

DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

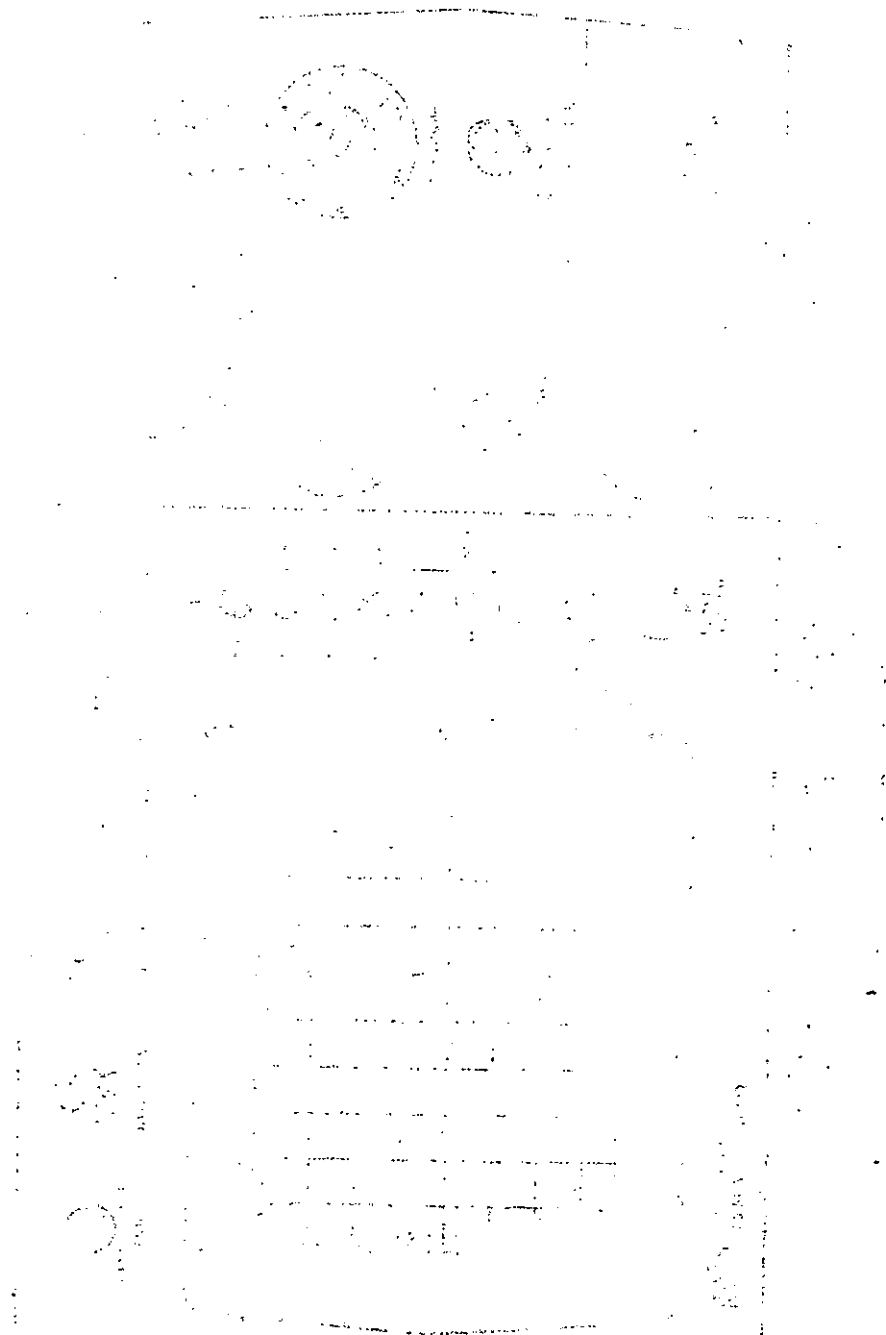
988

INSTRUMENTACION ELECTRONICA.

4.4 INSTRUMENTOS DE ANALISIS (ANEXOS)

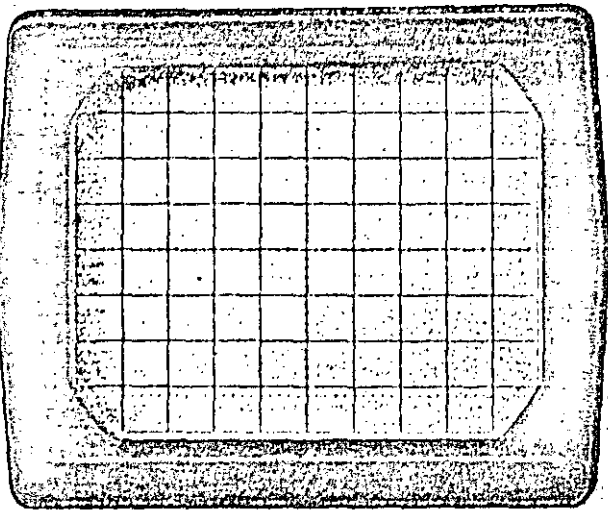
ING. EDUARDO RAMIREZ SANCHEZ

MARZO, 1985.





1220A OSCILLOSCOPE
HEWLETT - PACKARD



TRIGGER LEVEL



PRINT ADJ



INT



EXT



TRIGGER SOURCE

LINE



TV



NORM E

—



XY



SWP E

ED



11 E

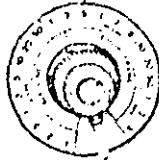
EXT TRIGGER ON X INPUT



1MΩ 30 pF
MAX 400 Vp

TIME/DIV

HORIZONTAL



POSITION



CHANNEL A POSITION

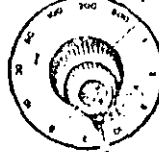


VERTICAL

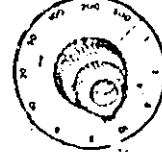
CHANNEL B POSITION



VOLTS/DIV



VOLTS/DIV



VERTICAL DISPLAY

ALB (TRK) AT



AC



DC



INPUT



AC



DC



INPUT



1MΩ 30 pF
MAX 400 Vp

LINE OFF ON



INTENSITY

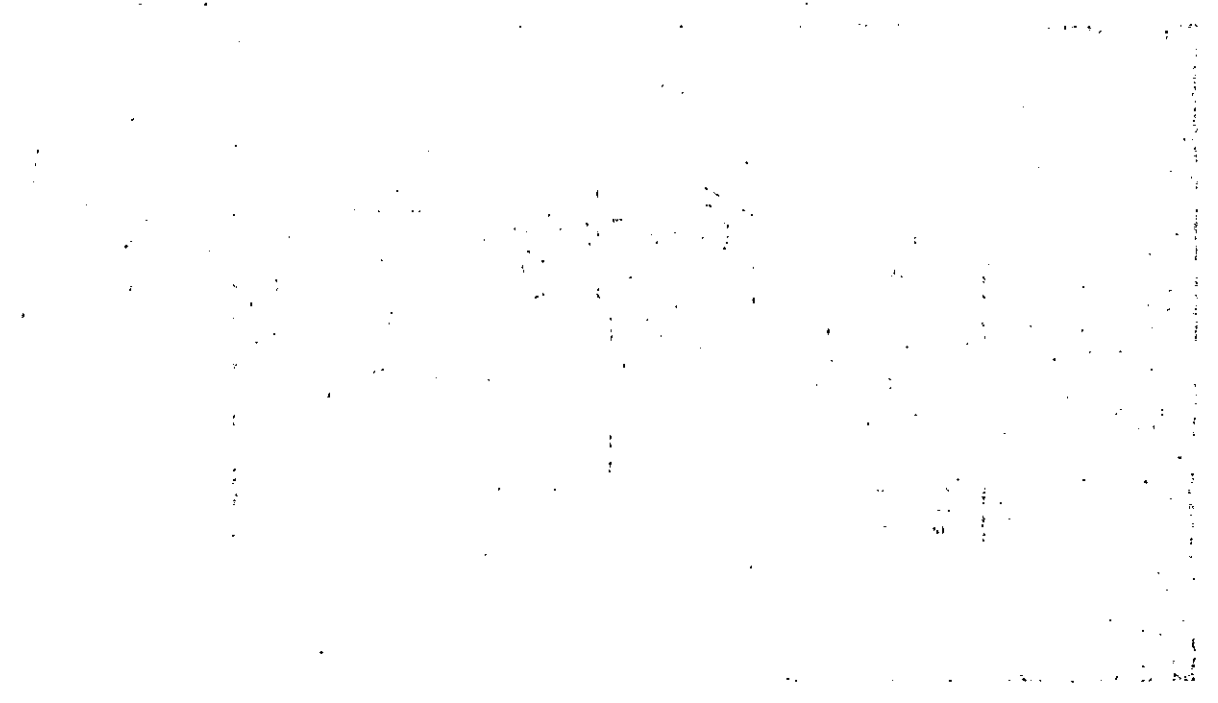


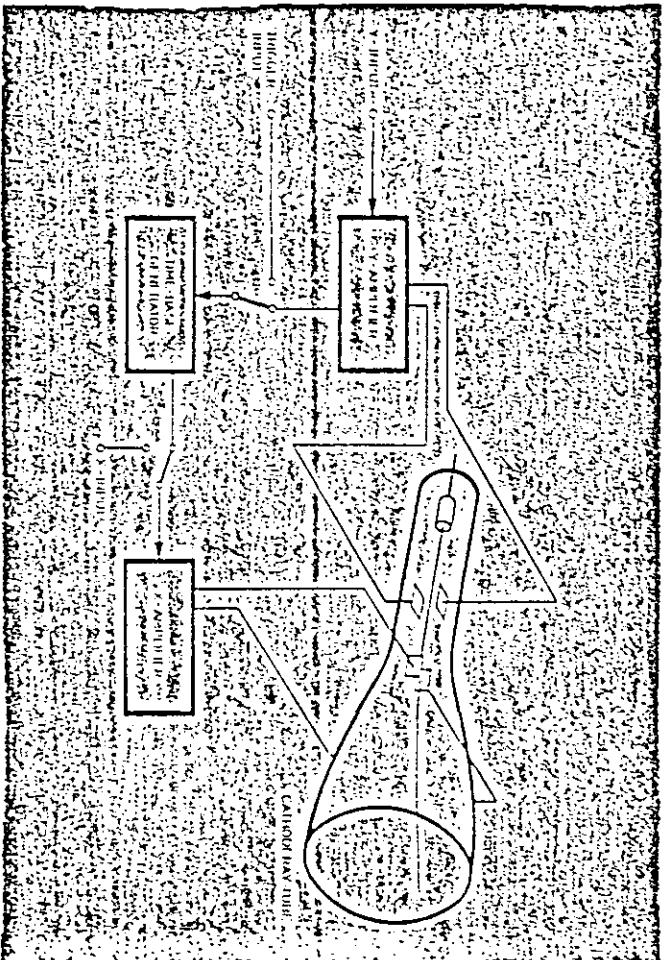
FOCUS



BEAM FINDER



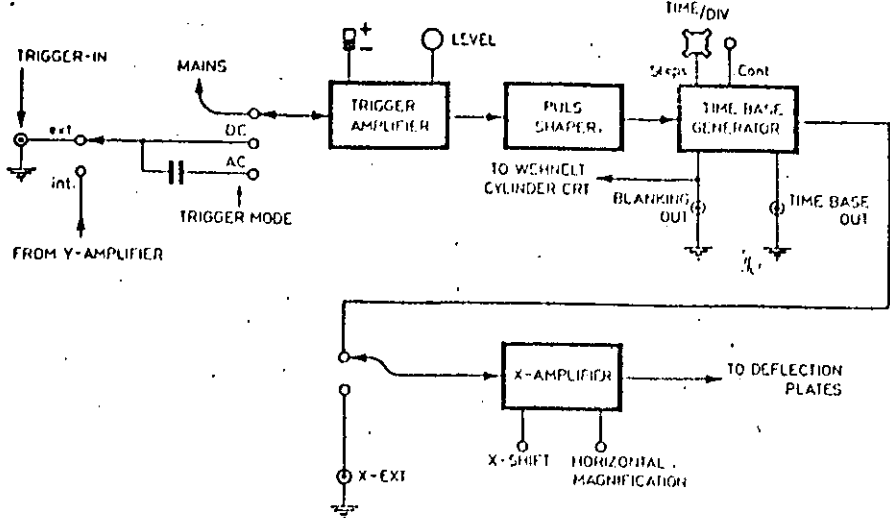




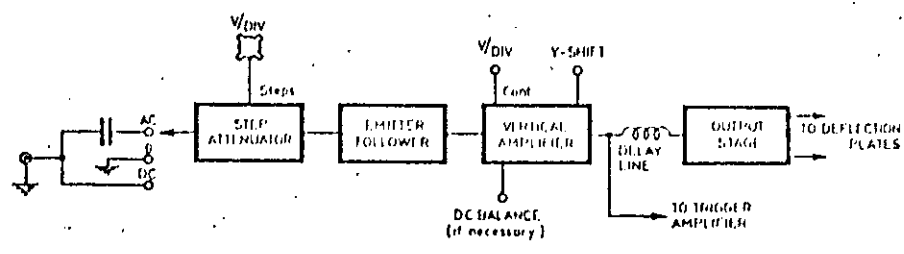
97

100
101
102
103
104
105
106
107
108
109
110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200

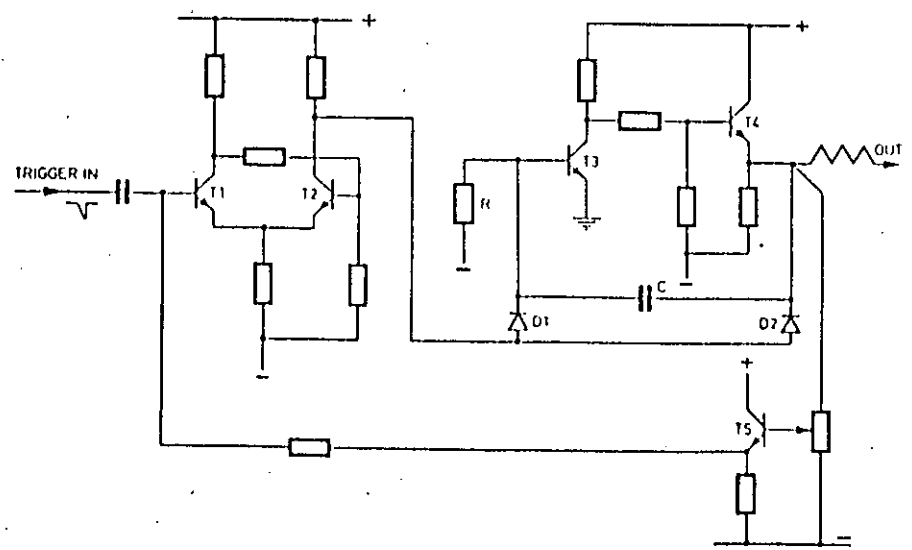
(



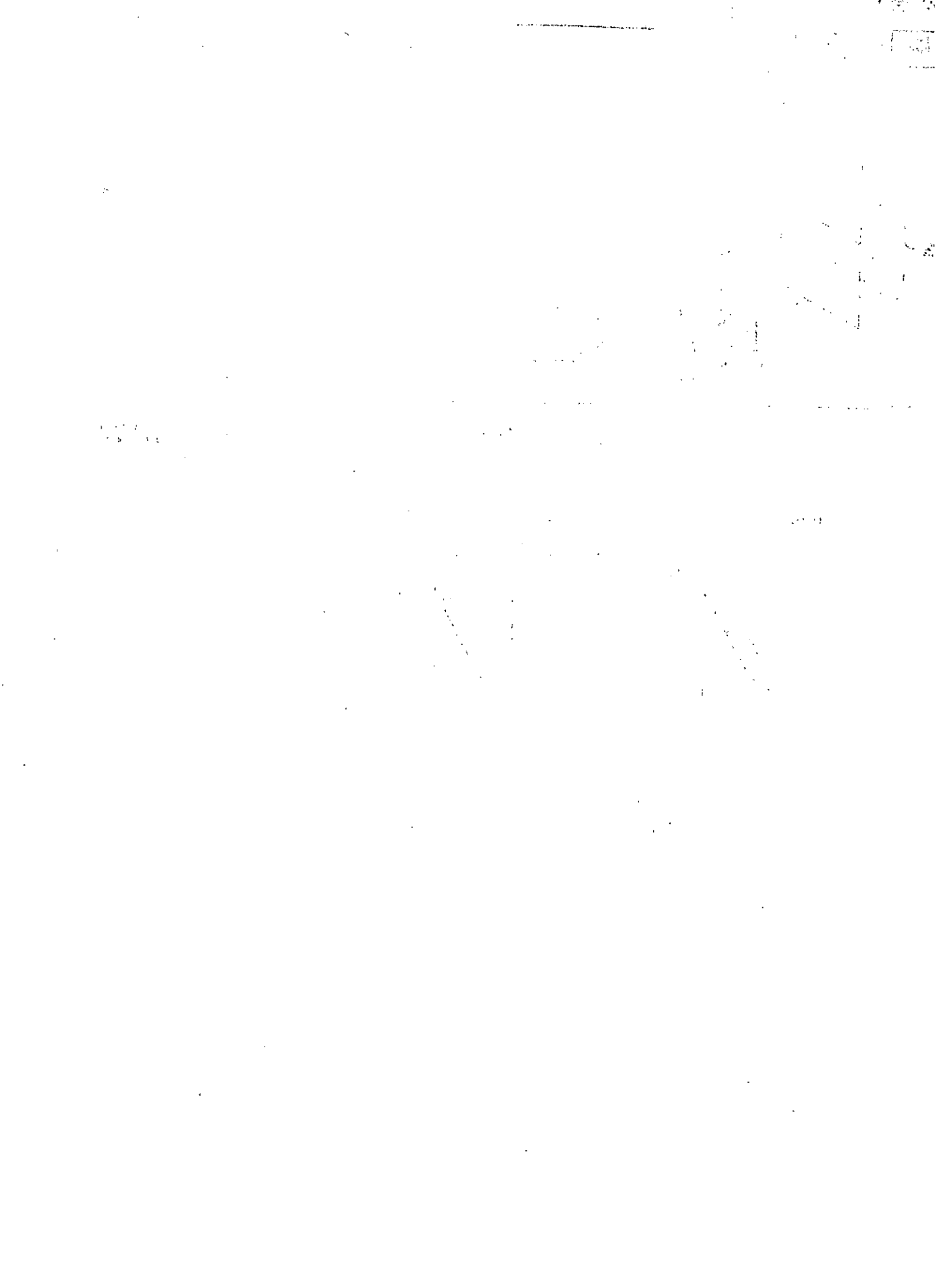
Block diagram of the horizontal deflection system.

