICADORA DECIMAL A GRADOS CENTIGRADOS.- A la salida de la matriz anterior se obtiene un número decimal, de dos digitos, proporcional a la temperatura del horno; lo que se busca con esta matriz es -

convertirlo a otro número decimal que exprese la temperatura del horno en grados centigrados.

Debido a la necesidad de concluir el presente trabajo, el aparato no cuenta con la matriz descrita anteriormente; sin embargo el funcionamiento interno del aparato no es afectado en forma alguna.

En caso de construirse esta matriz deberá realizarse de acuerdo con la tabla 4-2 del inciso 4-10.

3.- MATRIZ DECODIFICADORA DECIMAL A NUMITRONES.- Debido a la forma que se escogió para señalizar el valor de la telemetría, es decir tubos al vacío que forman los números decimales mediante el encendido de 7-segmentos (NUMITRONES), se hizo necesario la traducción del dígito decimal al encendido de los segmentos que lo forman. En realidad, y debido a la simplificación de los circuitos eléctronicos, los digitos decimales son formados por el apagado de los segmentos no necesarios en la formación de estos.

El circuito electrónico y el diagrama lógico son mostrados en el dibujo DM-2, esta matriz fué realizada en un circuito impreso localizado en el interior de la caja general local.

BIBLIOGRAFIA

Bartholomew, Davis
Electrical Measurements and Instrumentation,
Allyn and Bacon Inc., 1963.

Biddlecomb, R.W.
Latest Multivibrator Improvement Linear Voltaje to -- Frecuency Converter. Electronics, Vol. 36, Nº 17 Apr. 26, 1963.

Cutler, P.
Semiconductor Circuit Analysis,
McGraw-Hill, 1964.

Delhom, Louis; Texas Instruments
Design and Application of Transistor Switching Circuits,
McGraw-Hill, 1968.

Gibbons, J. F.
Semiconductor Electronics,
McGraw-Hill, 1966.

Gruenberg, E.
Handbook of Telemetry and Remote Control, McGraw-Hill, 1967.

Hamsher, D. H.
Communication System Engineering Handbook,
McGraw-Hill, 1967.

Houpis, C. H.,
Lubelfel, J.
Pulse Circuits,
Simon and Schuster, 1970.

Ivey, K. A.
AC Carrier Control Systems,
John Wiley, 1964.

Malmstadt, H. V., Enke, C.G.
Digital Electronics for Scientists,
W. A. Benjamin, Inc., 1969.

Markus, John.
Sourcebook of Electronic Circuits,
McGraw-Hill, 1968.

Millman, J., Taub, H.
Pulse, Digital and Switching Waveforms,
McGraw-Hill, 1965.

Phister, M.
Logical Design of Digital Computers,
John Wiley, 1958.

Shea, R. F.
Amplifier Handbook,
McGraw-Hill, 1966.

Texas Instruments, Inc.
Transistor Circuit Design,
McGraw-Hill, 1968.