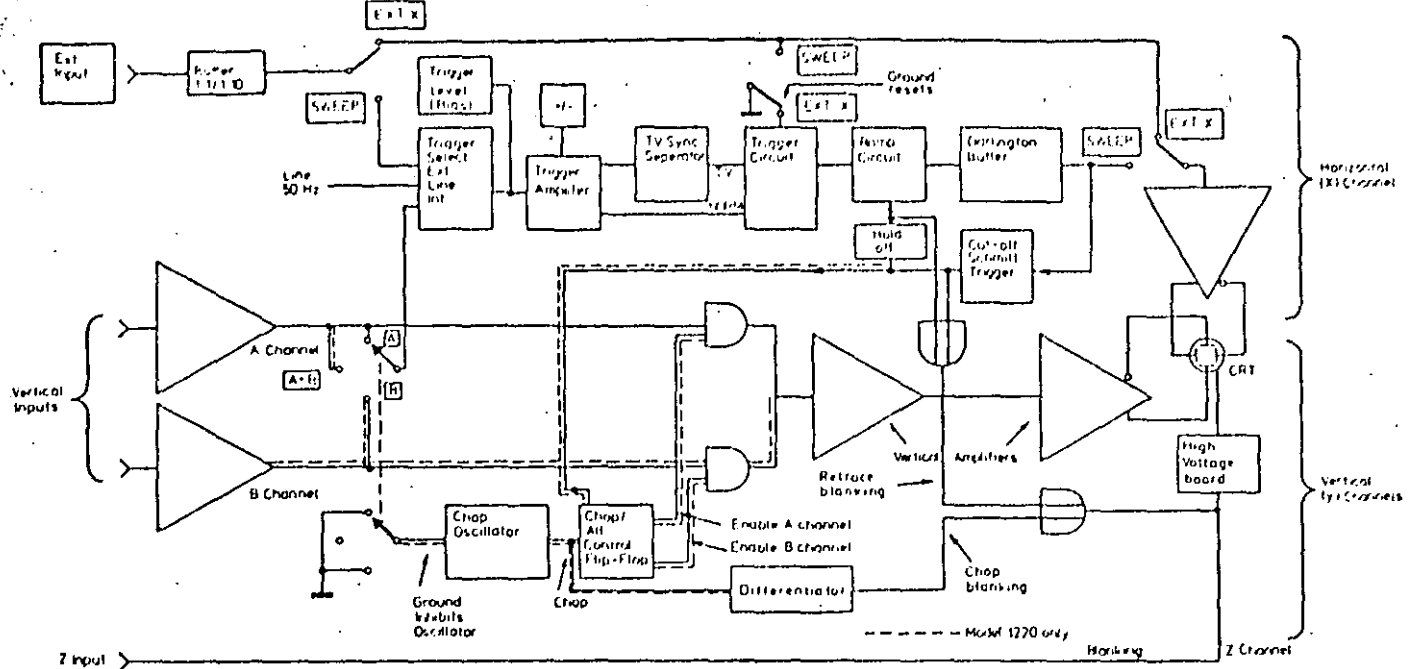


Block diagram of a simple vertical amplifier

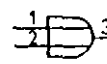


Simplified circuit diagram of a time base generator.



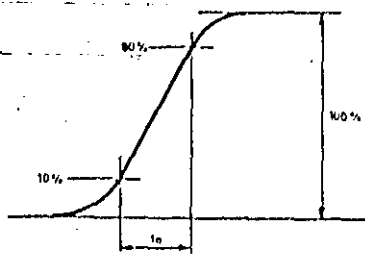


AND gate. 3 is high when 1 and 2 are both high

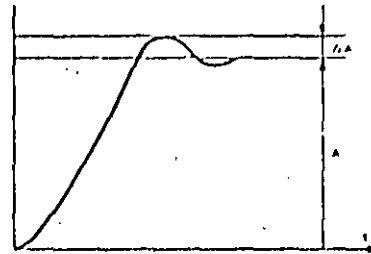


OR gate. 3 is high when 1 or 2 are high

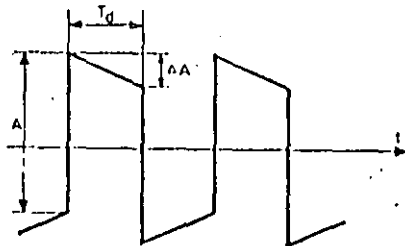
Pulse rise time

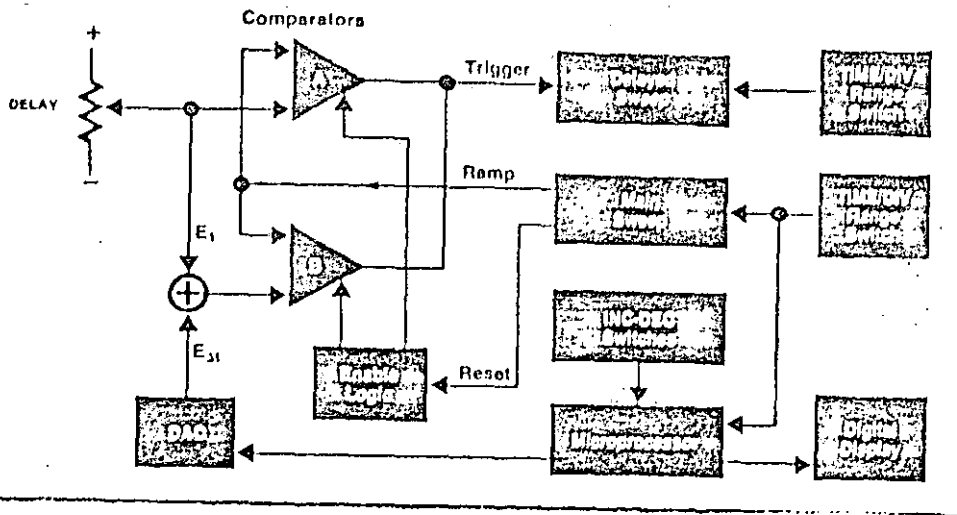


Overshoot

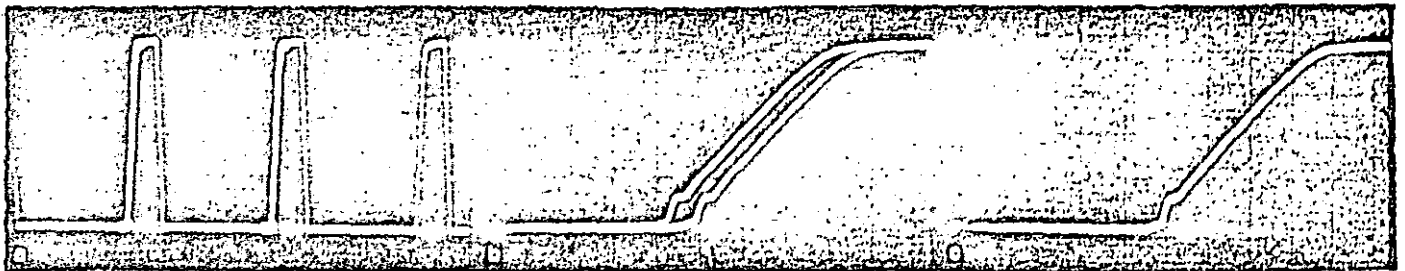


Pulse top slope





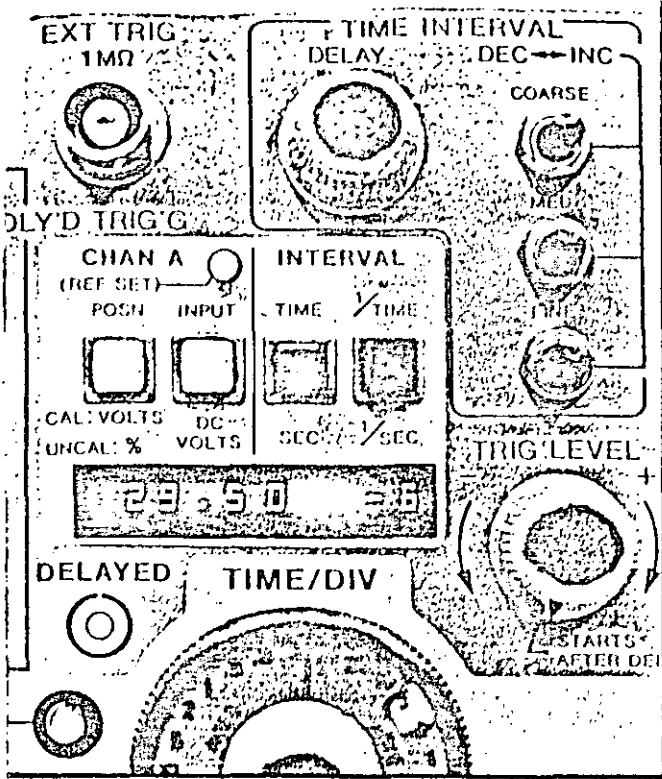
The dual delayed sweep uses two comparators that are enabled alternately. Comparator A enables the main sweep ramp to trigger the delayed sweep when the ramp reaches the E_1 level. On the next main sweep, comparator B enables the main sweep to trigger the delayed sweep at a later time when it reaches the $E_1 + E_{\Delta}$ level.



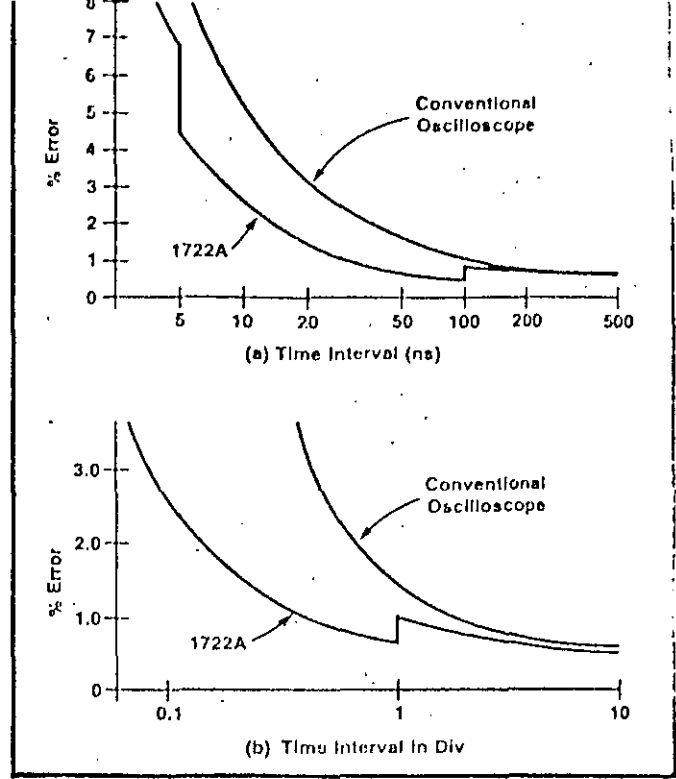
Procedure for making a time-interval measurement with the Model 1722A Oscilloscope
 With the instrument set to operate in the MAIN UNITS mode, the DELAY control is used to position the first brightened segment of the trace to cover the starting point and then the INC-DEC switches are used to place the second segment over the stopping point, as in "a" (main sweep time = $0.5 \mu\text{s/div}$ and delayed sweep time = 20 ns/div). The instrument is then switched to the delayed sweep mode (b) and the INC-DEC switches used to superimpose the traces (c). The digital readout then gives the time interval between the pulse leading edges with 4-digit resolution, in this case $1.65 \mu\text{s}$.

...
...
...
...

...
...
...
...
...
...
...
...
...
...
...



The microprocessor is activated by pressing one of the function buttons (POSH, INPUT, TIME, TIME). If any of the oscilloscope controls are not set appropriately for the measurement selected, the digital readout displays "0".



Specified measurement accuracy of the Model 1722A Oscilloscope compared to a conventional high-quality oscilloscope using the differential delay technique. Plot "a" is for absolute values of time and plot "b" is in terms of horizontal deflection (in a range of 100 ns/div to 20 ms/div). The upward discontinuity at 5 ns is where the accuracy specification changes for sweep times shorter than 100 ns/div. The discontinuity shown at 1 CRT division is where the microprocessor down-ranges to give 10x better resolution.

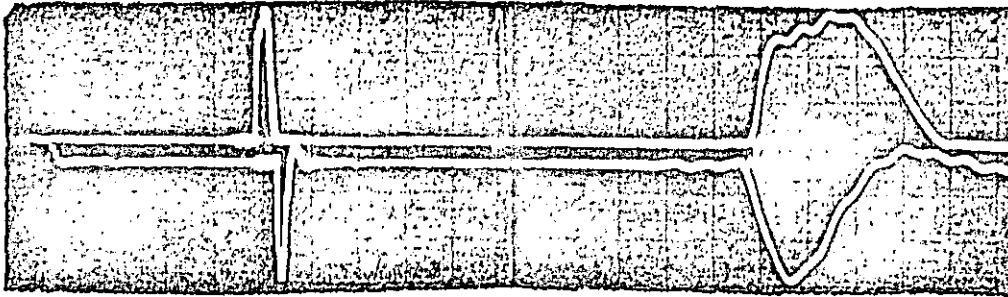
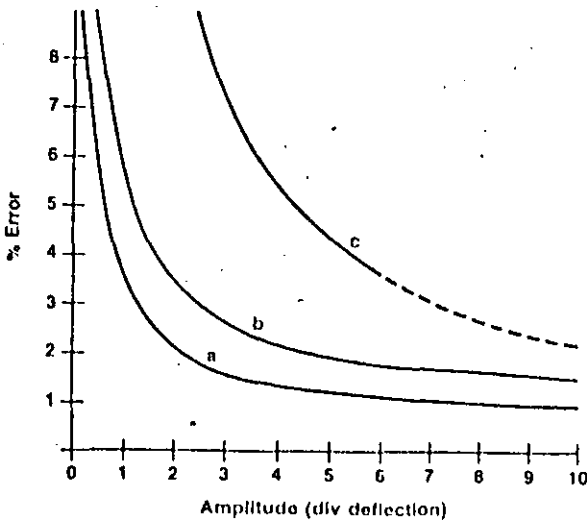


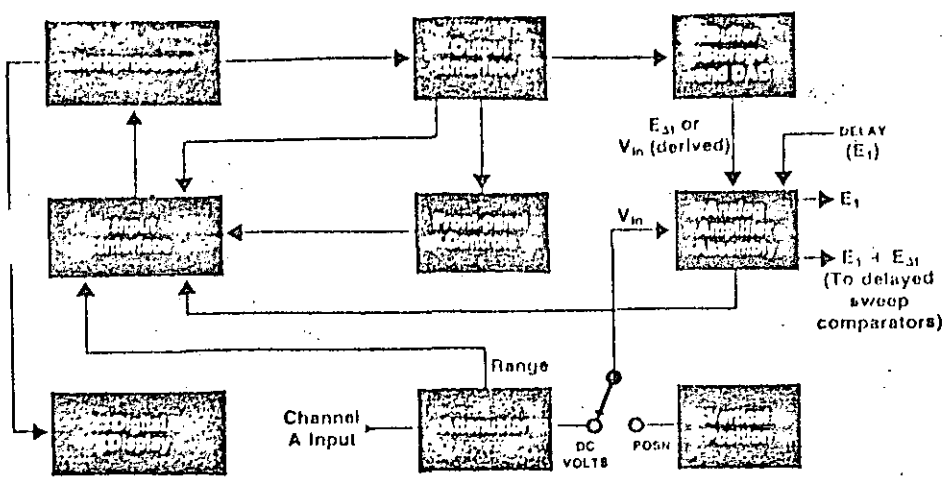
Fig. 7. In the ALTERNATE sweep mode, the oscilloscope measures the time interval between points on two waveforms. Alignment of the two points on the same vertical graticule, in this case the 50% amplitude points as in the photo at right, gives a precise measurement of time interval. (Main sweep: 0.1 μ s/div; delayed sweep: 10ns/div; time interval: 45.3 ns)



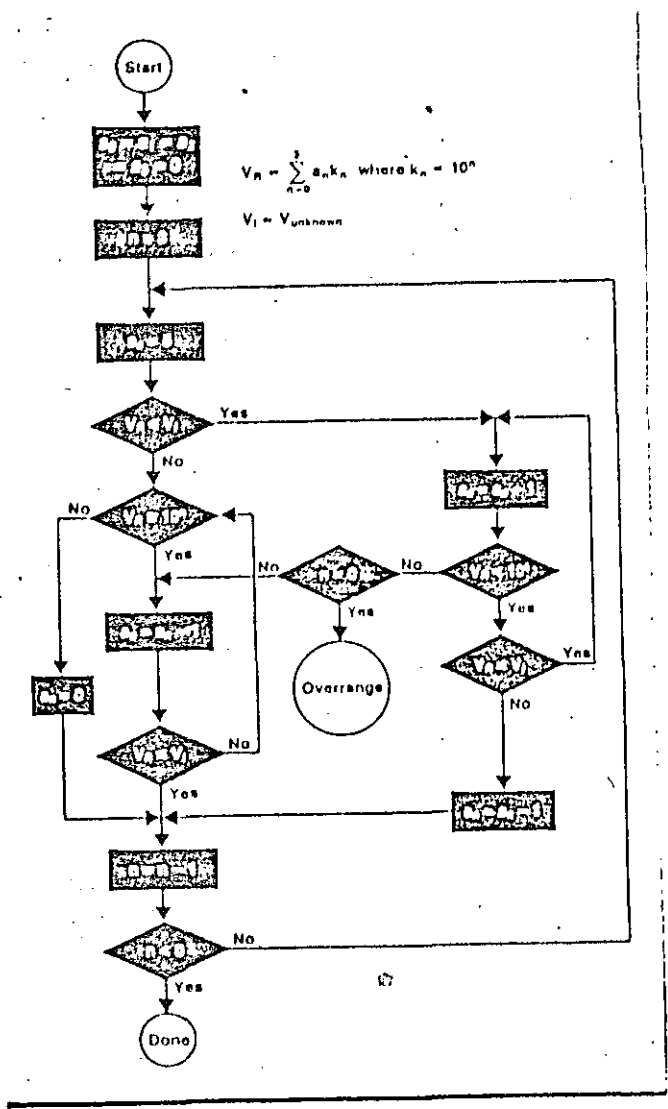
Curves show specified accuracy of the Model 1722A Oscilloscope in voltage measurements (a and b) as compared to a conventional oscilloscope (c). Curve "a" is for dc voltage measurements. Curve "b" is for point-to-point measurements.



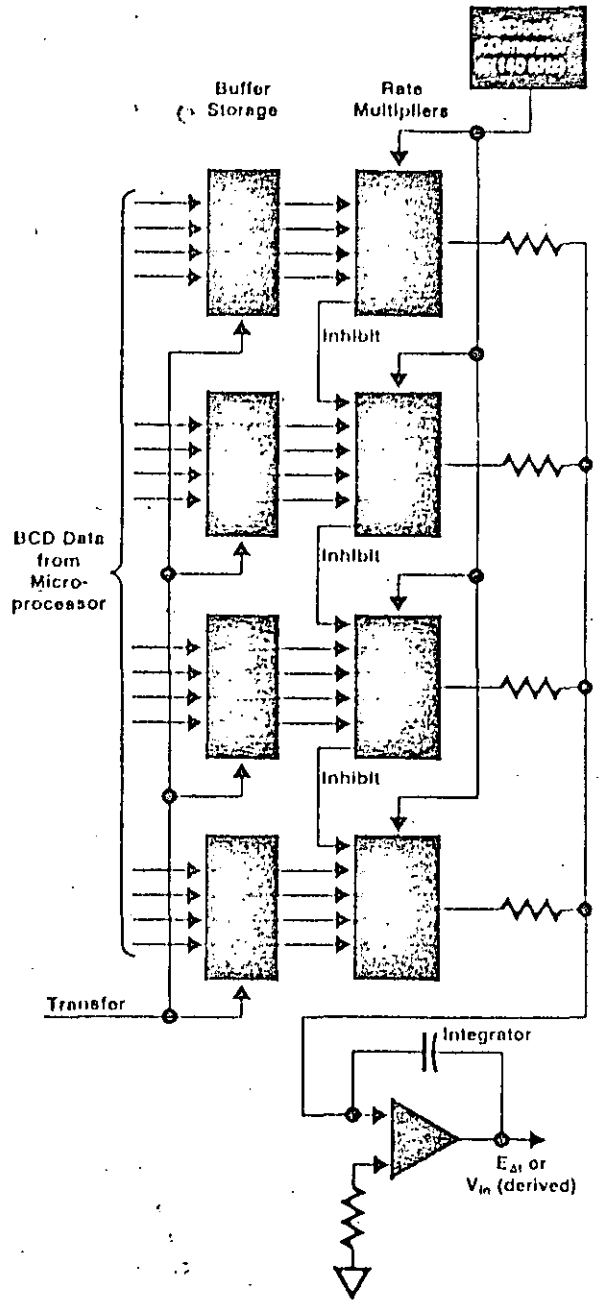
Double-exposure photo shows how point-to-point voltage measurements are made. The reference point is first brought to a horizontal graticule line, in this case the center line (upper trace), with the vertical position control. The ARR SET button is pressed, and the other point is brought to the same line (lower trace). The digital readout displays the voltage difference between the two points.



Microprocessor related circuits.



Flow diagram of a voltage measurement.



Digital-to-analog converter achieves high resolution and stability with inexpensive components.

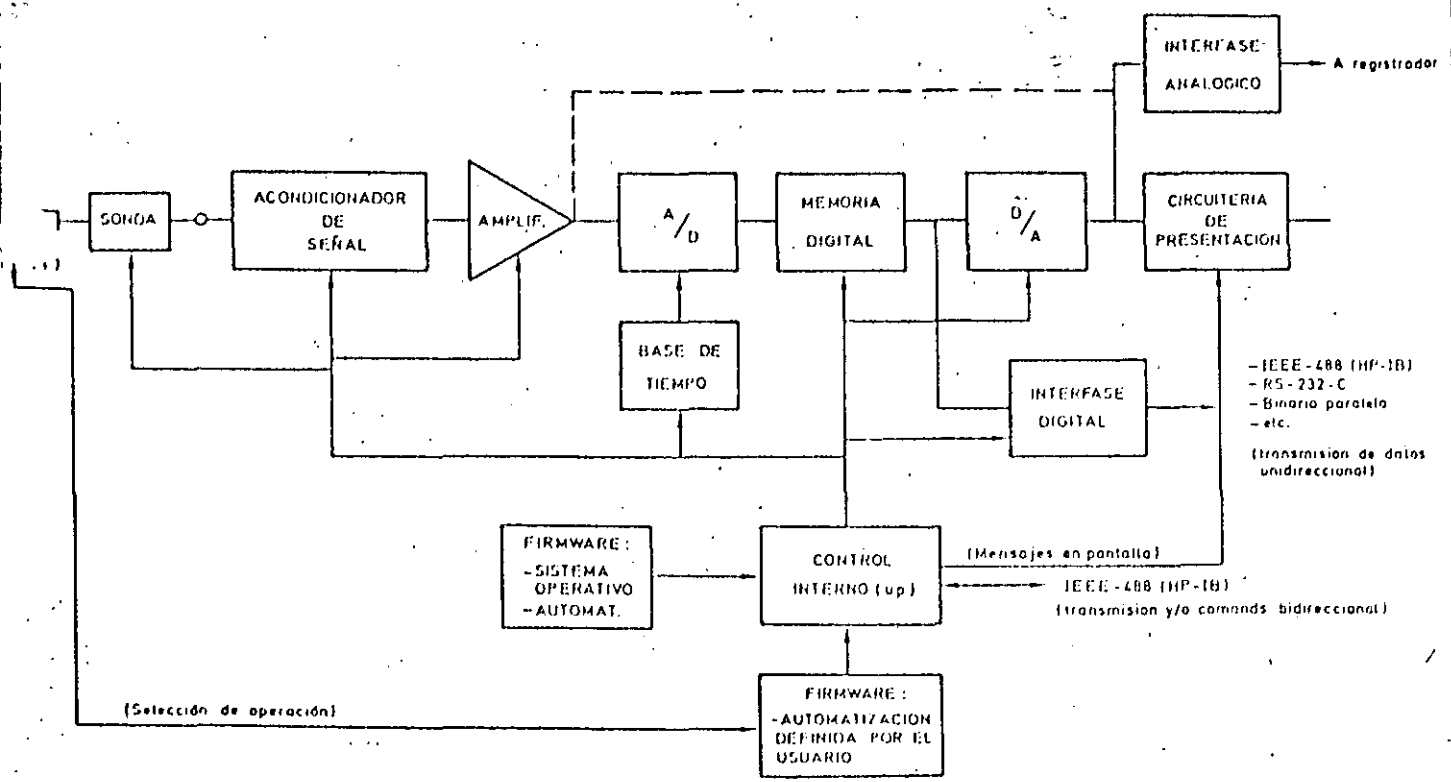
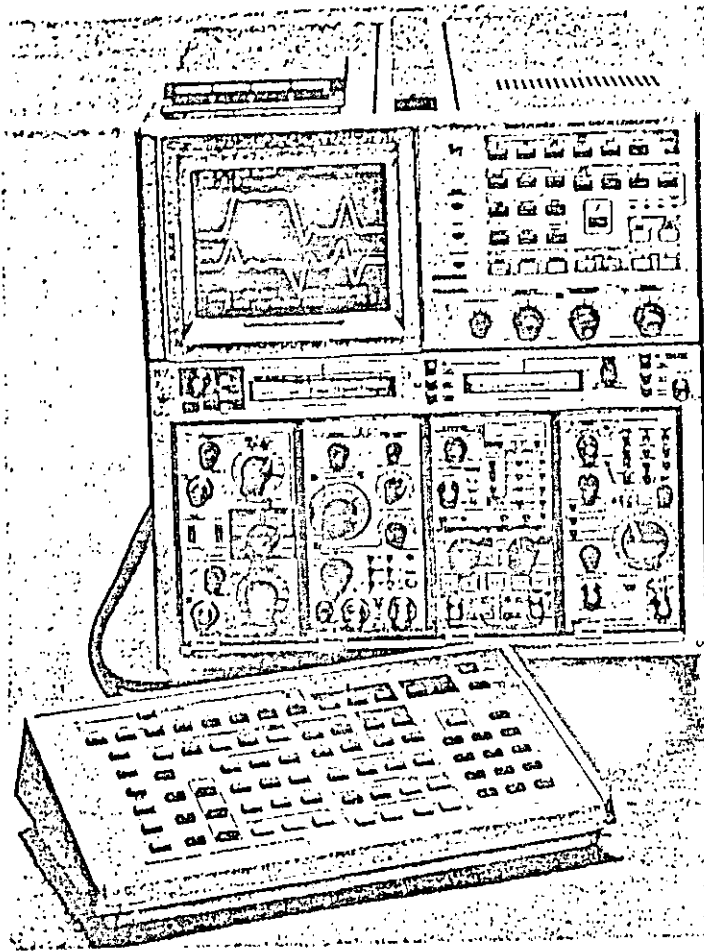
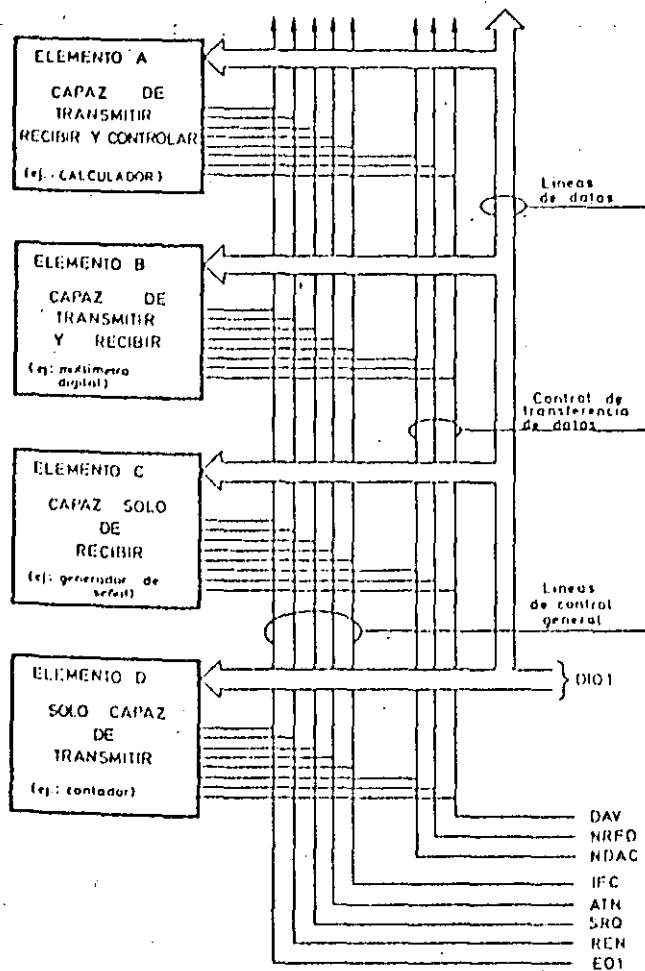
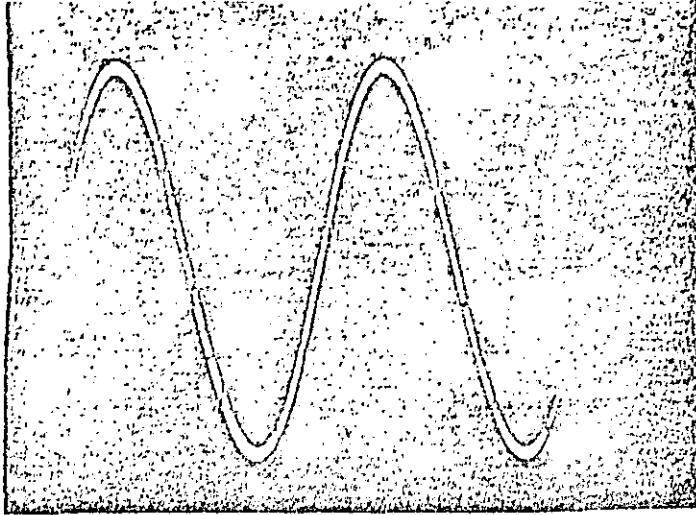


Diagrama de bloques de un osciloscopio digital. (1) interruptor en la punta de prueba

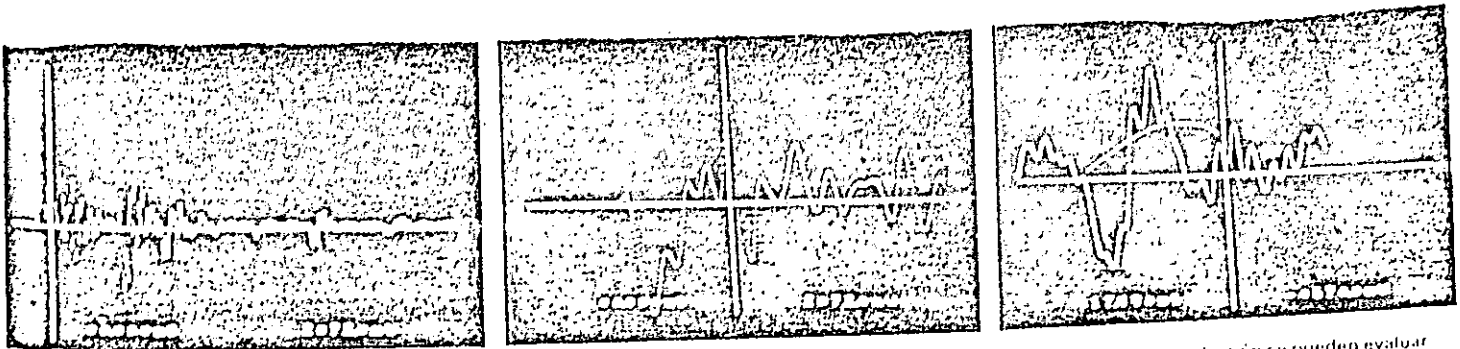


Osciloscopio digital de Tektronix, modelo 7854

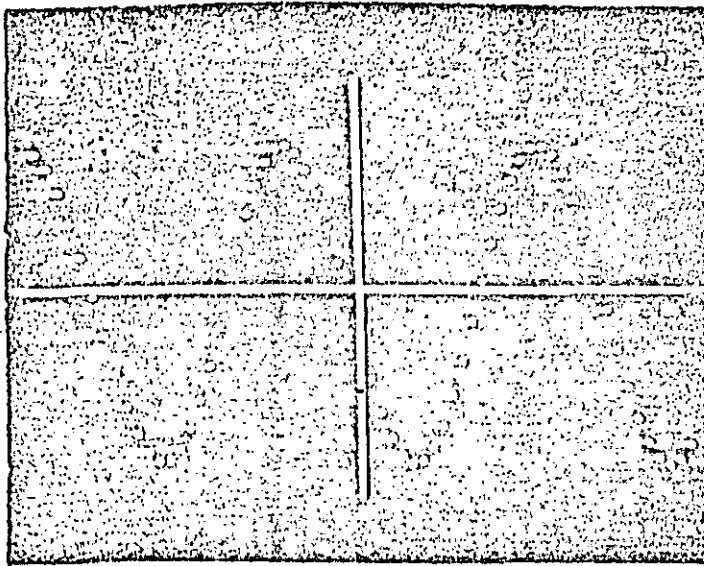




Una senoide aparecerá como continua en un osciloscopio analógico.

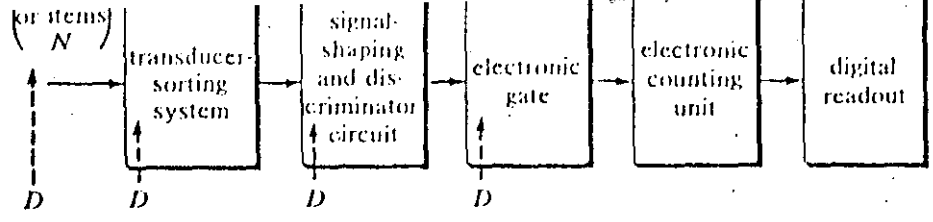


a) Una señal compleja aparece así en un barrido completo de un osciloscopio digital. Por medio de la capacidad de ampliación se pueden evaluar porciones específicas; b) Con el cursor vertical mostrando el tiempo cero (momento del disparo) y la ampliación horizontal en x4, puede analizarse con exactitud cualquier punto de la señal, en este caso la parte inicial; c) Ampliando y expandiendo el último 15 % de la señal de (a), pueden observarse los detalles de la misma. Algunos osciloscopios permiten expansiones de hasta 64 veces en ambos ejes.



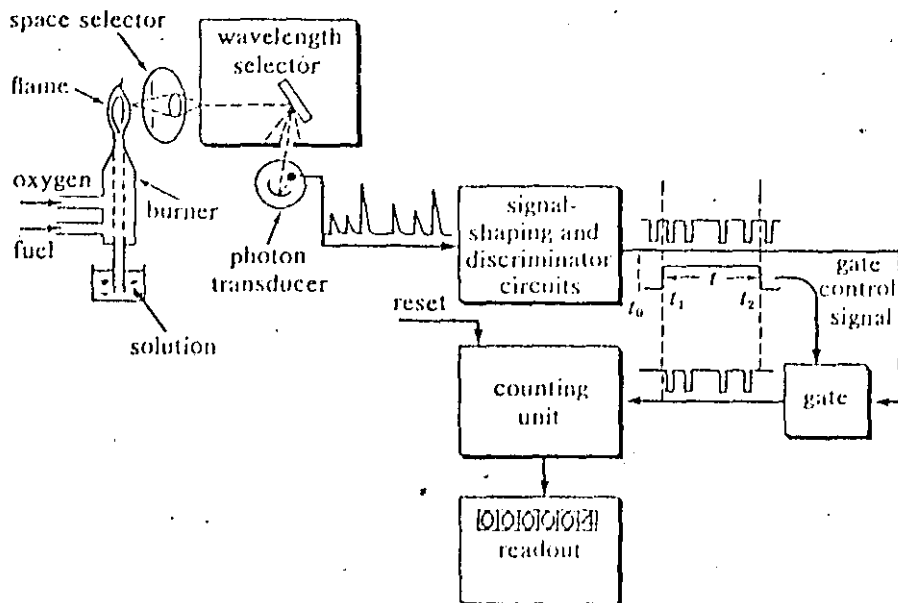
Dependiendo del ancho de banda, un osciloscopio digital puede reproducir una senoide muy exactamente.