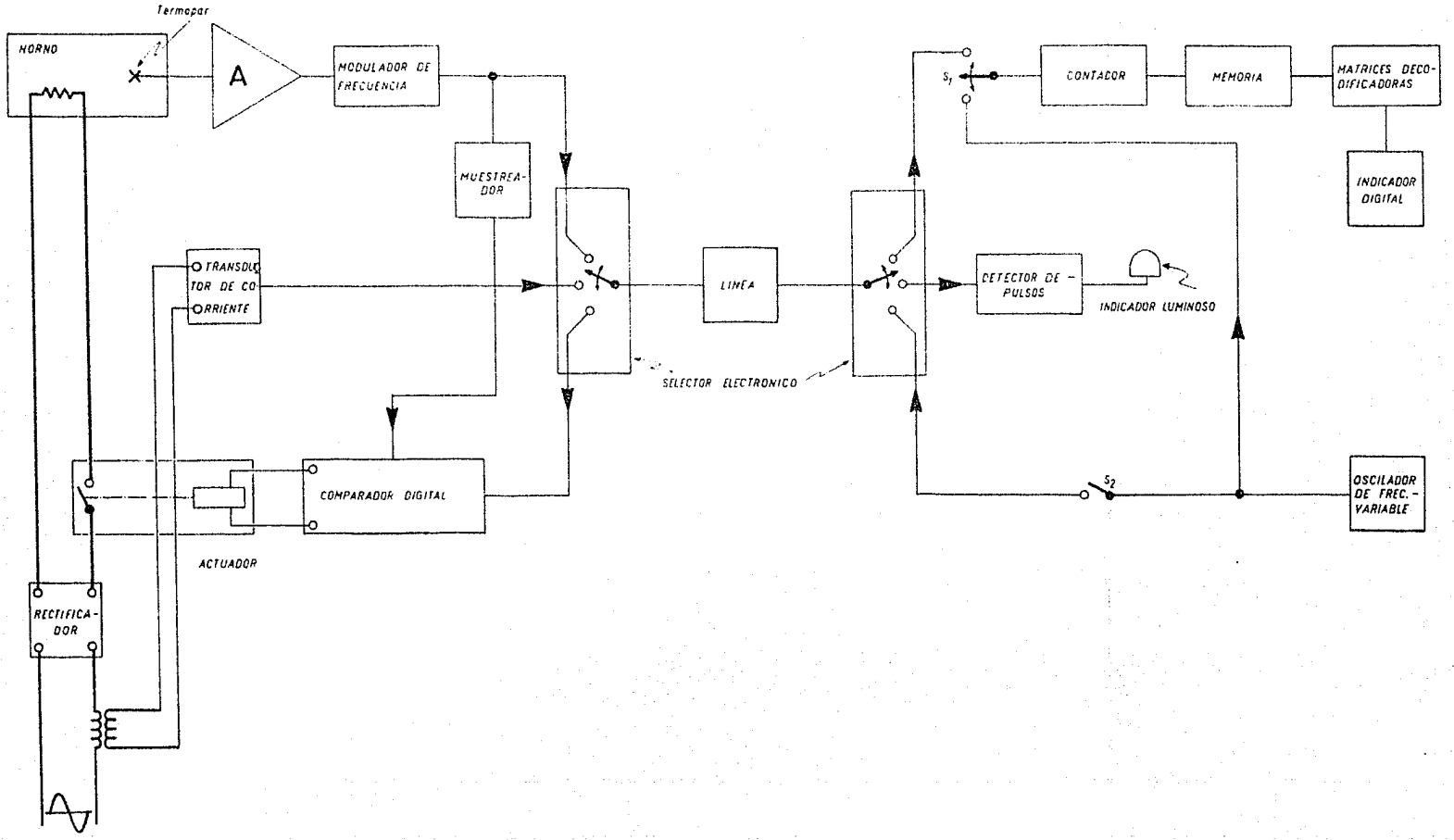


Diagrama Básico Dibujo: DL-1

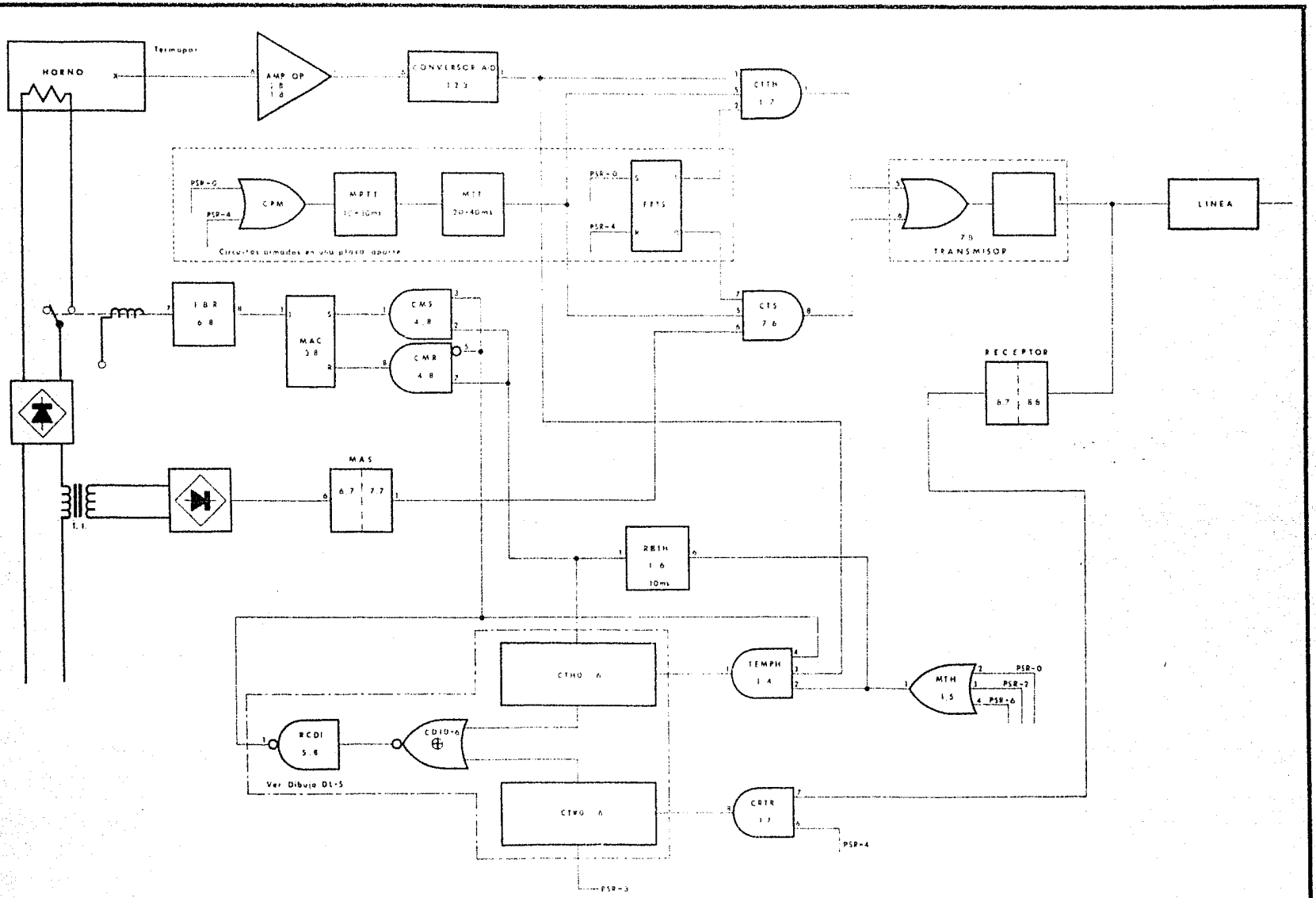


Diagrama General, Lado Remoto Dibujo: DL-2

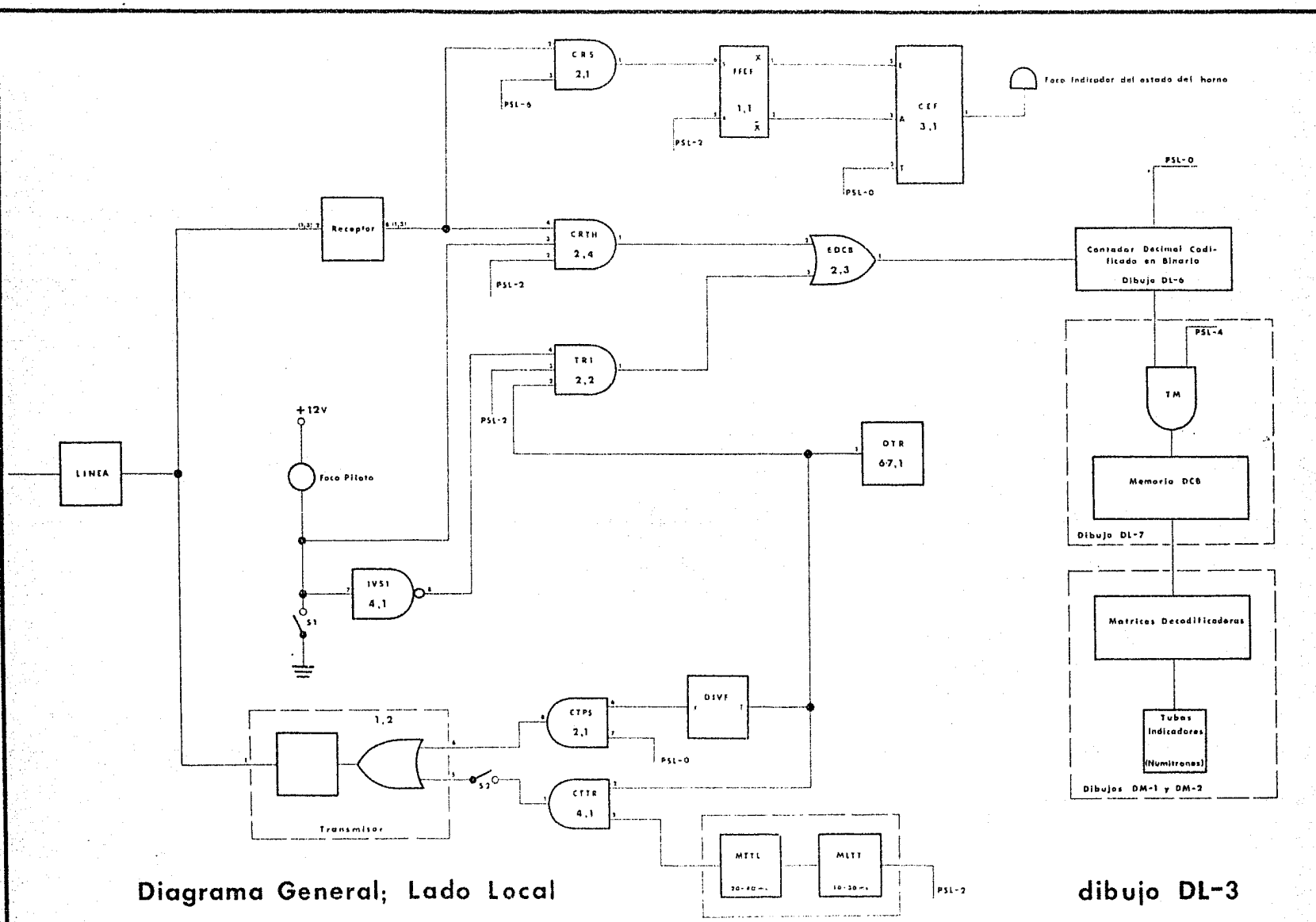
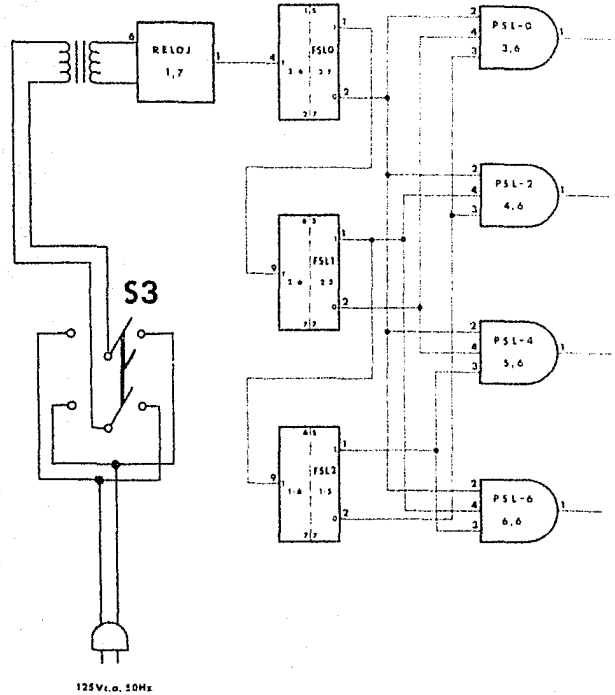
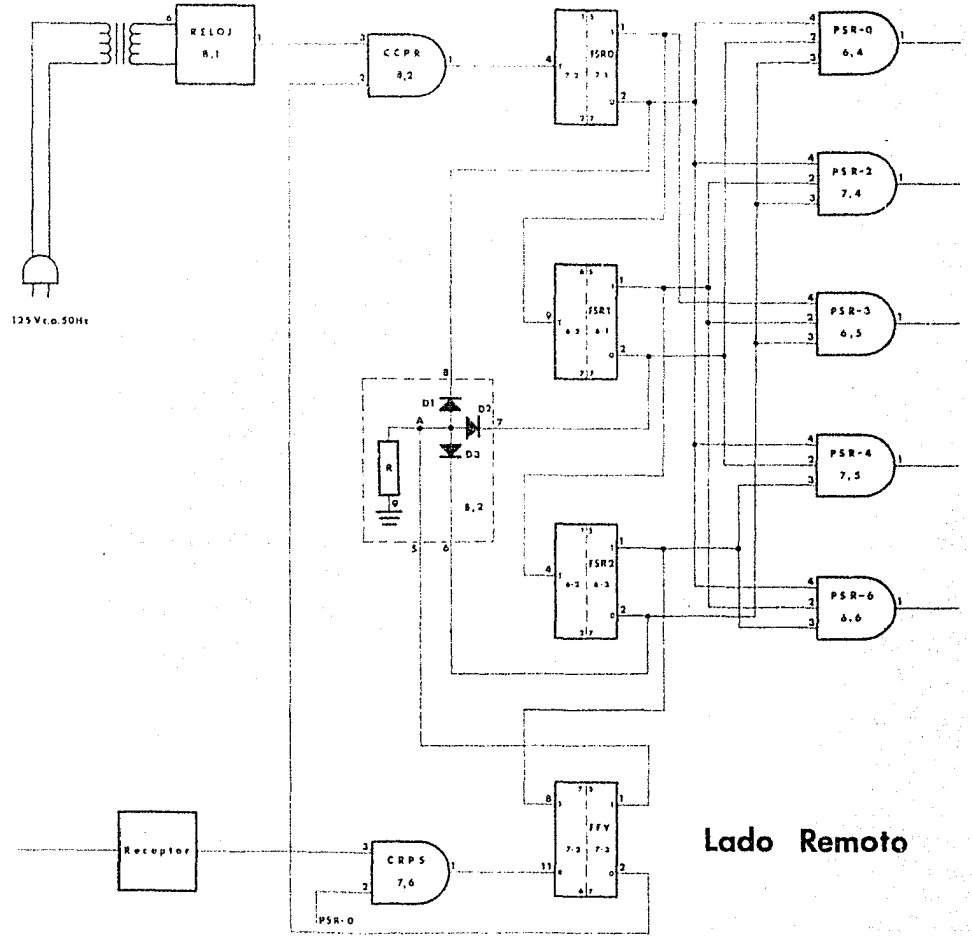