Fabricante	Modelo	Tamaño TRC (en pulgadas) o Área en cm	Velocidad de digitalización	Período de muestreo (punto)	Máximo nº de canales	Sensibilidad vertical (f.e.)	Resolución vertical (p.e.)	Base de tiempos horizontal (f.e.)	Resolución horizontal (puntos/ barrido)	Caracteres alfabé- ticos en TRC	Memoria de almace- namiento (bits)	Resolución (bits) del CAD	Ancho de Banda			Ondas almace- nadas presentadas	Entrada/Salida de datos	Control de IEEE-488 desde panel frontal
													Pulso simple	Onda repetitiva	Tiempo real			
E-H INTERNATIONAL	1010	10 x 10	100 kHz	2	2	2 mV-100 V	1024	2 ns-999 ms	500	si	—	—	—	—	—	—	—	
	1020	10 x 10	100 kHz	2	2	2 mV-100 V	1024	2 ns-999 ms	500	si	—	—	—	—	—	—	—	
	1060	10 x 10	100 kHz	2	2	2 mV-100 V	1024	2 ns-999 ms	500	si	2000 x 10	10	3 kHz	1 GHz	—	2	No	
GOULD Inc.	054000	8 x 10	1,8 MHz	0,55	2	40 mV-160 V	200	1 µs-20 s	1000	No	1024 x 8	8	500 kHz	900 kHz	10 MHz	1,6,2	No	No
	054100	8 x 10	1 MHz	—	2	8 mV-40 V	240	100 µs-50 s	1000	No	1024 x 8	8	250 kHz	500 kHz	—	1,6,2	No	No
HEWLETT-PACKARD	820/19860	10 x 12	50 kHz	2	4	2 mV	1024	5 ns-1 s	501	si	1002 x 8	10	1 kHz	90 MHz	100 MHz	2	si	si
WATSU ELECTRIC	DMS 510	—	1 MHz	—	—	—	—	—	—	—	1024	8	250 kHz	250 kHz	10 MHz	1	—	—
NICOLET	Explorer I	5	1 MHz	1	2	100 mV-40 V	4096	1 µs-20 s	2048	si	4096 x 12	12	500 kHz	500 kHz	—	1,6,2	—	—
INSTRUMENTS Co.	Explorer II	5	200 kHz	5	2	10 mV-40 V	4096	5 µs-200 s	2048	si	4096 x 12	12	35 kHz	35 kHz	—	1,2,4	—	—
	III opt 201	5	20 MHz	0,05	2	100 mV-40 V	256	50 ns-20 s	2048	si	4096 x 8	8	10 MHz	10 MHz	—	—	—	—
	opt 206	5	2 MHz	0,5	2	100 mV-40 V	4096	0,5 µs-200 s	2048	si	4096 x 12	12	1 MHz	1 MHz	—	—	—	—
NORLAND Co.	3001/3225B	6	500 kHz	2	36	200 mV-200 V	1024	2 ms-50000	4096	si	4096 x 12	10	250 kHz	250 kHz	—	1,2,4	—	—
T.G. BRANDEN Co.	2200	9	66 kHz	15	2	100 mV-20 V	4096	1,5 ms-1,5 Ms	1000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	2280	9	66 kHz	15	2	100 mV-20 V	4096	1,5 ms-1,5 Ms	1000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	2281	9	66 kHz	15	2	100 mV-20 V	4096	1,5 ms-1,5 Ms	10000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	2440	9	66 kHz	15	4	100 mV-20 V	4096	1,5 ms-1,5 Ms	1000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	2481	9	66 kHz	15	4	100 mV-20 V	4096	1,5 ms-1,5 Ms	10 000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	3220	9	500 kHz	2	2	50 mV-20 V	1024	2 ms-1,5 Ms	1000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	3280	9	500 kHz	2	2	50 mV-20 V	1024	2 ms-1,5 Ms	1000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
	3281	9	500 kHz	2	2	50 mV-20 V	1024	2 ms-1,5 Ms	10 000	si	64K x 16	16	—	—	—	—	—	—
TEKTRONIX	DPO	8 x 10	—	5,5	hasta 4	10 mV máx	1024	2 ns min	1024	si	4096 x 10	10	—	175 MHz	250 MHz	4	—	si
	468	8 x 10	25 MHz	2	2	0,5 mV-5 V	256	0,02 µs-5 s	—	No	1024 x 8	8	2,5-10 MHz	—	100 MHz	2,4	—	No
	5223	5,76 x 12,2	—	1	hasta 4	1 mV máx	800	10 ns min	1024	No	2048 x 10	10	100 kHz	10 MHz	10 MHz	2,4	—	No
	7854	8 x 10	—	2	hasta 4	10 mV máx	1024	2 ns min	1024	si	2048 x 10	10	25,6 MHz	400 MHz	400 MHz	2,4	No	No

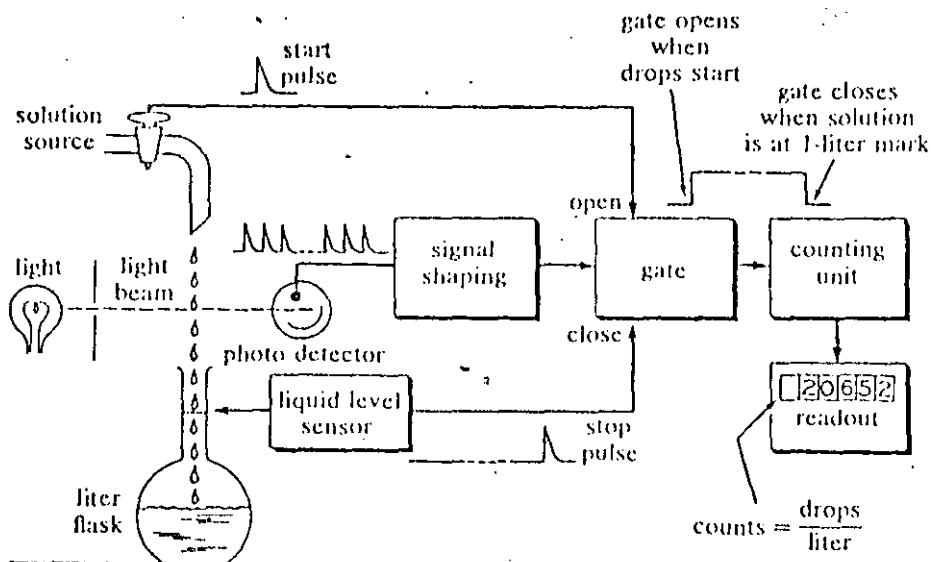


Electronic counting measurement.

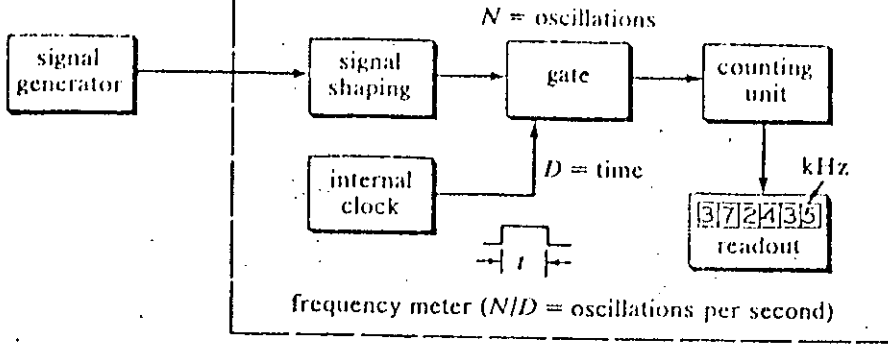
4 / Digital Electronics for Scientists



Counting emitted photons from a flame source.



Measurement of drops per liter by electronic gating of events counter.



Frequency meter ($N/D = \text{oscillations per second}$).

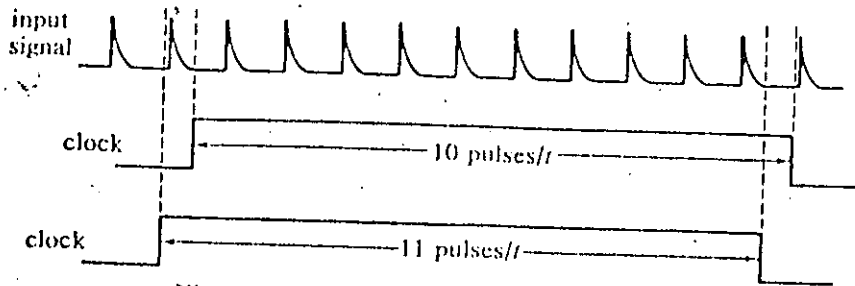
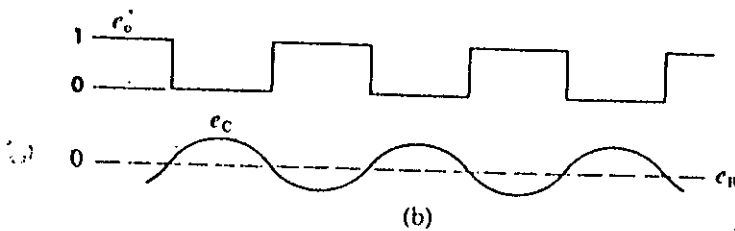
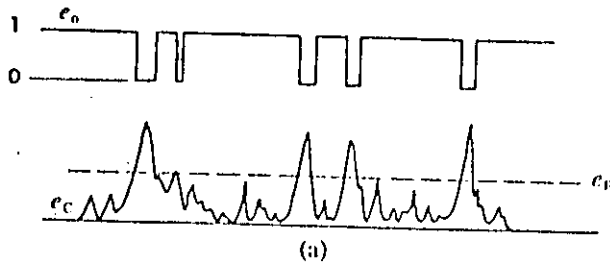
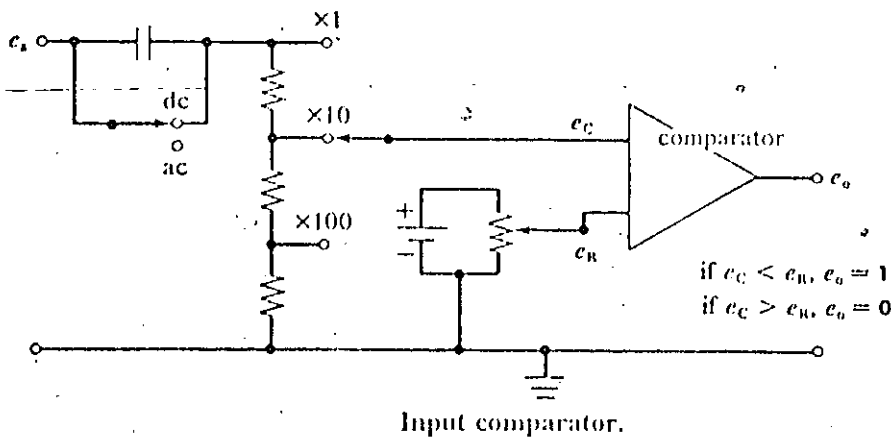
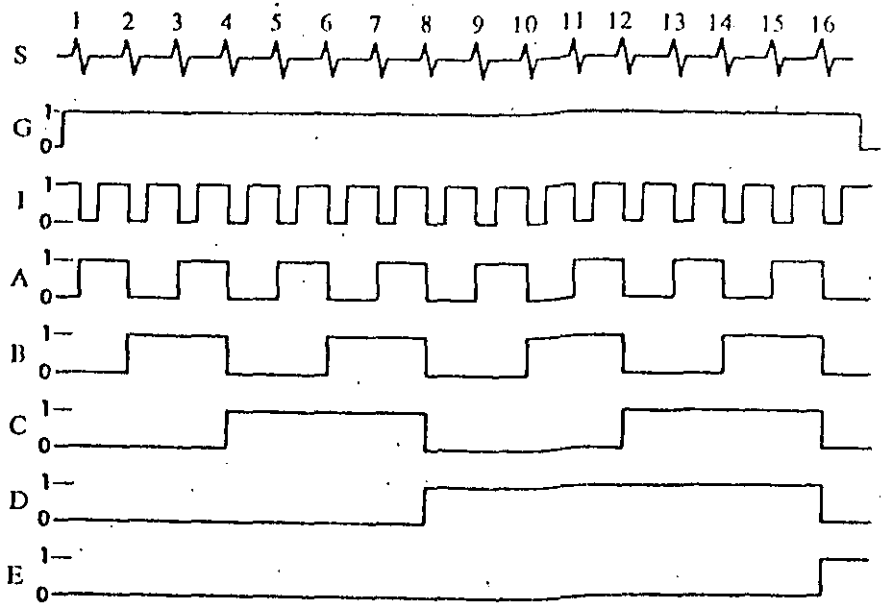
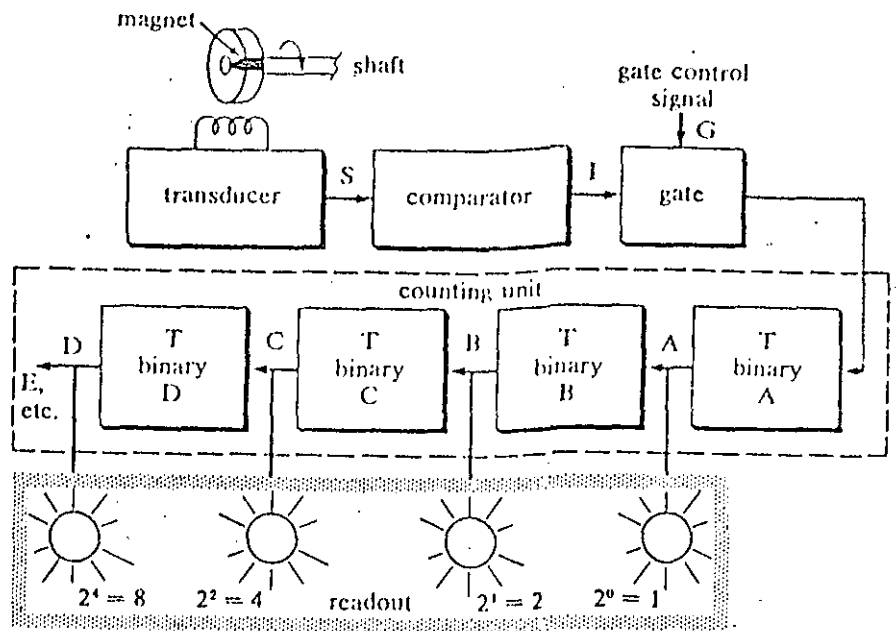
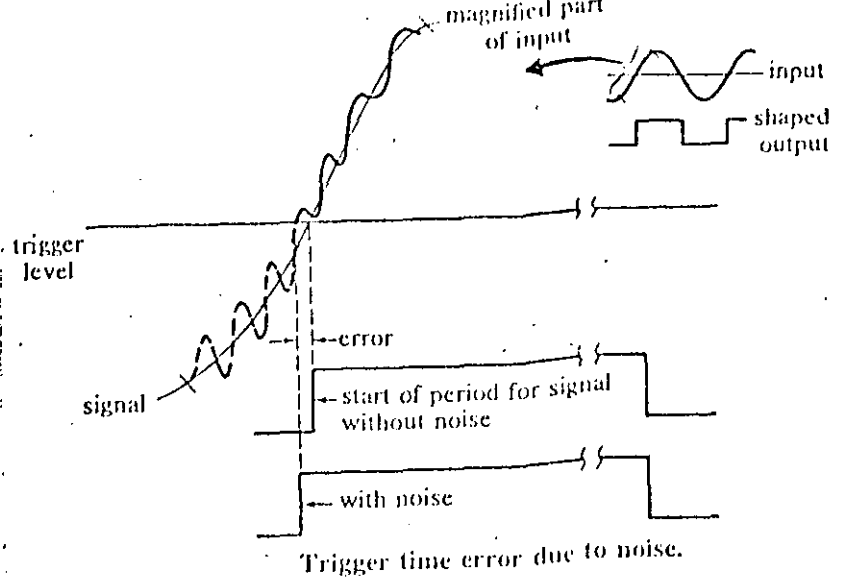


Illustration of the ± 1 count error in nonsynchronized measurement modes.



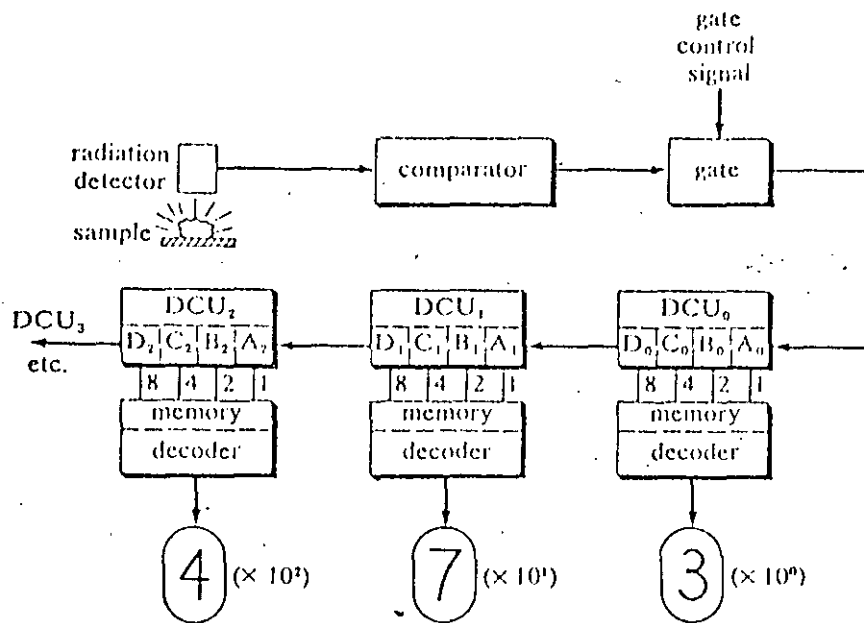
Input and output waveshapes for comparator.



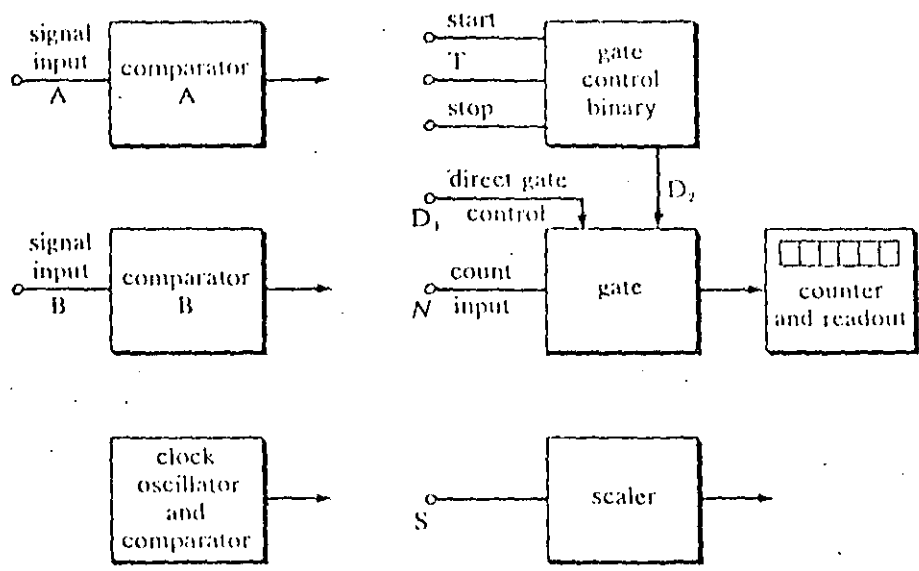
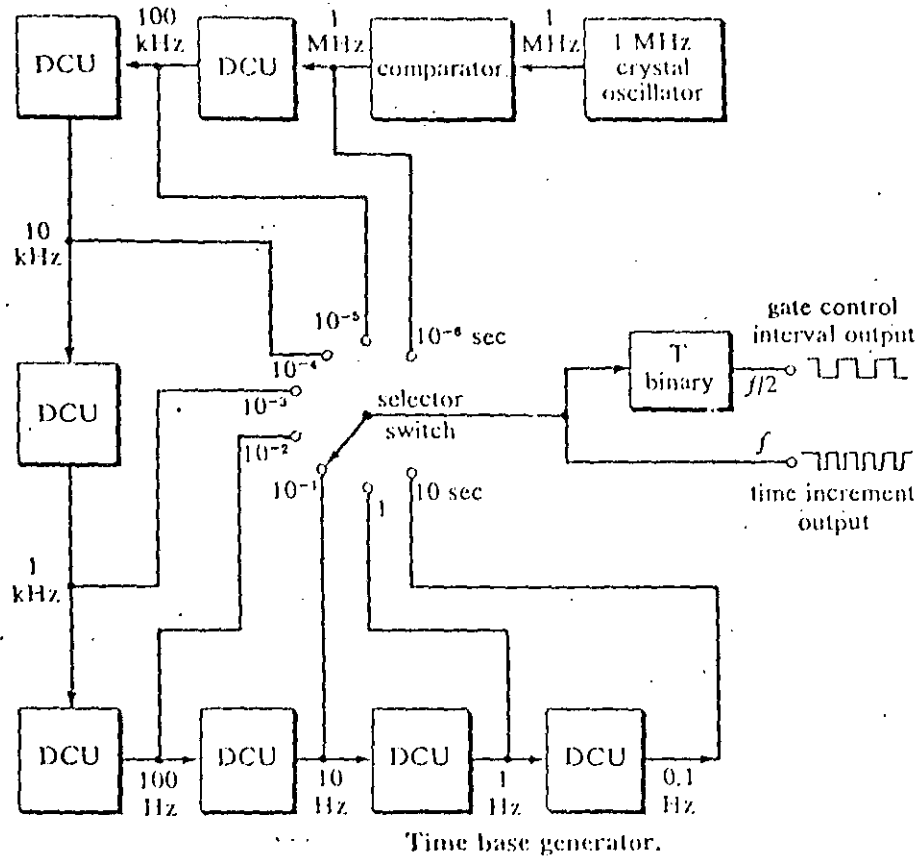
Binary counter and waveforms.

Table 1-1 Binary Numbers to 1111

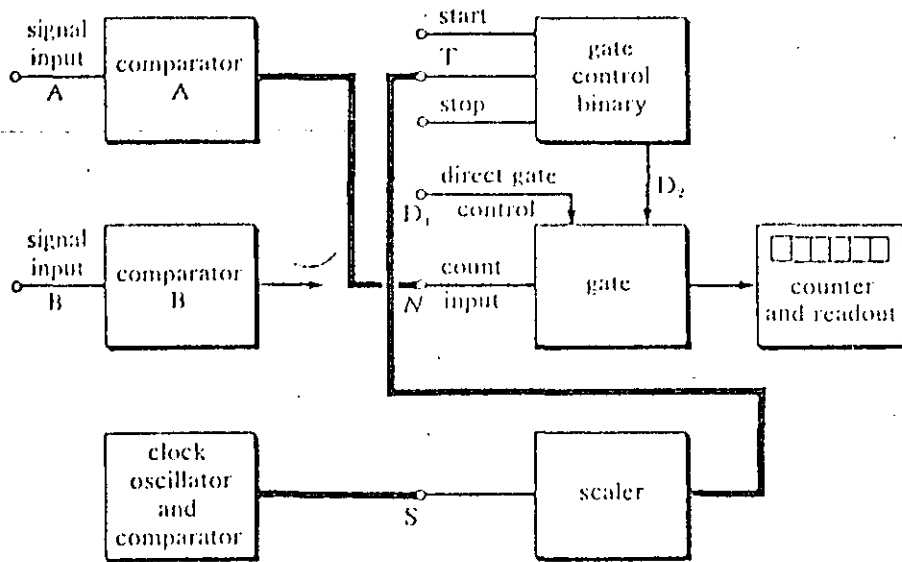
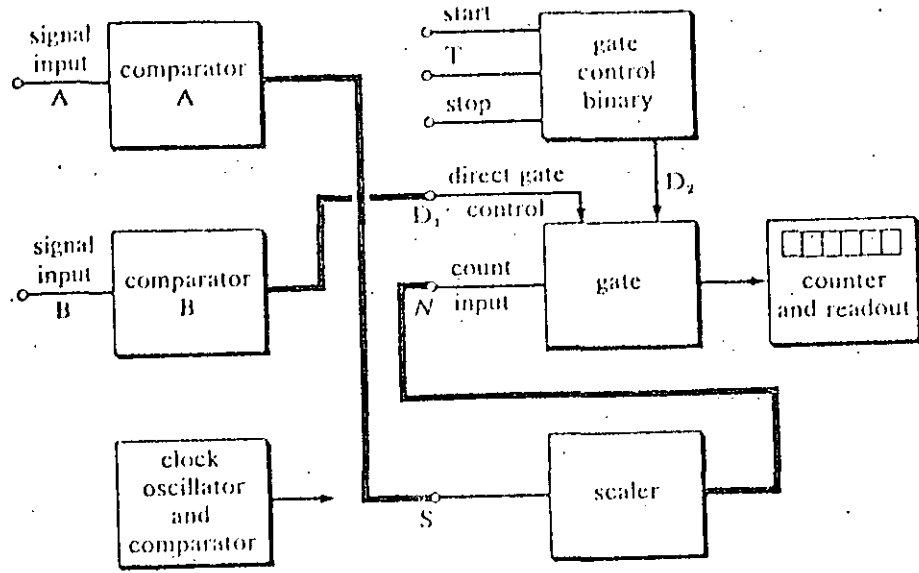
Binary Numbers				Equivalent Decimal Numbers
$\times 2^3$ D	$\times 2^2$ C	$\times 2^1$ B	$\times 2^0$ A	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

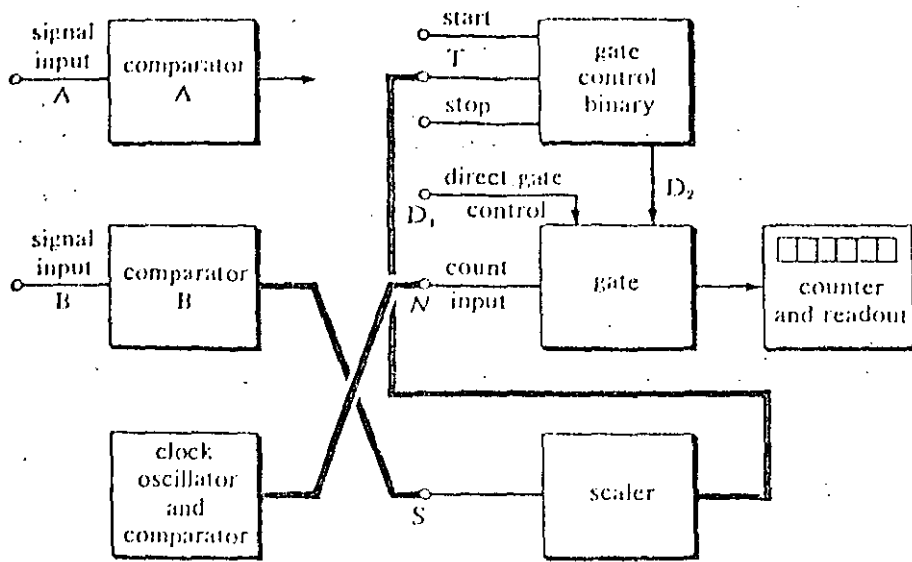


Counter using decade counting units and decimal display.

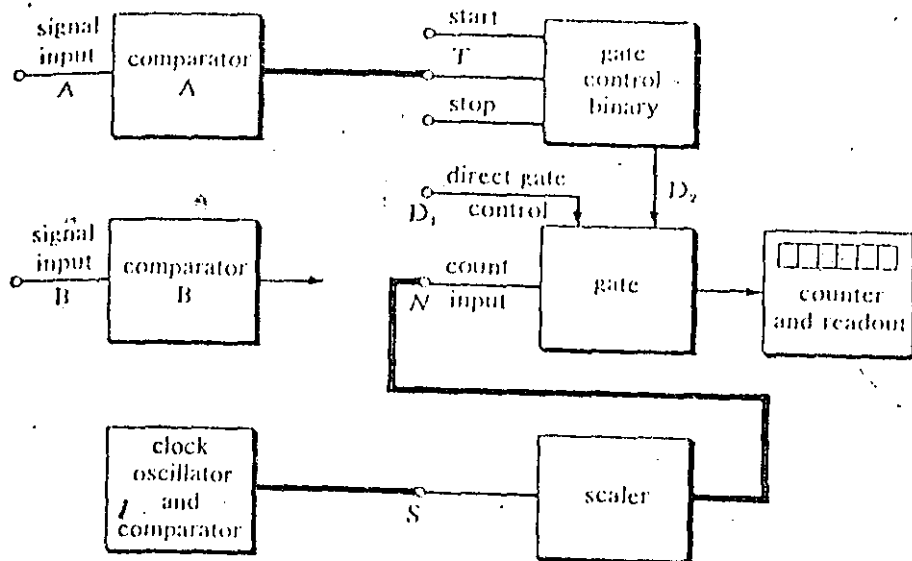


Basic blocks for a general purpose counter-timer.

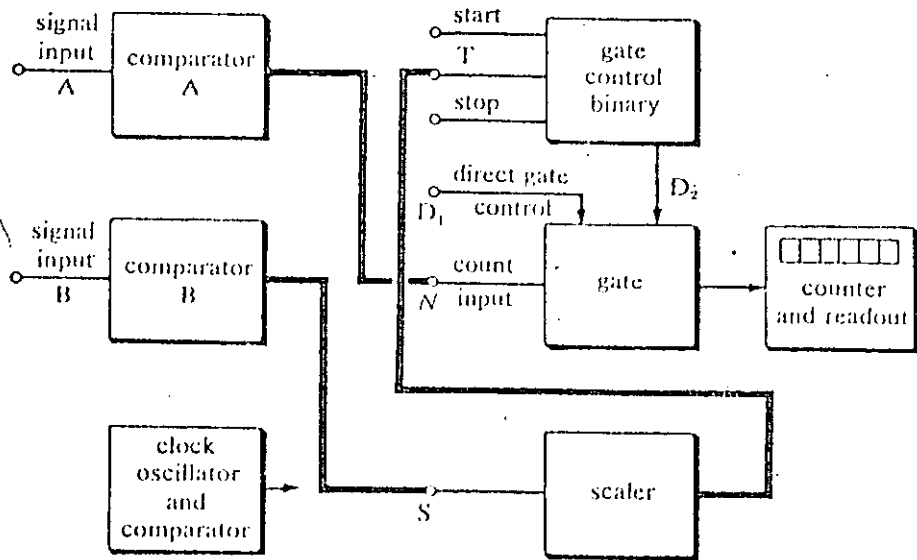




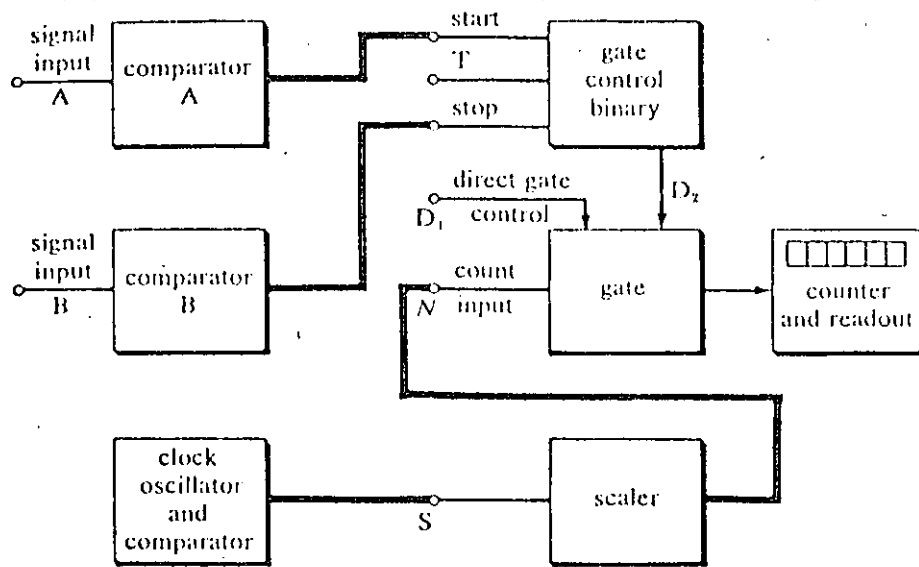
Block diagram of period average meter.



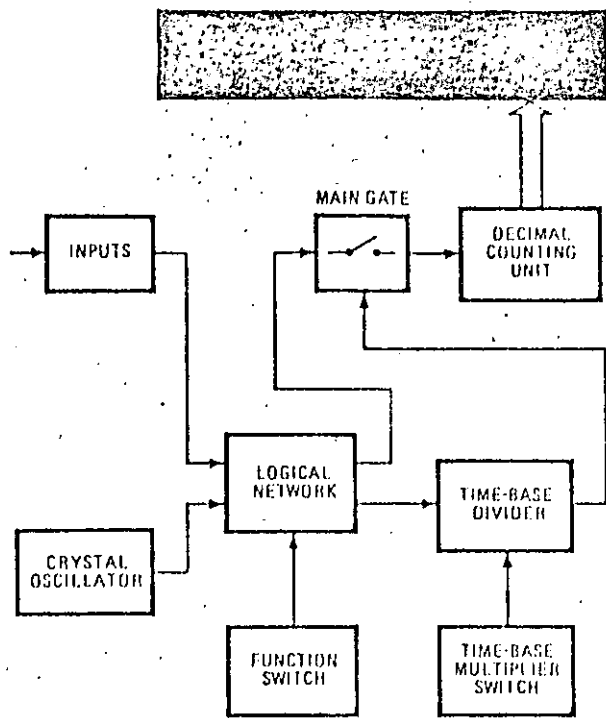
Block diagram of period meter.



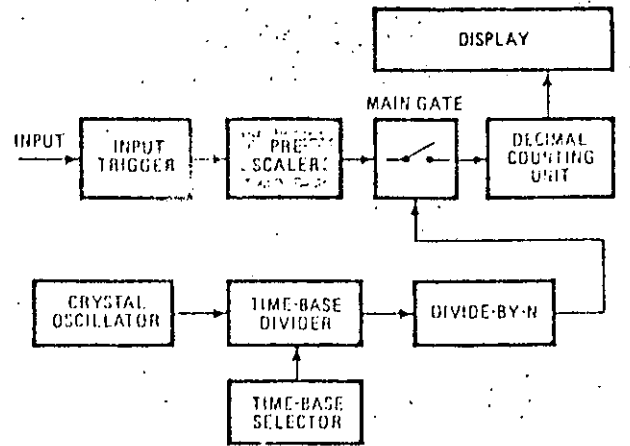
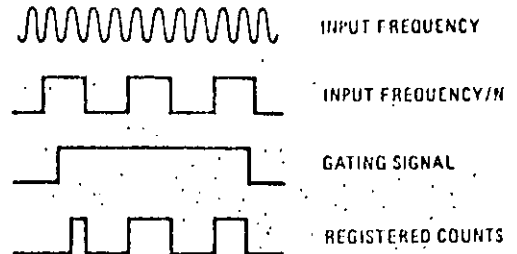
Block diagram of frequency ratio meter.