Diagrama General; Lado Local

dibujo DL-3

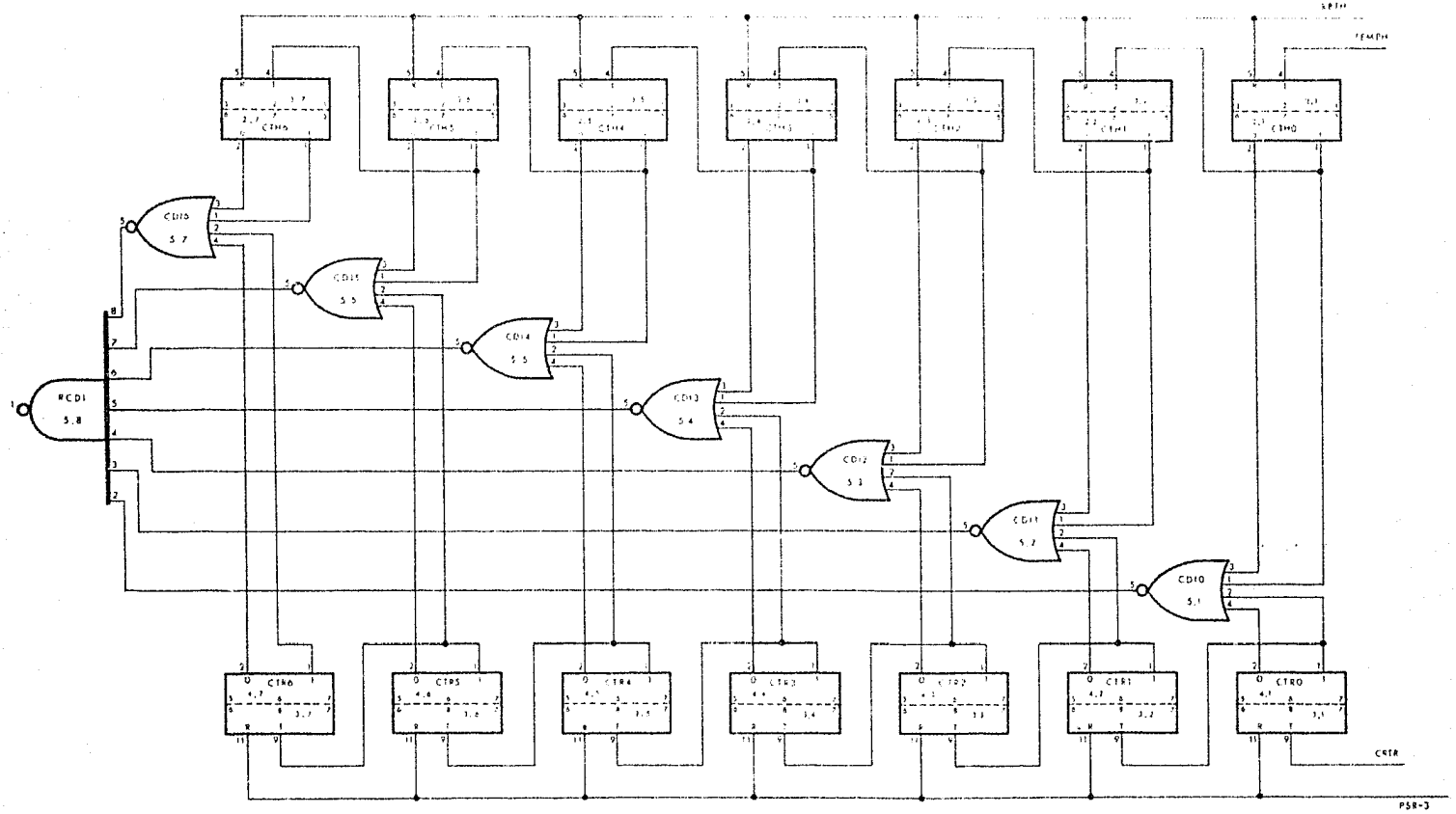


Lado Local

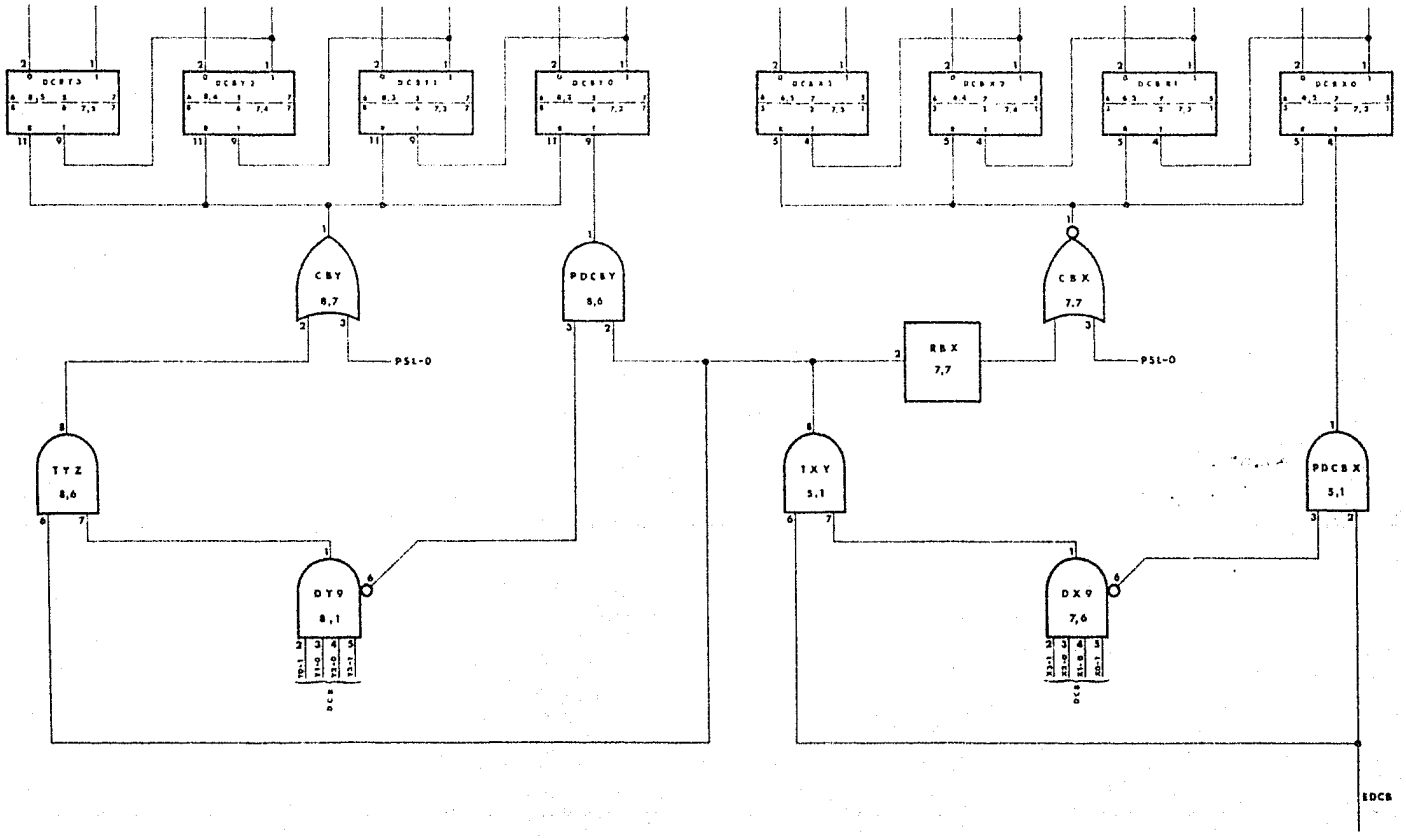


Lado Remoto

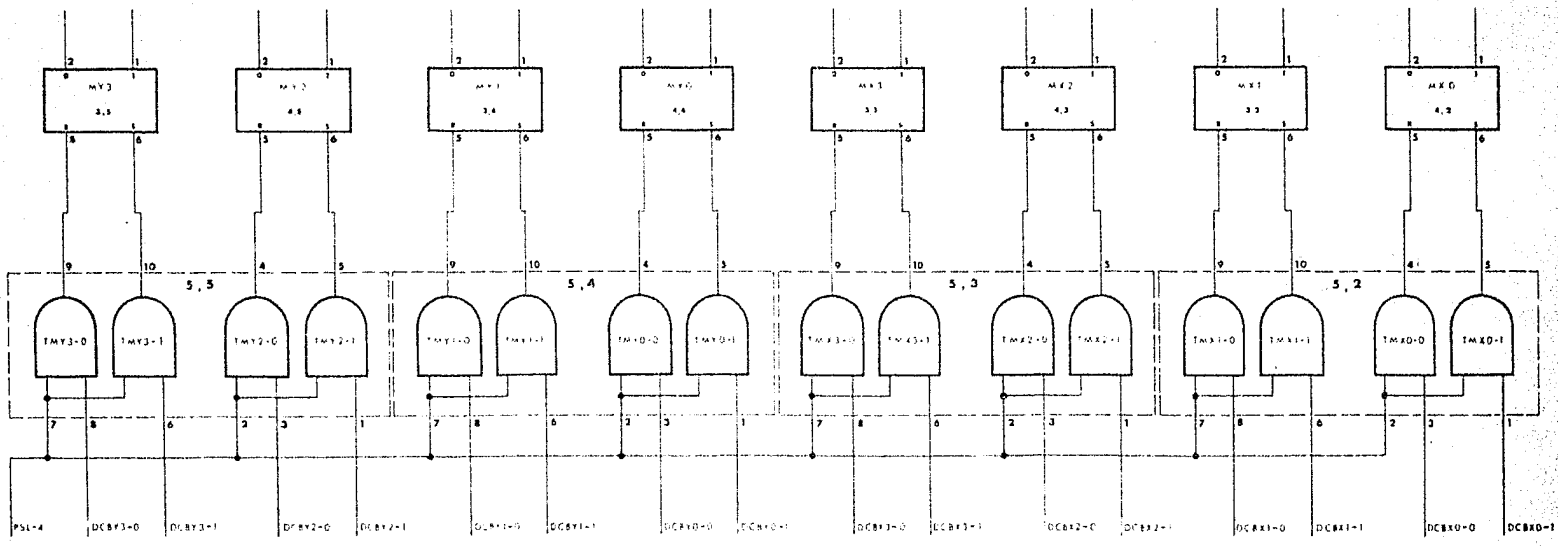
CIRCUITOS DE SELECCION DL-4



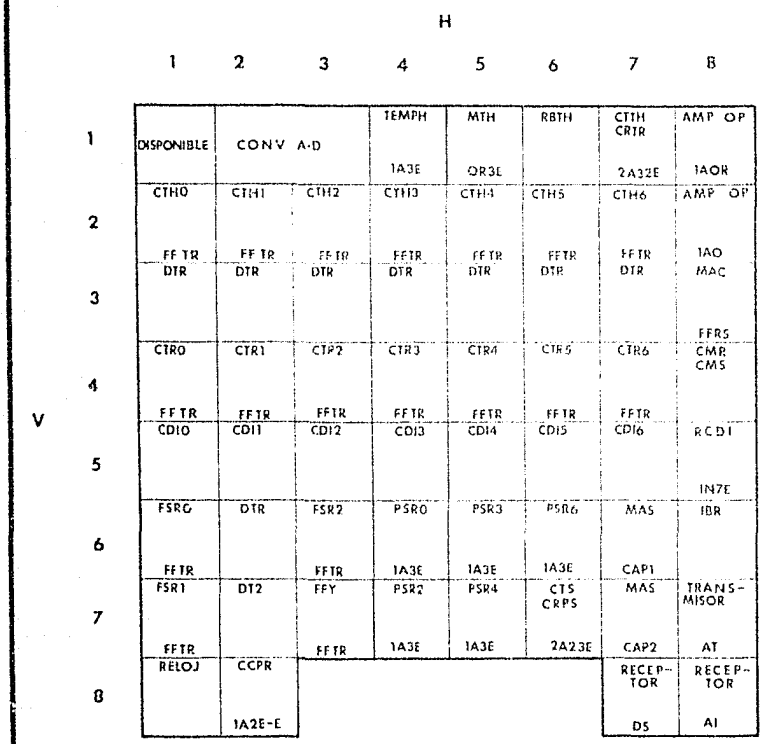
COMPARADOR DIGITAL Dibujo : DL-5



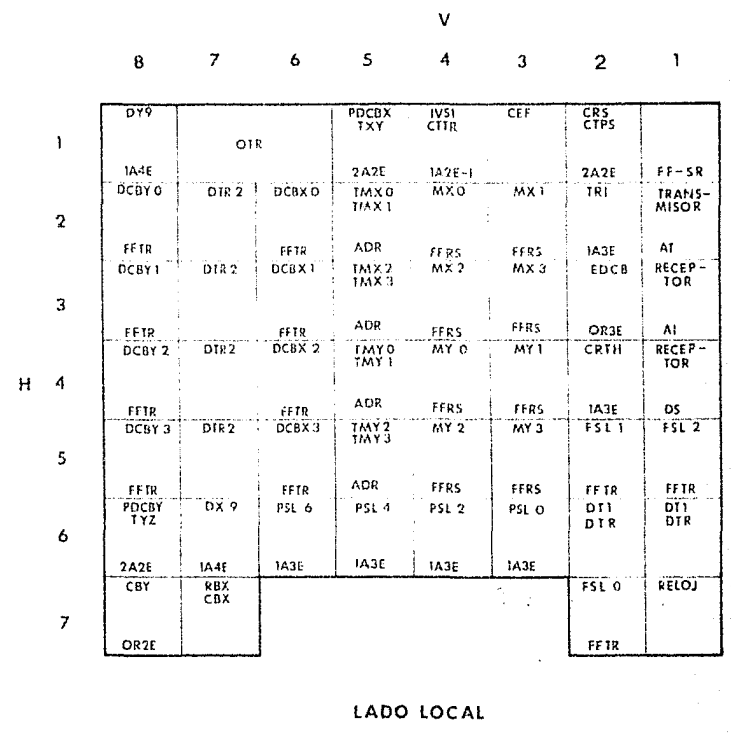
Contador Decimal Codificado Binario Dibujo DL-6



Transferencia y Memoria **Dibujo DL-7**



LADO REMOTO



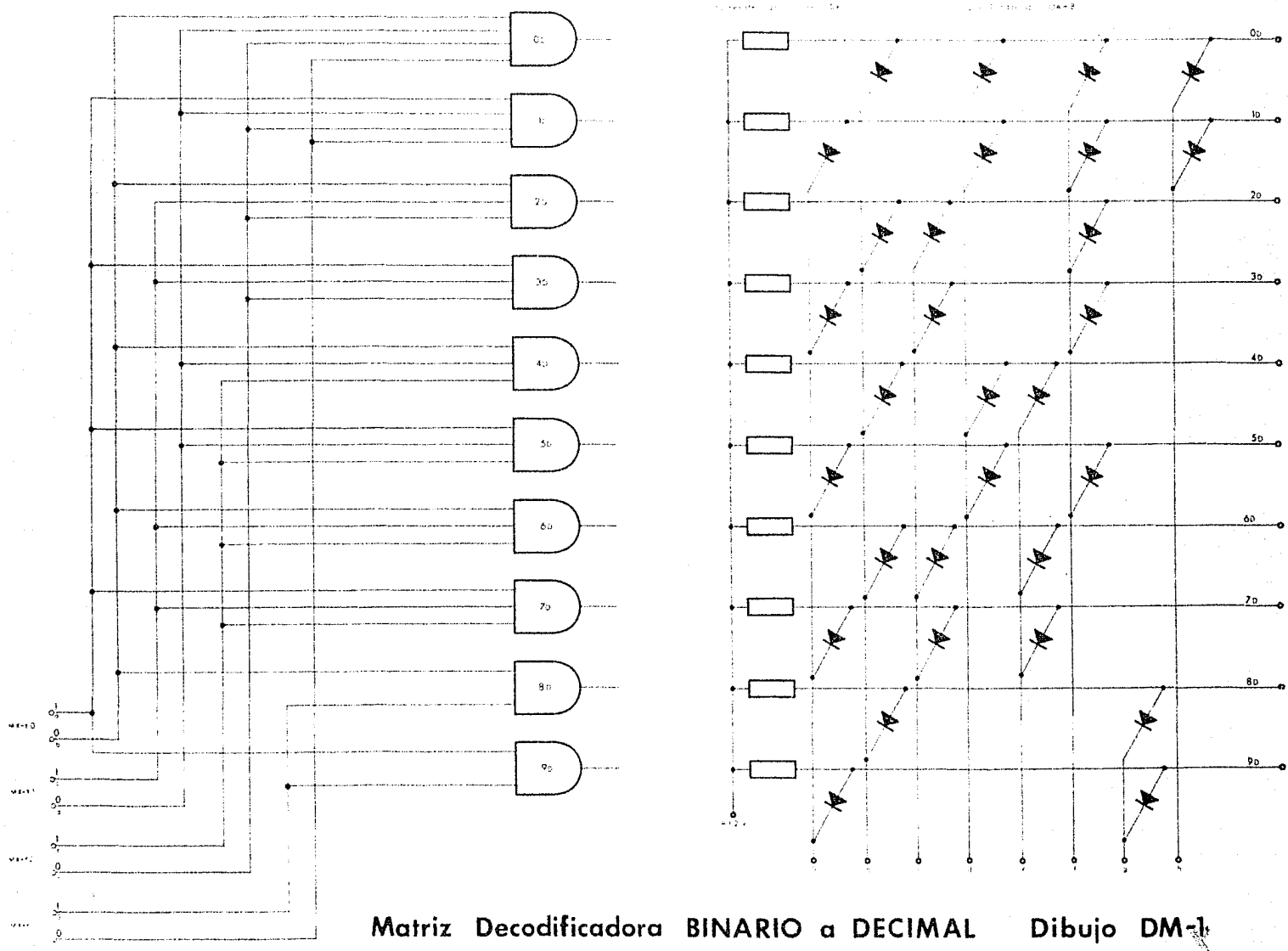
LADO LOCAL

COORDENADAS DE LOCALIZACION
(V,H)