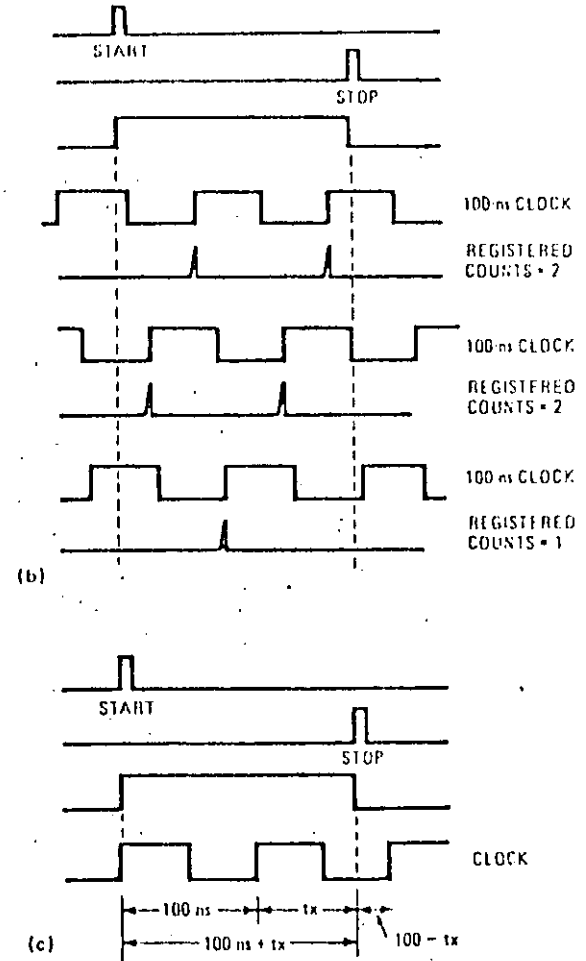
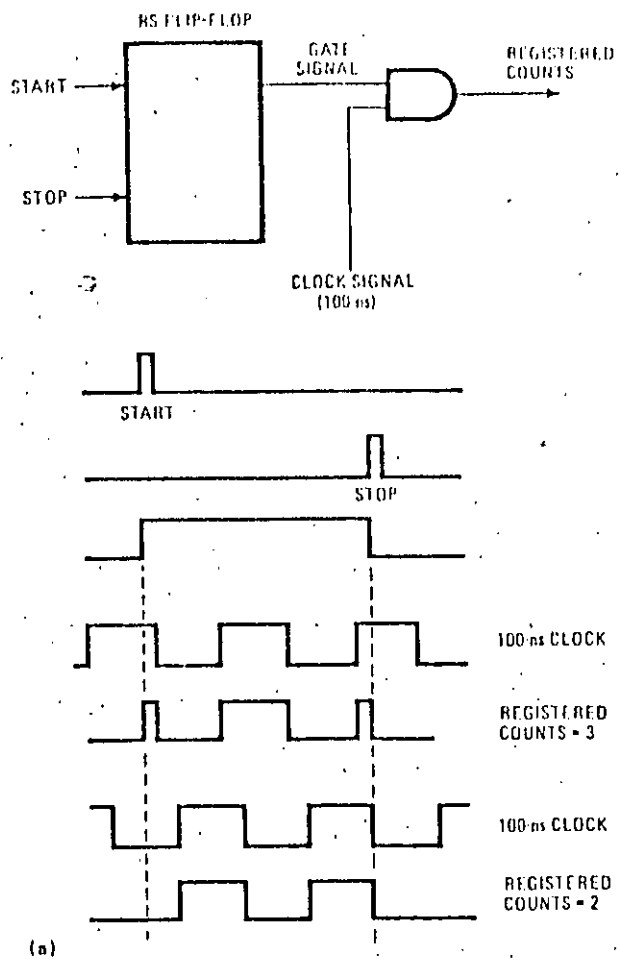
Block diagram of time interval meter.



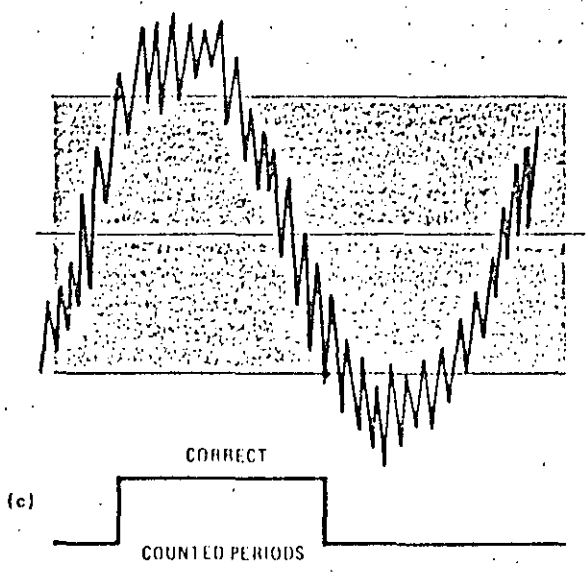
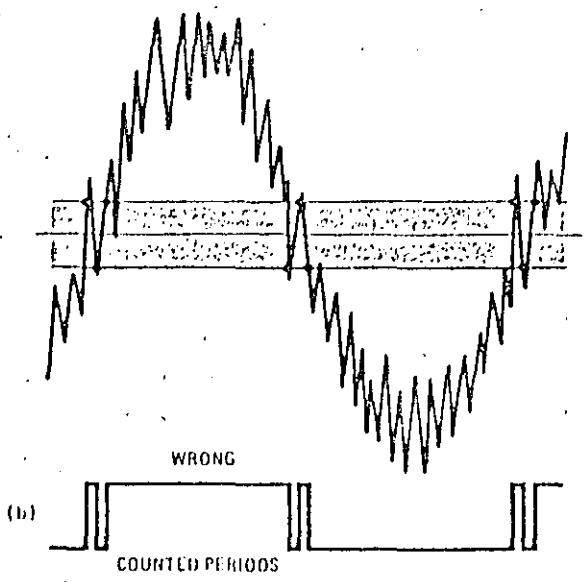
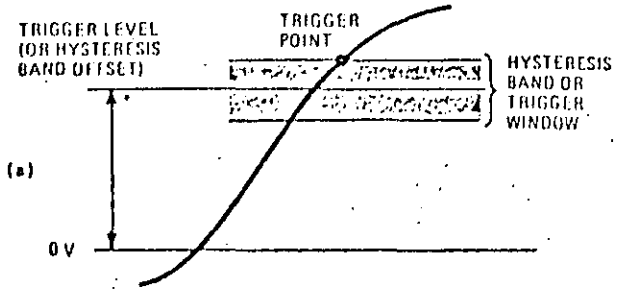
Basic counter. To measure frequency, inputs are converted to standard logic levels and enter the main gate, which is held open for a preset time by the time-base divider circuit. The gate's output is a number of pulses corresponding to the input frequency.



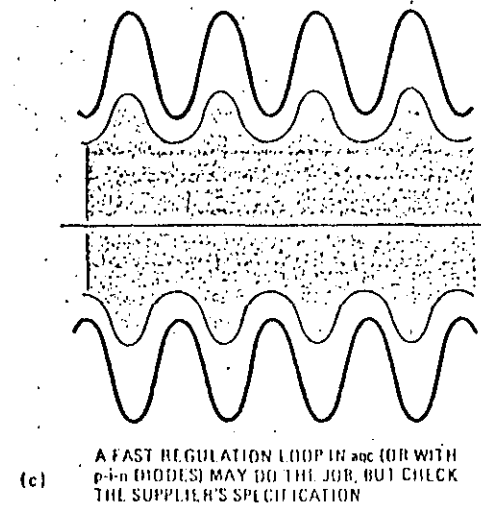
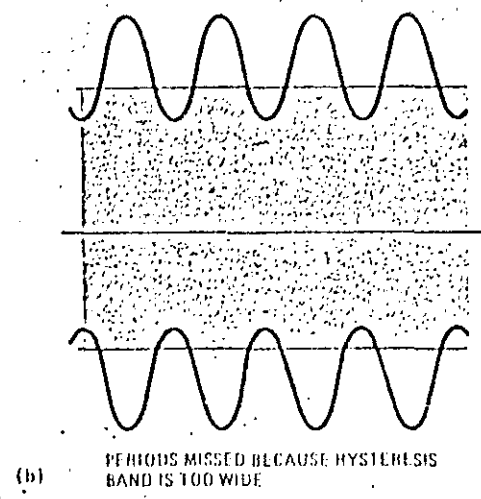
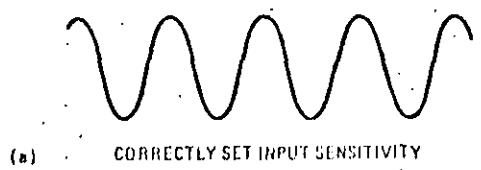
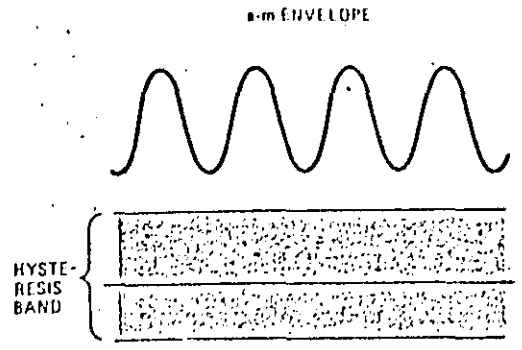
Prescaled counting. For inputs beyond the frequency range of the basic counting circuits, prescaling is used. Input signals are divided in frequency by a known factor by the prescaler and counted, and the resulting pulses are multiplied by the same factor.



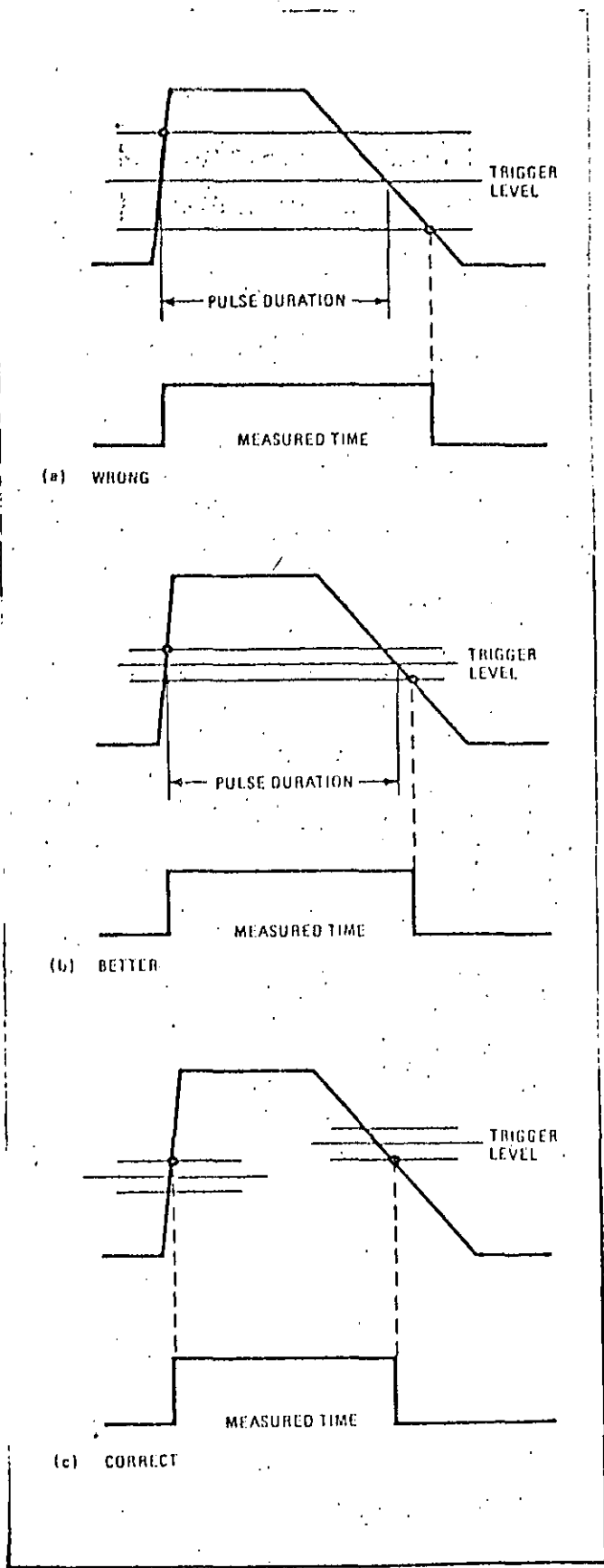
Time Intervals. Measuring brief time intervals, clock pulses may be truncated by the gate, and when that happens, errors will result (a). A more accurate technique is to count leading edges of clock pulses (b) and then use interval averaging (c).



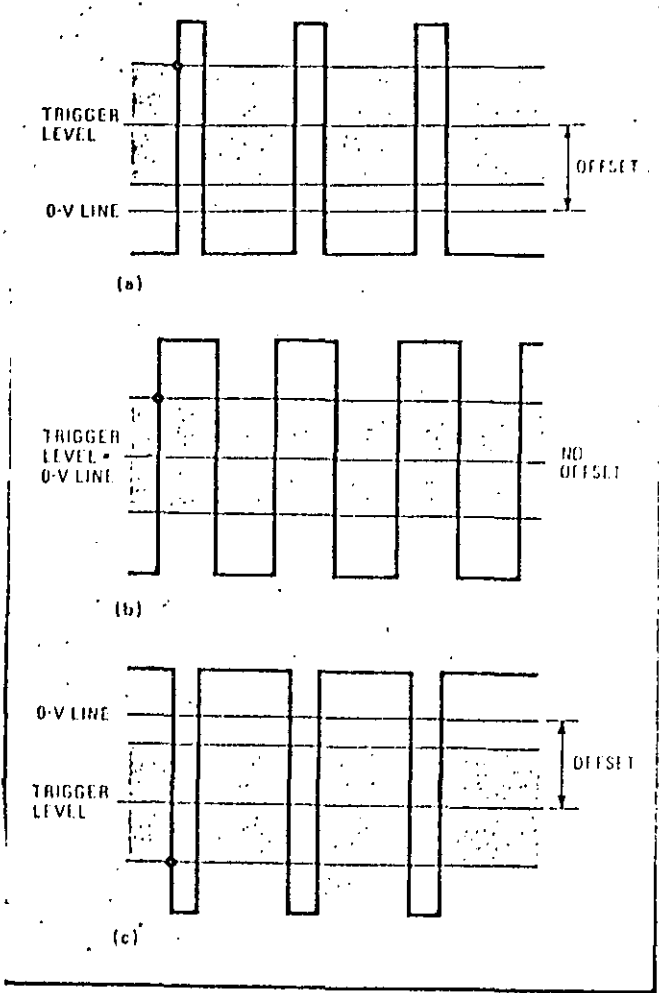
Spurious counts. Triggering does not occur at the specified trigger level, but rather at the top of the hysteresis band (a). If the hysteresis band is narrow, a noisy signal will make extra transitions (b). An input attenuator can expand hysteresis band (c).



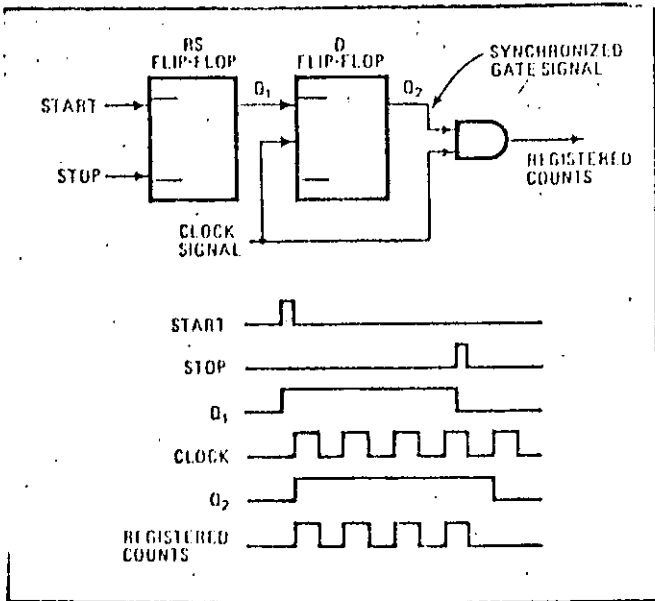
Amplitude modulation. If the signal is amplitude-modulated, the a-m envelope should enclose the hysteresis band (a). A hysteresis band that is too narrow (b) will result in uncounted periods. An alternative is automatic regulation of the hysteresis band (c).



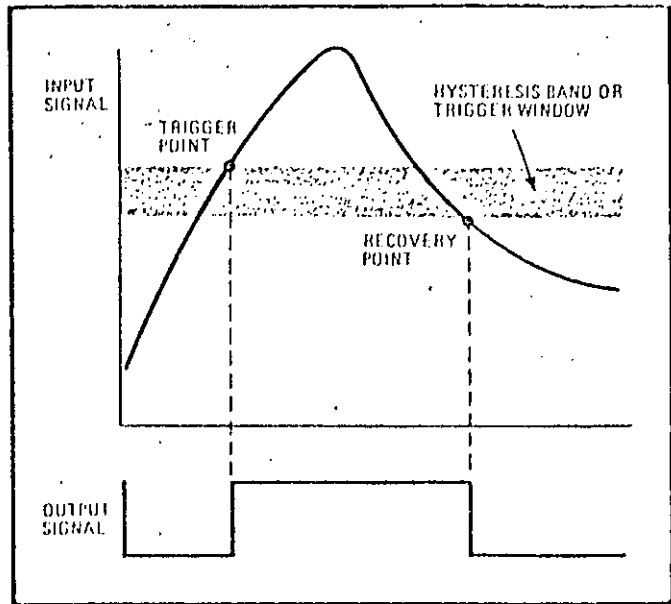
Slope variations. Different slopes of the edges of input signals can cause variations in triggering. Here, the narrower the hysteresis band, the less the error. But the errors can be compensated for by offsetting trigger levels with half the value of the hysteresis band (c).