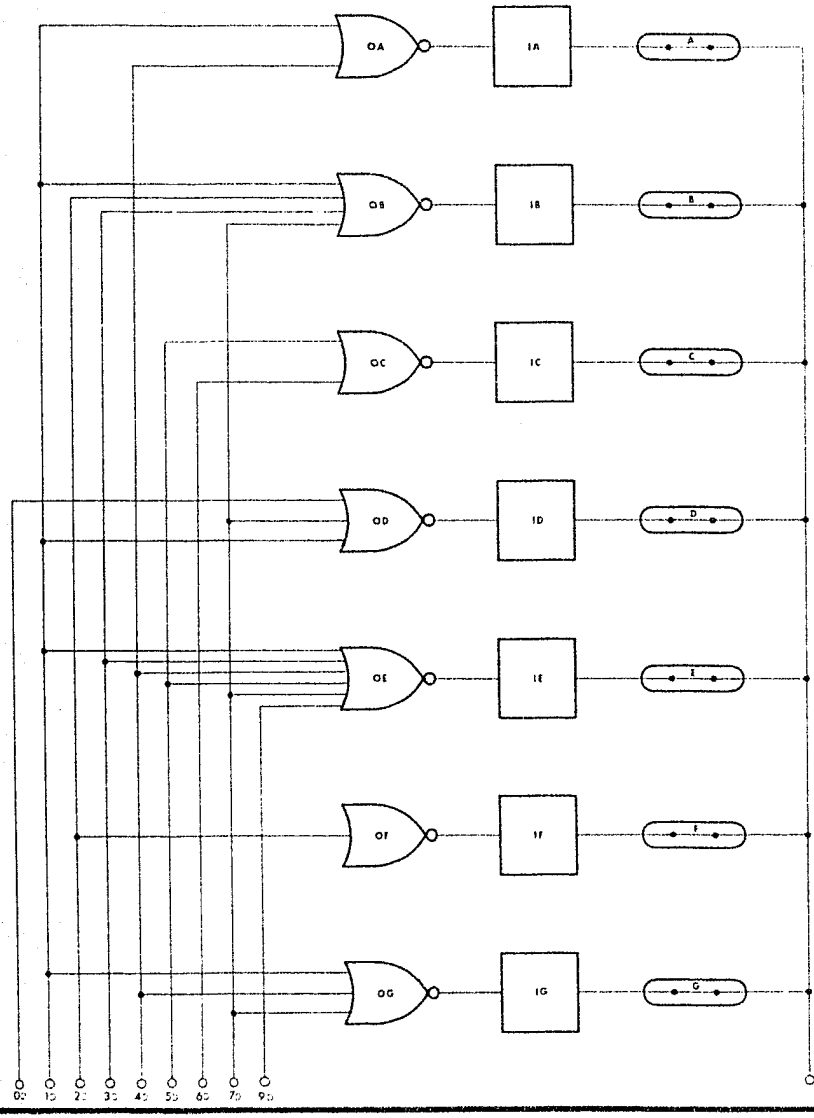
Nombre LOGICO

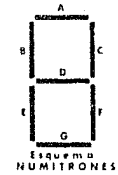
Nombre ELECTRICO

LOCALIZACION DE CAPSULAS Dibujo DL-8

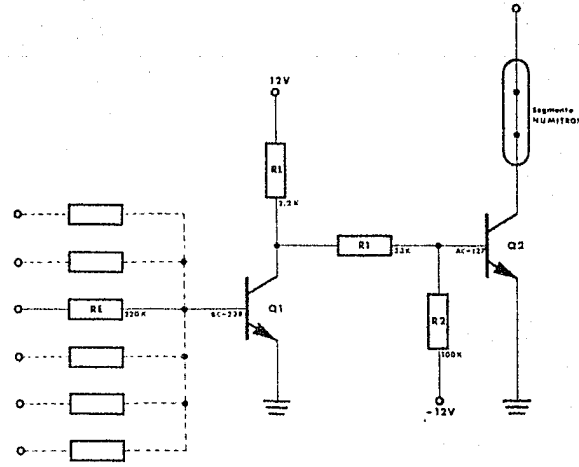


Matriz Decodificadora BINARIO a DECIMAL Dibujo DM-1

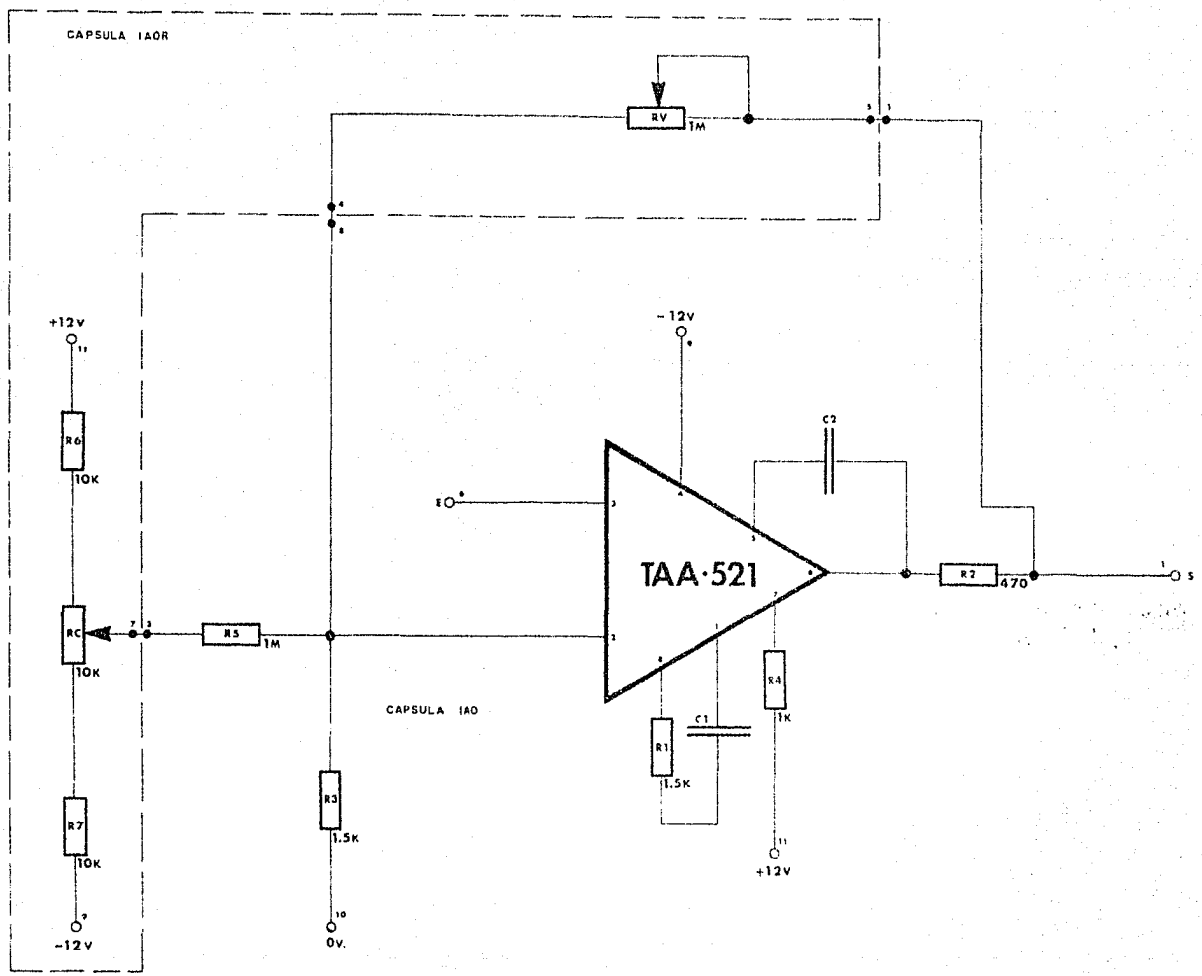




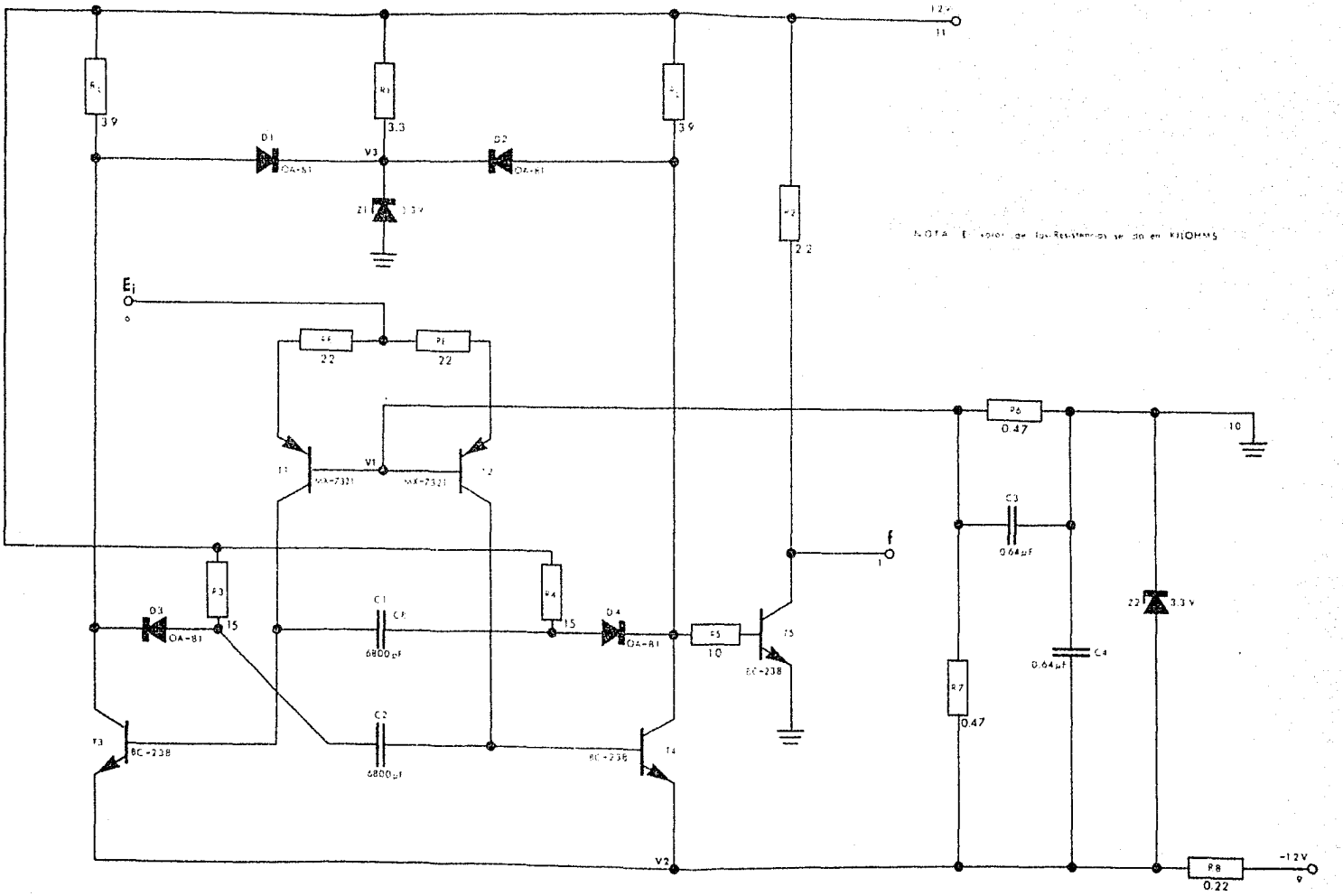
Esquema NUMITRONES



Matriz NUMITRONES Dibujo DM-2

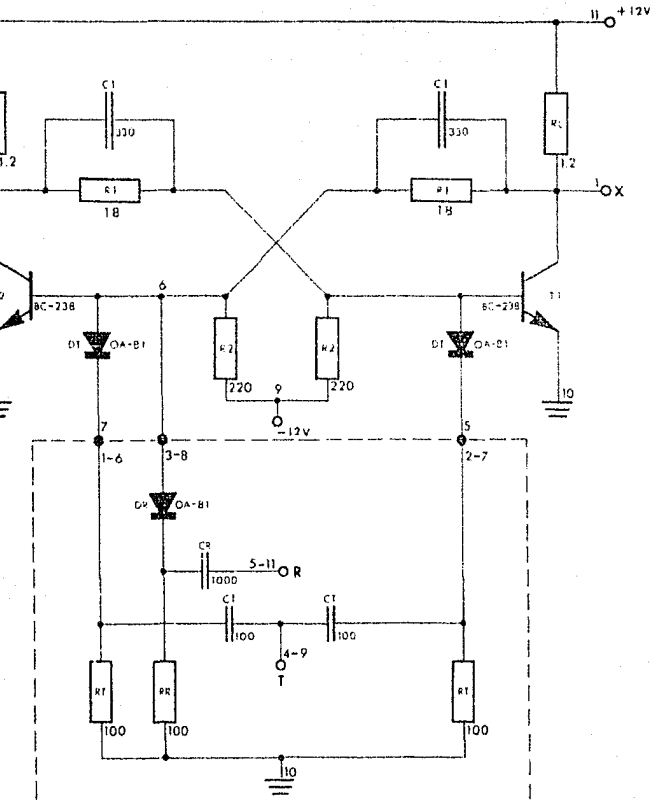


AMPLIFICADOR OPERACIONAL Dibujo DE-1



CONVERSOR A/D Dibujo DE-2

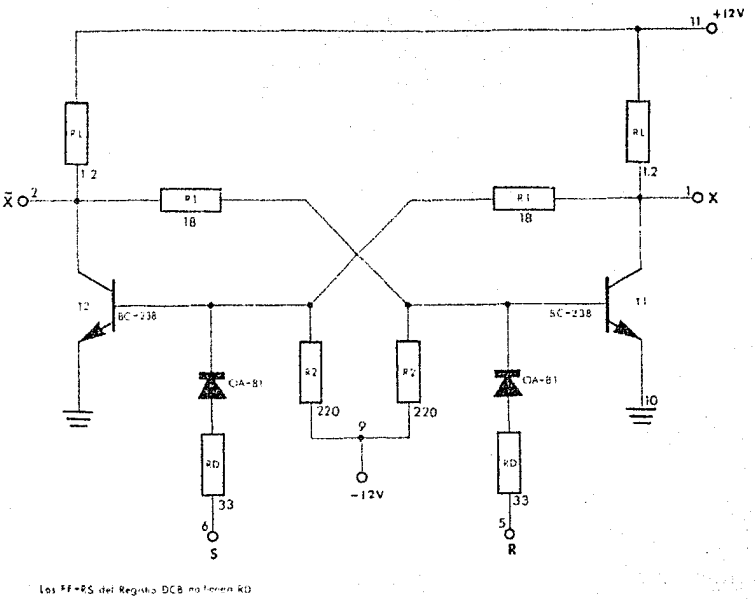
F-TR



DT1, DT2 no tienen borrado R
DTM2 el borrado R es con D+

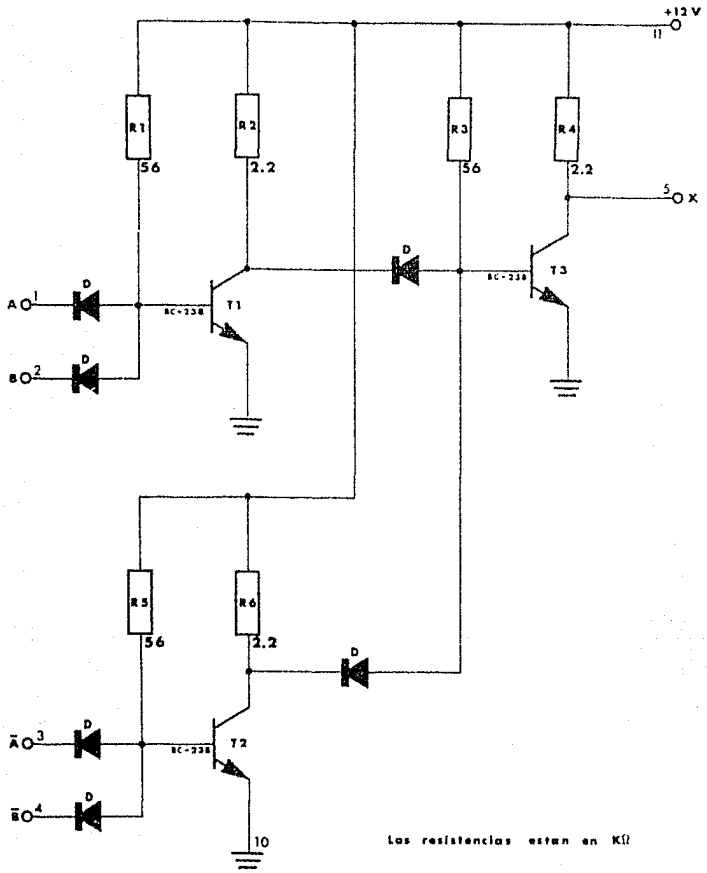
NOTA: Los resistencias están en KΩ y los capacitores en μF

FF-RS



Los FF-RS del Registro DCB no tienen RD

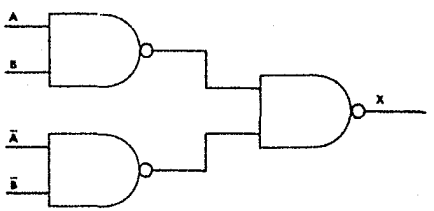
CIRCUITOS BISTABLES Dibujo DE-3



Los resistencias estan en KΩ

Los diodos son OA-81

DIAGRAMA LOGICO



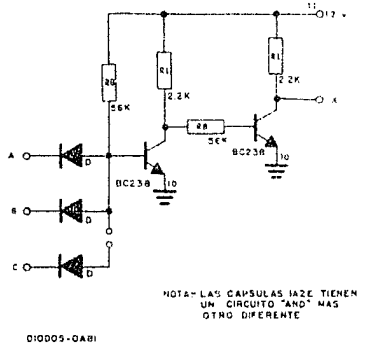
$X = A \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B}$