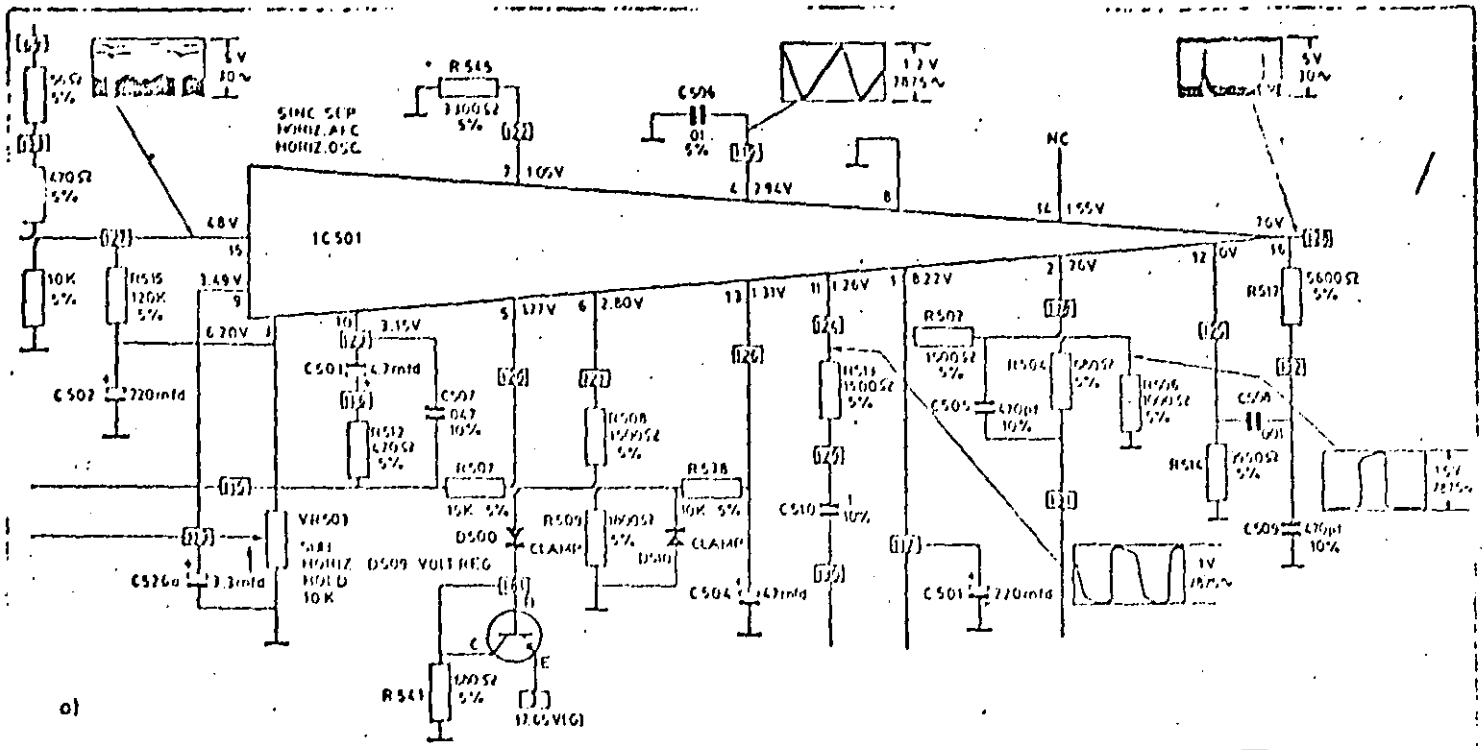
Changing duty cycles. The trigger level should be variable if frequency-measurement inputs are to have high or low duty cycles. The trigger level offset then can track the inputs to assure that no pulses are missed during the counting process.



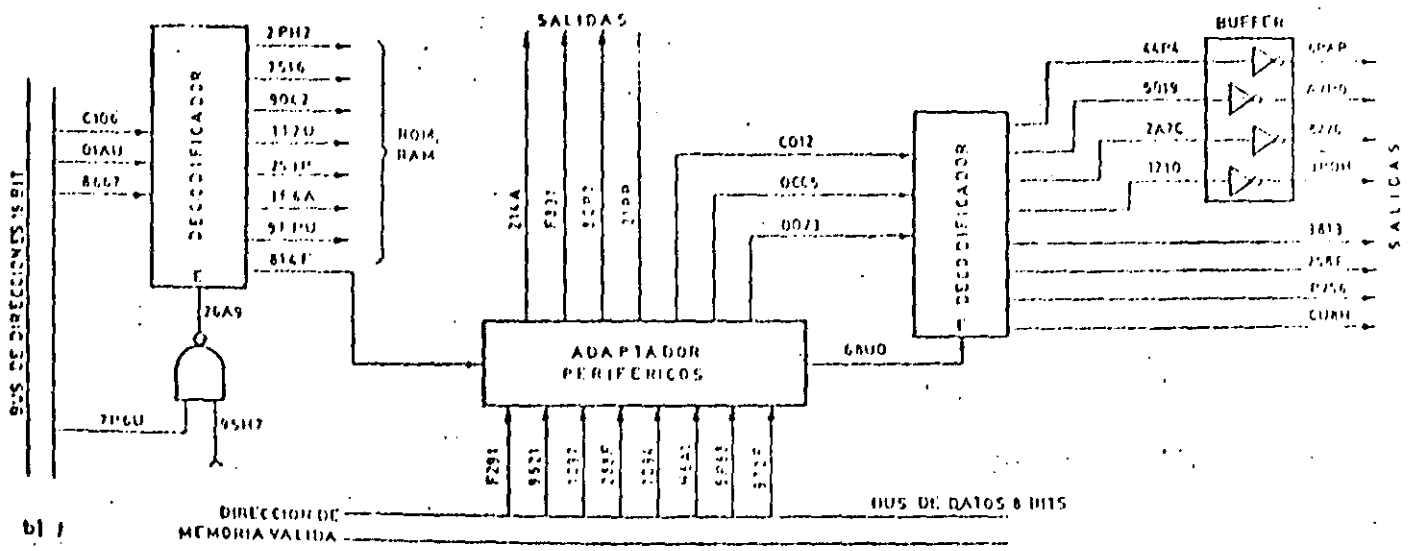
Synchronized gating. A circuit that acts on the edges of the clock pulses can be implemented with two flip-flops. The circuit thus responds to almost zero-width start and stop pulses and can be used to measure events shorter than the clock period.



Hysteresis effects. Hysteresis in the trigger circuits results in a voltage difference between trigger and recovery points. The range between the upper and lower thresholds is the hysteresis voltage, which must be taken into account with complex input signals.



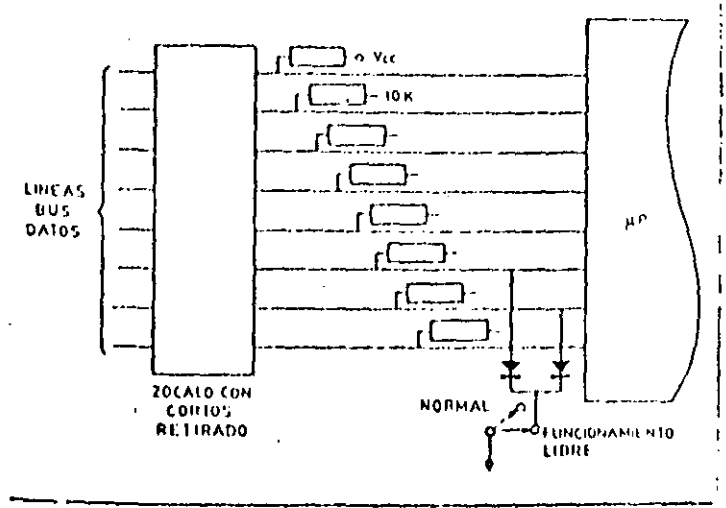
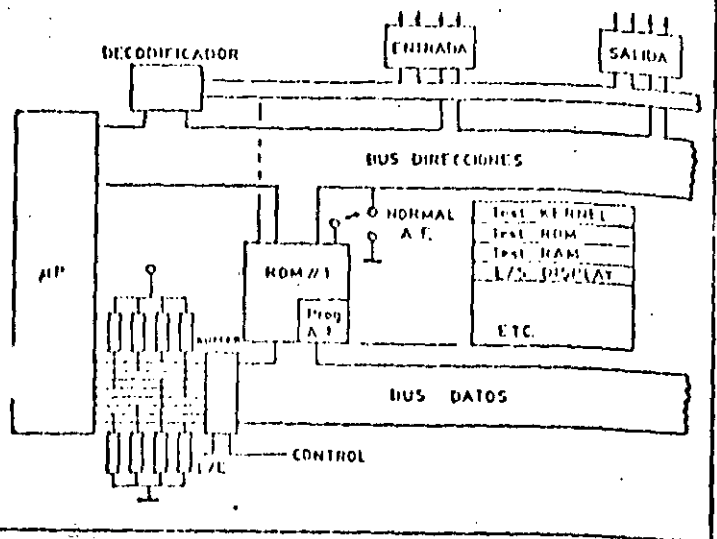
a)



b)

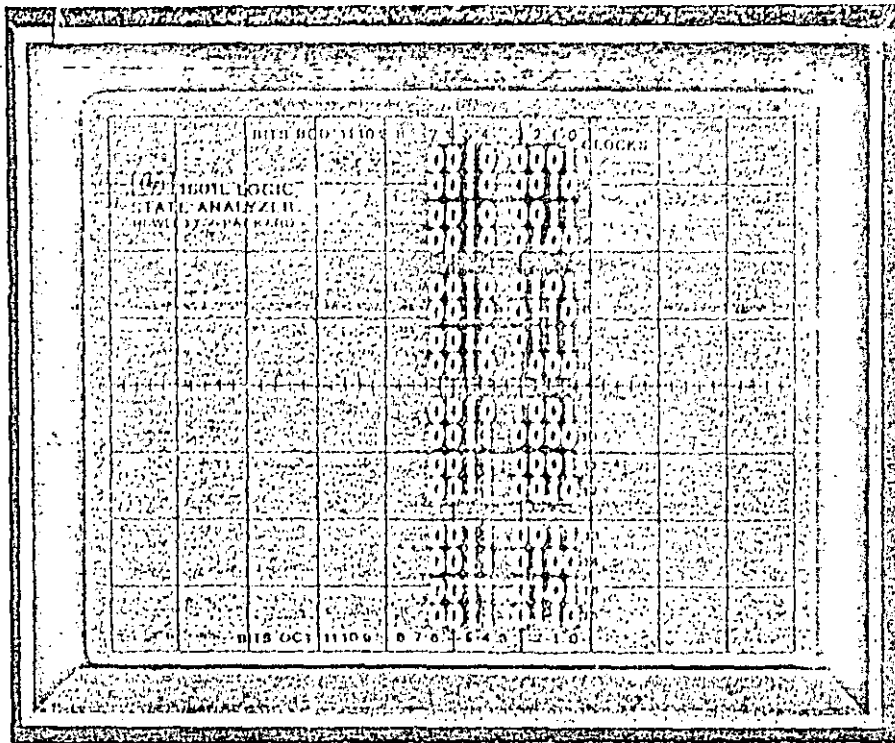
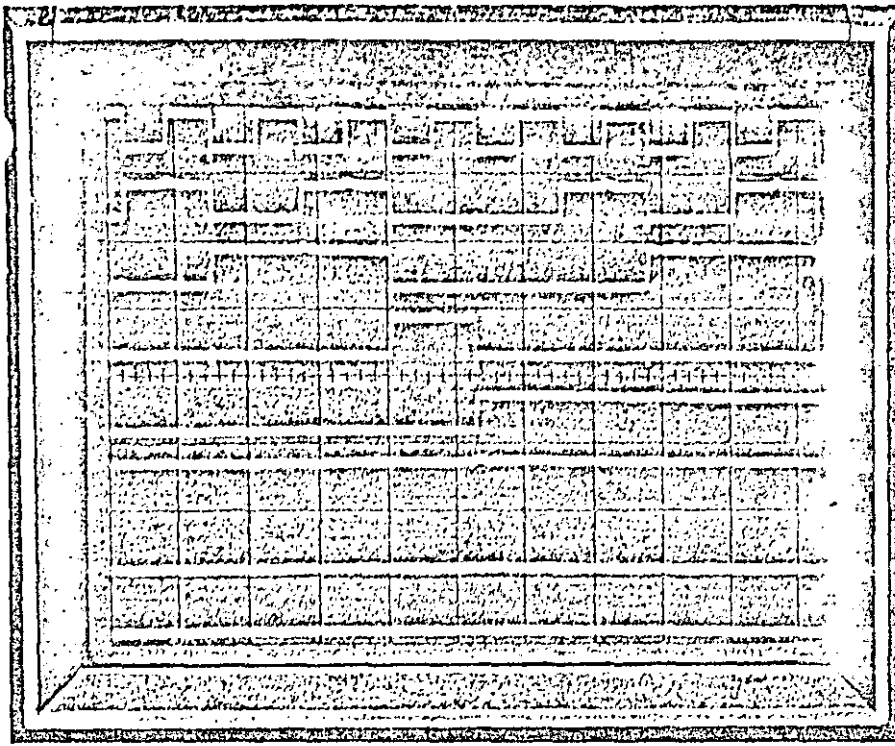
En los circuitos analógicos, (a) tenemos anotadas tensiones y formas de onda. En los circuitos digitales, todas las formas de onda son parecidas. El esquema (b) muestra un circuito digital con formas hexadecimales que caracterizan cada nodo del circuito.

MODIFICACIONES HARDWARE, PARA AÑADIR ANALISIS DE FIRMAS

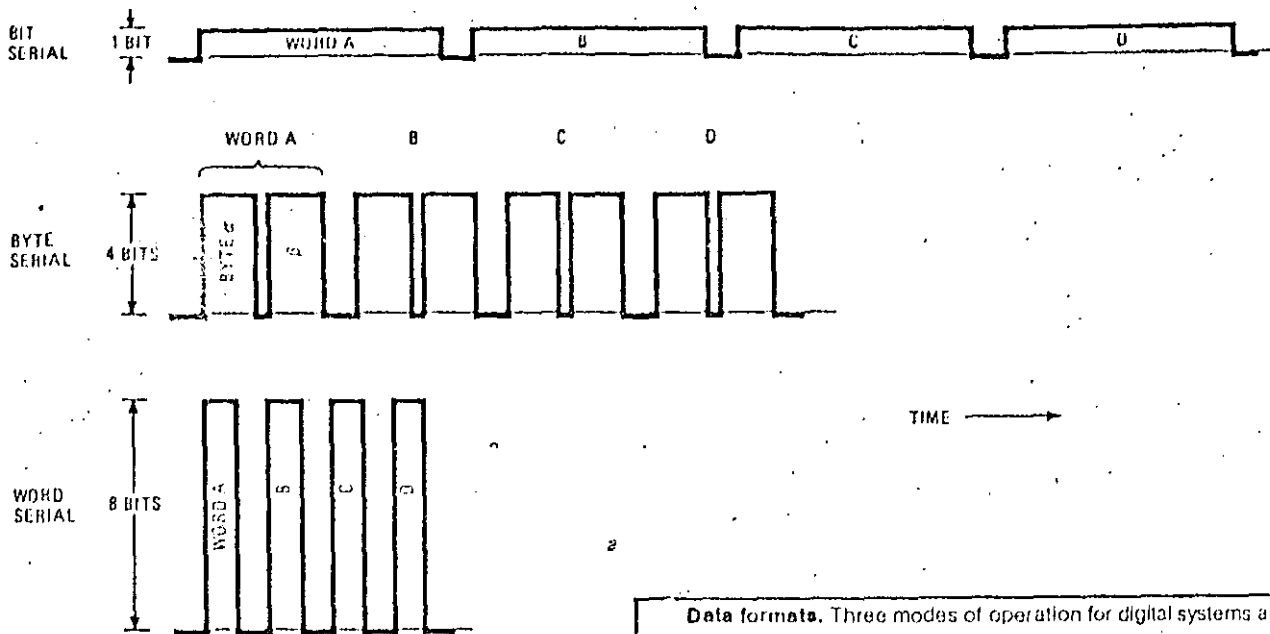


Microprocesador puesto en funcionamiento libre

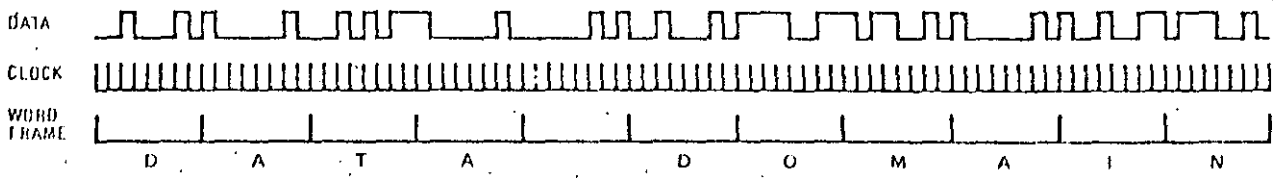
Diagrama de bloques simplificado de un circuito basado en microprocesador, donde se muestran las modificaciones de hardware necesarias para añadir análisis de firmas.



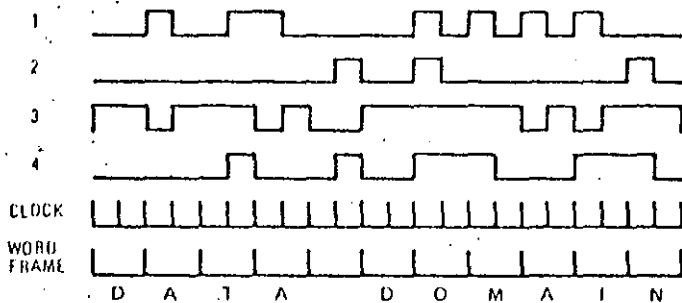
Counter display. The output of a two-decade counter can be displayed by either a logic-timing analyzer (top) or a logic-state analyzer (bottom). The logic-timing analyzer display yields more information about the timing relationships between signals, but the logic-state analyzer display is more easily read, and so is more useful when information about logic levels is all that is required.



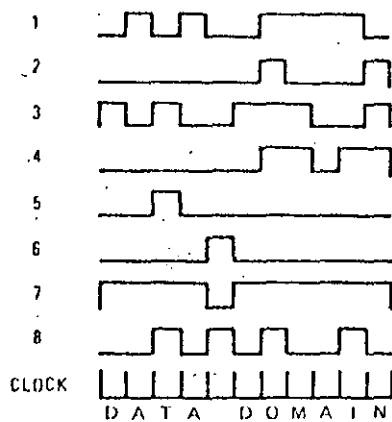
Data formats. Three modes of operation for digital systems are bit serial, byte serial, and word serial. The mode used determines the meaning of a particular bit by putting it in context. Otherwise, any bit would be indistinguishable from any other bit.