Comparador de Igualdad

DE-4

2A2E
2A23E
2A32E

circuito
AND



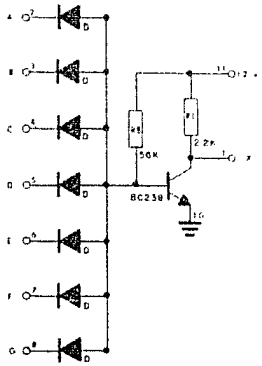
NOTA- LAS CAPSULAS 2A2E TIENEN UN CIRCUITO "AND" MAS OTRO DIFERENTE

D10005-0A81

a

1N7E

circuito
NAND

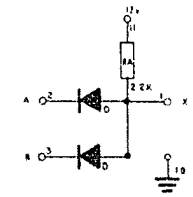


D-0A81

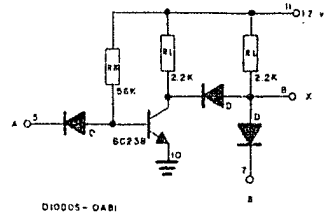
b

c

CMS



CMR



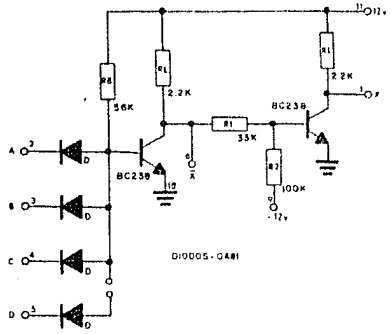
D10005-0A81

d

e

1A3E
1A4E

circuito
AND

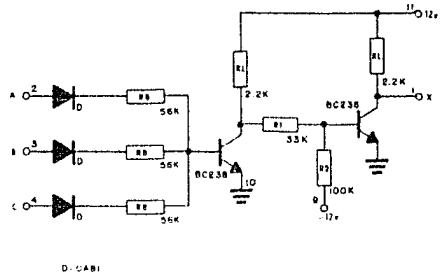


D10005-0A81

f

OR2E
OR3E

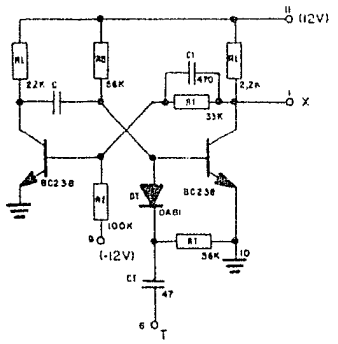
circuito
OR



D-0A81

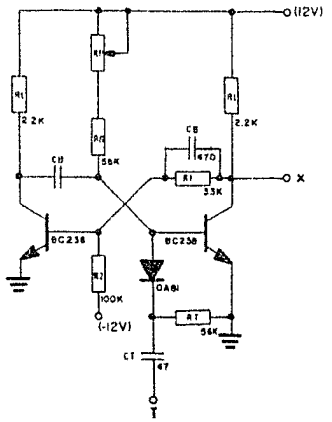
COMPUERTAS Dibujo DE-5

RBTH



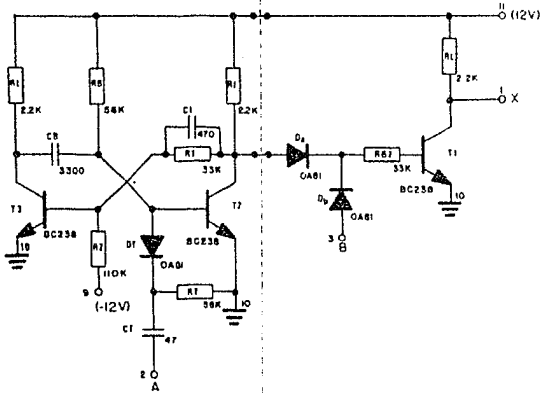
1 LOS CAPACITORES ESTAN EN PICOFARADS

MTT
MTTL
MRTT
MLTT



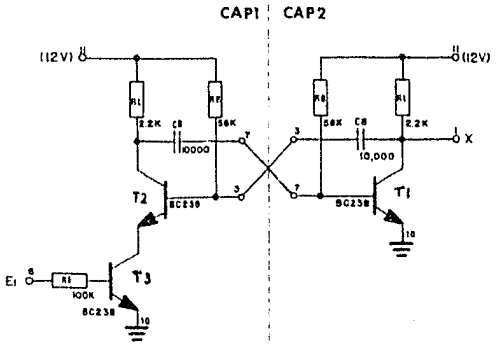
RBX

CBX

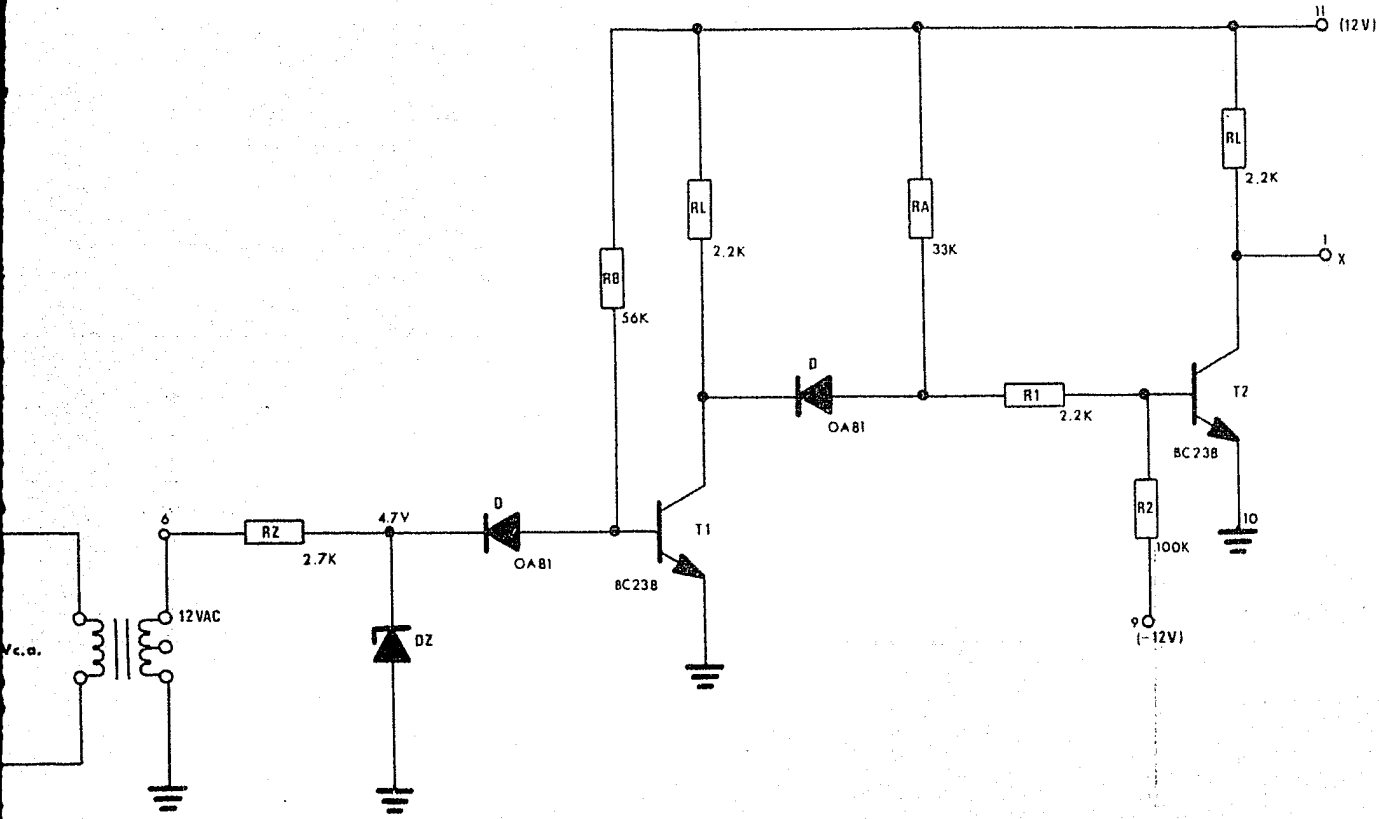


(CAPACITORES EN PICOFARADS

MAS

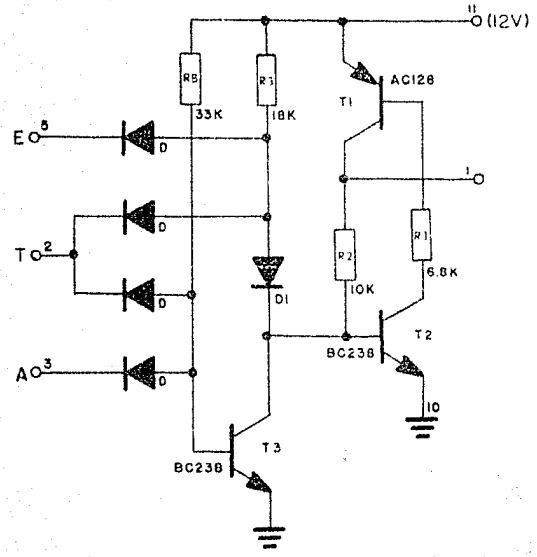


Dibujo DE-6

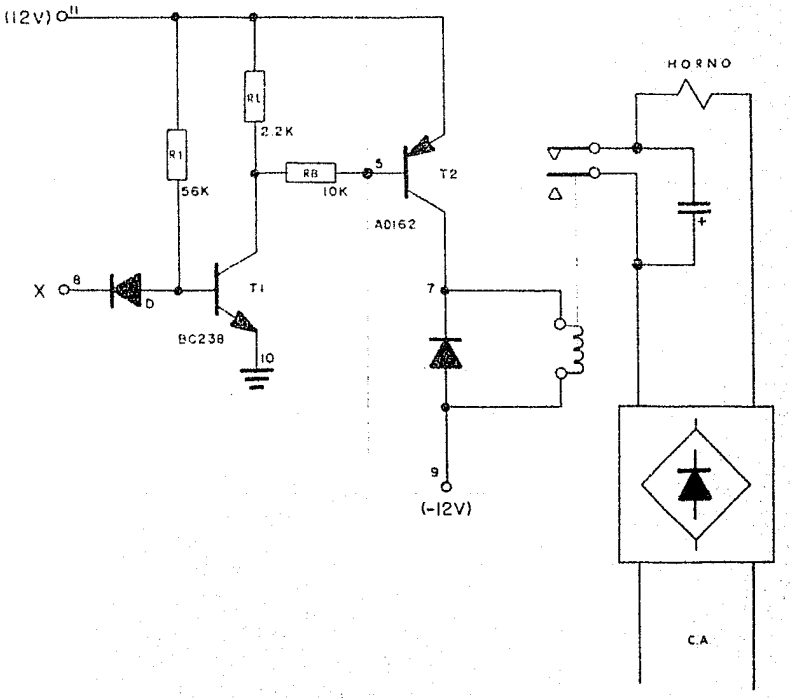


RELOJ DIBUJO Nº DE-7

CEF

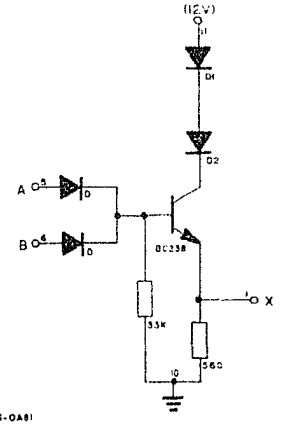


IBR



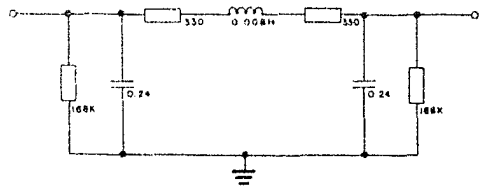
Dibujo DE-8

TRANSMISOR



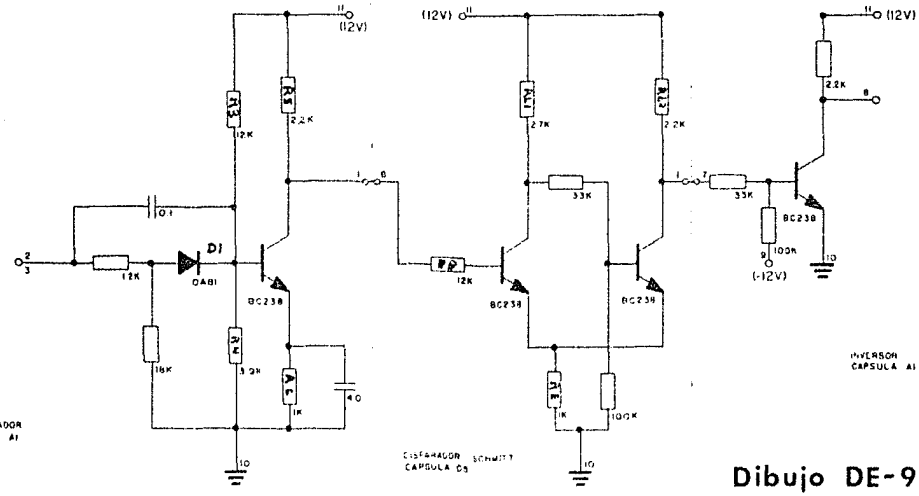
DIODOS-OA81

LINEA TELEFONICA 12Km.

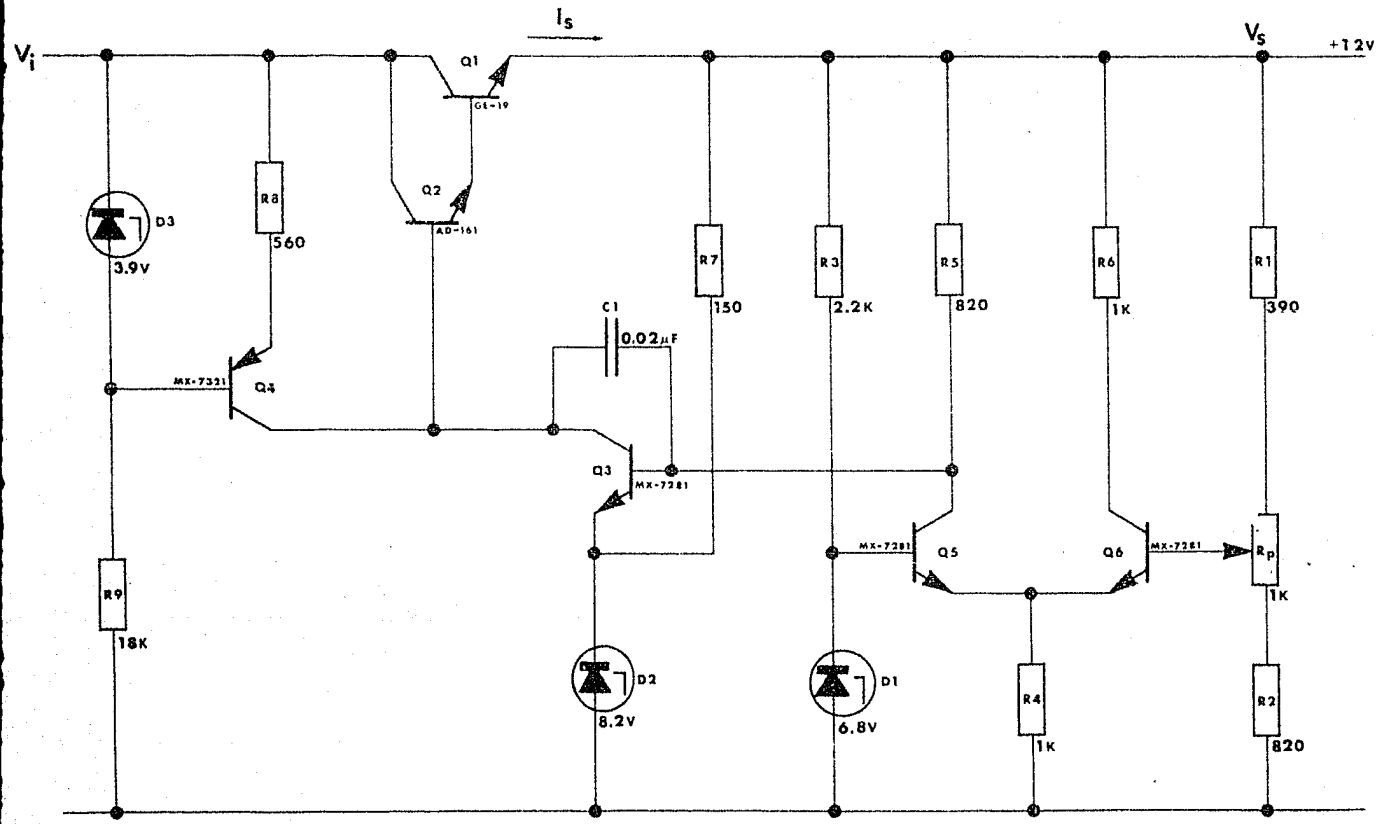


CAPACITORES EN MICROFARADS

RECEPTOR

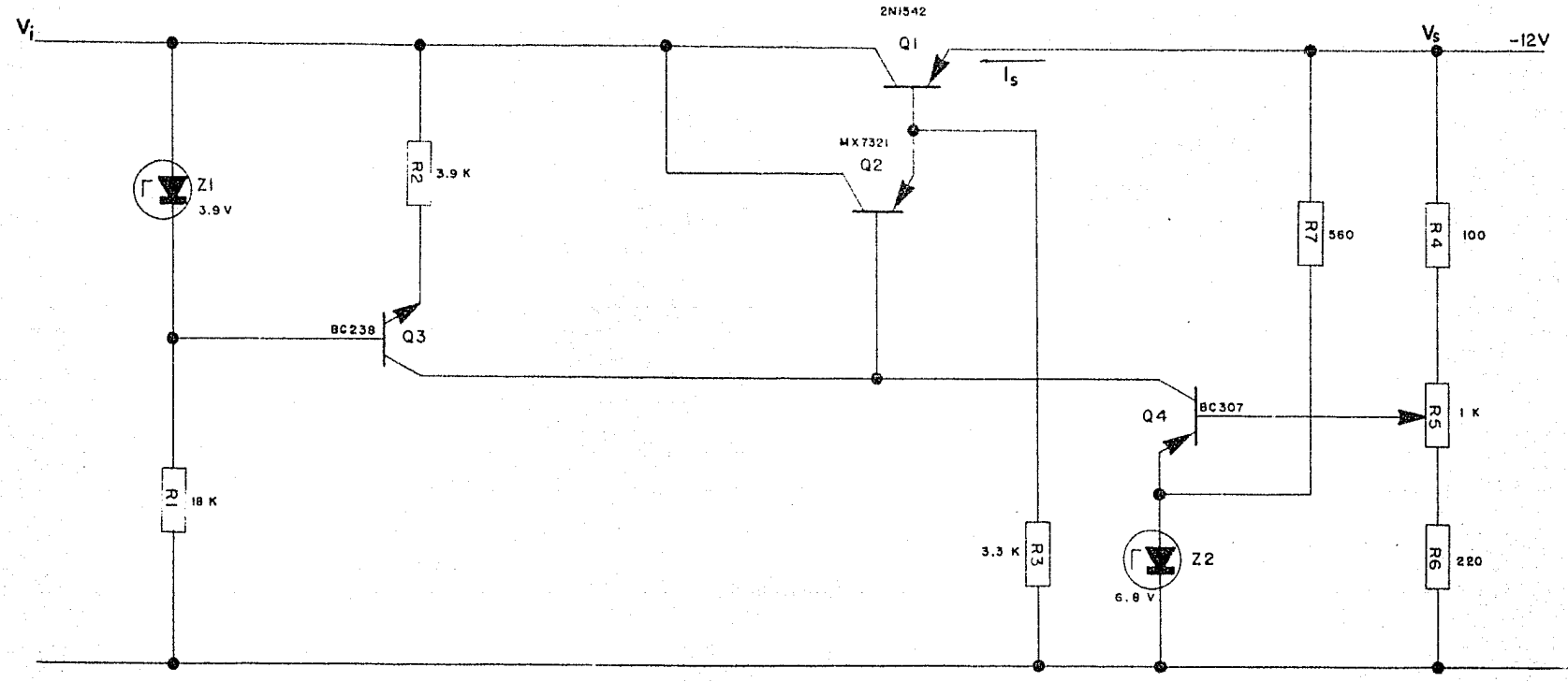


Dibujo DE-9



Las Resistencias estan en OHMS

Regulador de Voltage +12 Volts DE-F



REGULADOR DE VOLTAJE -T

Dibujo DE-F2