(a) BIT-SERIAL-FORMAT

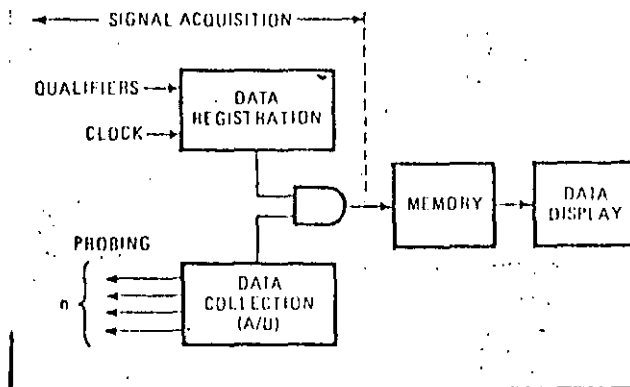


(b) BYTE-SERIAL-FORMAT



(c) WORD-SERIAL-FORMAT

Synchronous transmission. The three format structures produce different data waveforms. The number of lines necessary to transmit the words "data domain" depends on the transmission mode selected. But data transmission is still multiline in nature.



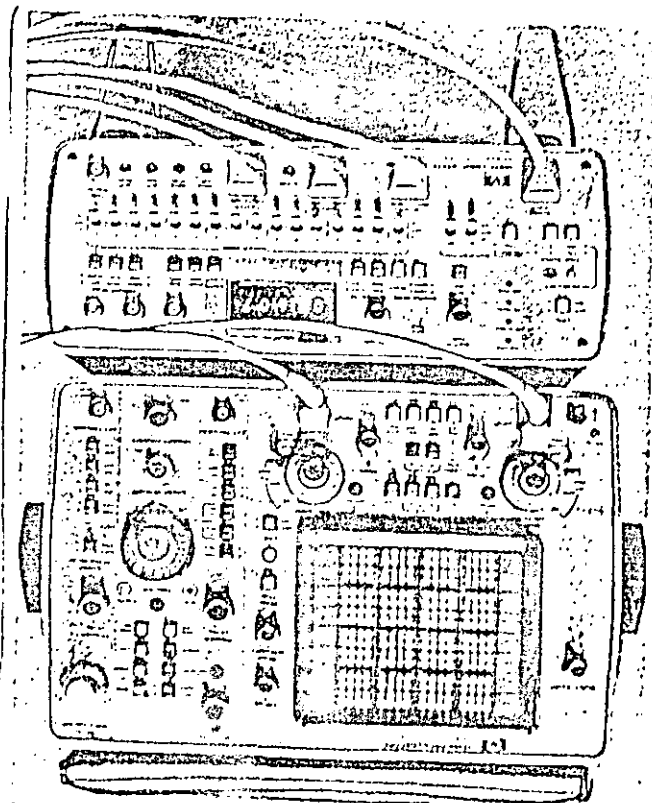
Logic analyzer. Data-domain testing differs from time- and frequency-domain testing in the means used for probing, data collecting, data registration, memory, and data display. Shown here are the data and control-signal paths in a logic analyzer.

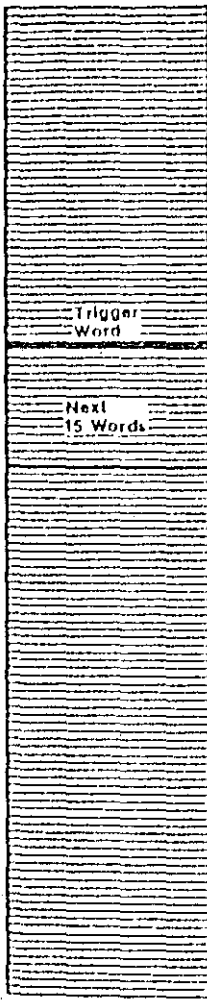
CR = Carriage return, LF = Line feed, BS = Back space
 HT = Horizontal tabulation, VT = Vertical tabulation
 SOH = Start of header, STX = Start of text, ETX = End of text,
 EOT = End of transmission, ACK = Acknowledge, DC = Device control.

Abbreviations:

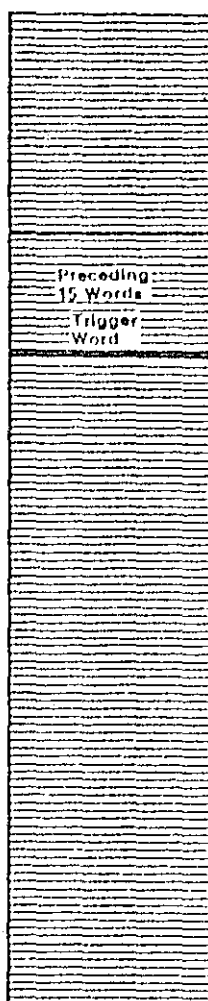
A	100001	a	1000011	0	0000110	\$	0010010
B	0100001	b	0100011	1	1000110	s	1010010
C	1100001	c	1100011	2	0100110	(1101111
D	0010001	d	0010011	3	1100110)	1011111
E	1010001	e	1010011	4	0010110	[1101101
F	0110001	f	0110011	5	1010110]	1011101
G	1110001	g	1110011	6	0110110	{	1110000
H	0001001	h	0001011	7	1101110	}	1001000
I	1001001	i	1001011	8	0001110	~	1001000
J	0101001	j	0101011	9	1001110	^	1001000
K	1101001	k	1101011			_	1001000
L	0011001	l	0011011			0	0100000
M	1011001	m	1011011			1	1100000
N	0111001	n	0111011			2	0100000
O	1111001	o	1111011			3	1100000
P	0000101	p	0000111			4	0001000
Q	1000101	q	1000111			5	1100100
R	0100101	r	0100111			6	0001000
S	1100101	s	1100111			7	1001000
T	0010101	t	0010111			8	0010100
U	1010101	u	1010111			9	1010100
V	0110101	v	0110111			0	0010100
W	1110101	w	1110111			1	1010100
X	0001101	x	0001111			2	0001100
Y	1001101	y	1001111			3	1001100
Z	0101101	z	0101111			4	0100010

PROPOSED AMERICAN STANDARD CODE FOR INFORMATION INTERCHANGE (ASCII)

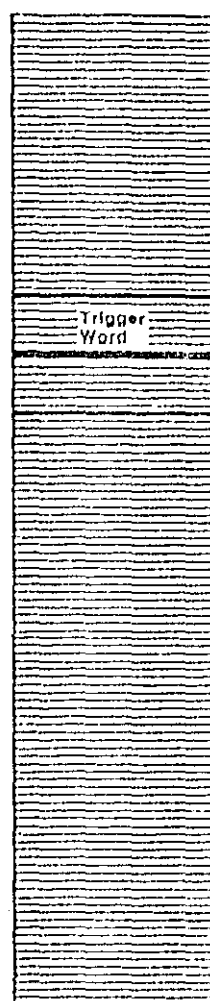




Start Display, Trigger Mode, No Delay.
In this mode the trigger word and the next 15 words are displayed.

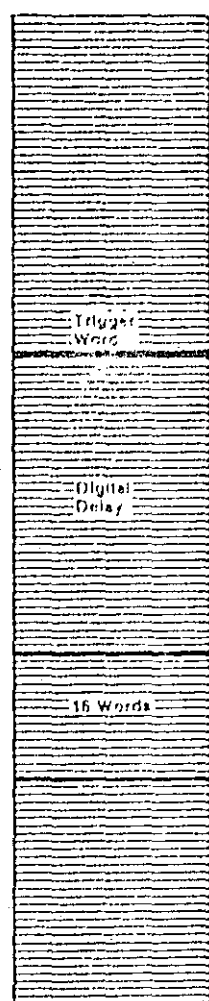


End Display, Trigger Mode, No Delay.
The 15 words preceding the trigger word are displayed.



End Display with 1 to 15 clocks of Digital Delay.

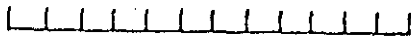
By selecting end display and digital delay up to 15, it is possible to simultaneously display words occurring before and after the trigger word.



Start Display with Digital Delay.

The trigger word is not displayed in this mode. After the preselected delay a display field of 16 words is displayed.

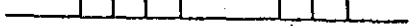
UNQUALIFIED CLOCK



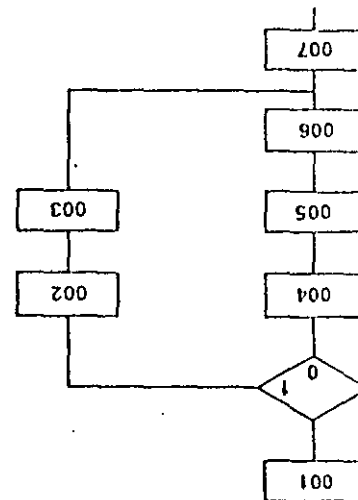
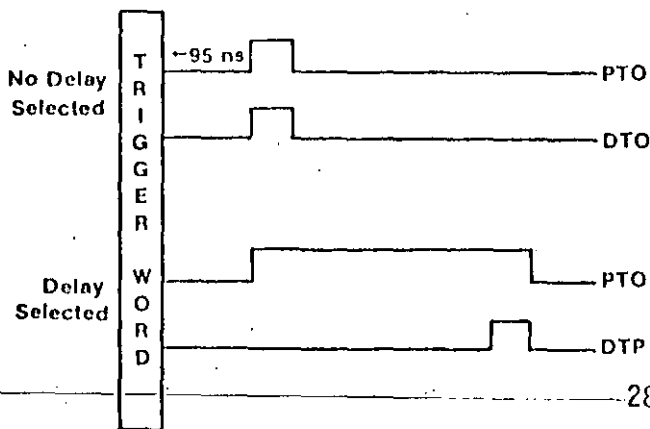
QUALIFIER

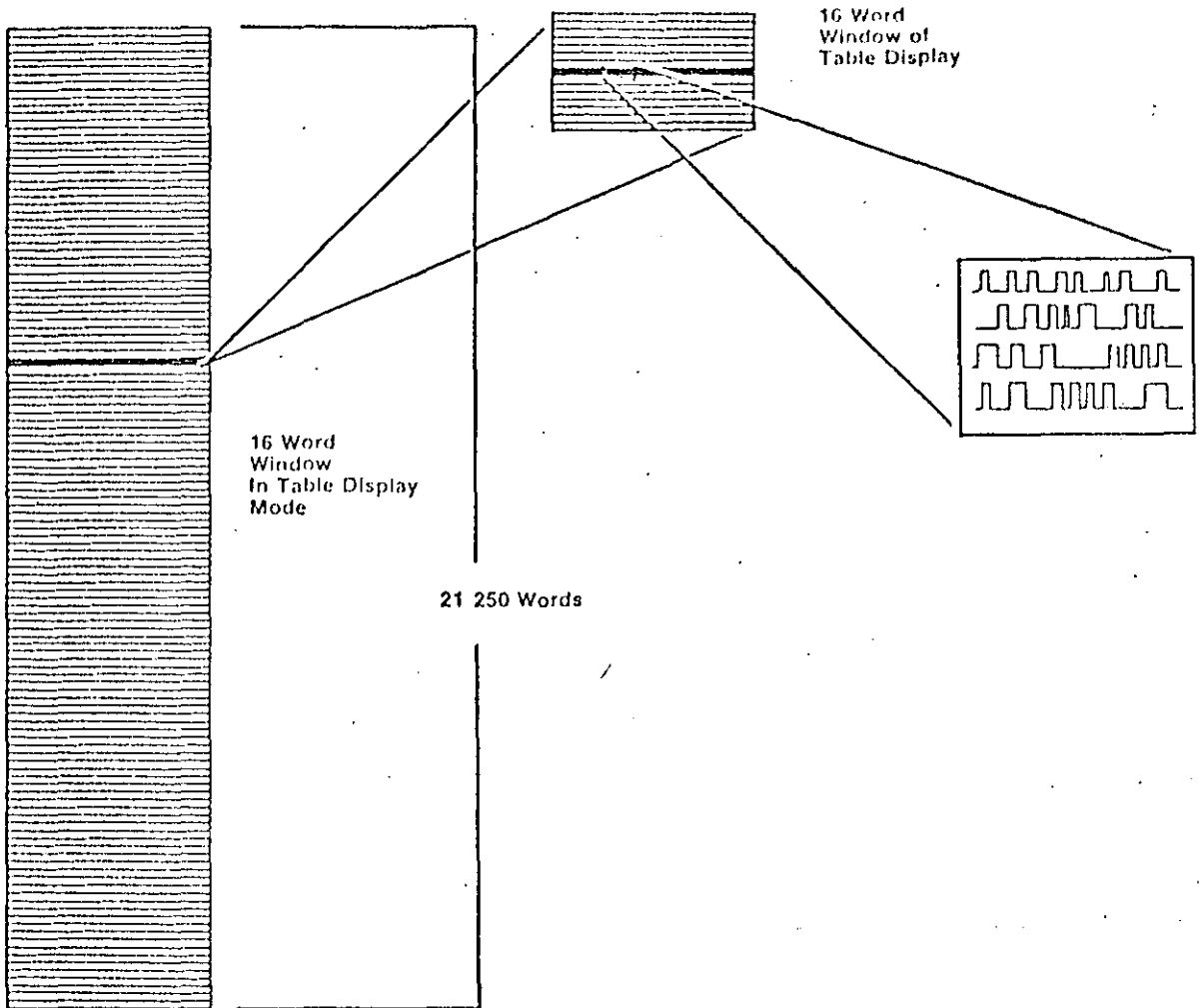


QUALIFIED CLOCK

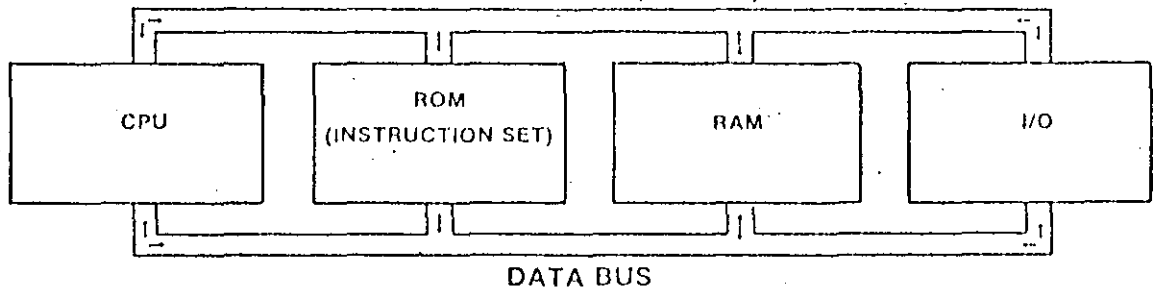


Data is acquired only on qualified clock edges when the display (clock) qualification mode is selected.





PROBES ARE ATTACHED TO THE ADDRESS BUS
ADDRESS BUS (16 BITS)

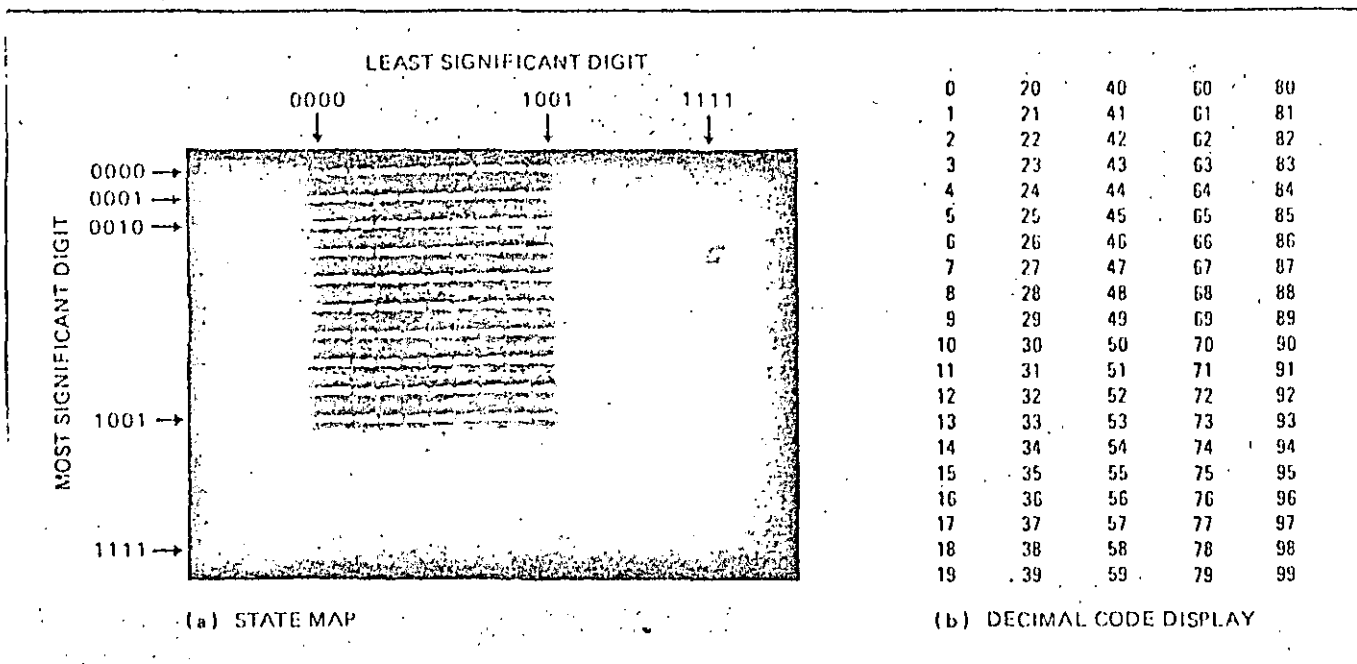


This CPU system uses a 21 250 word address sequence to perform its function. The map can represent all of this activity.

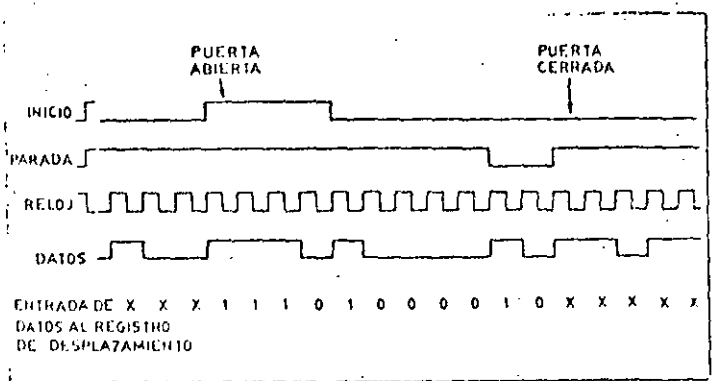
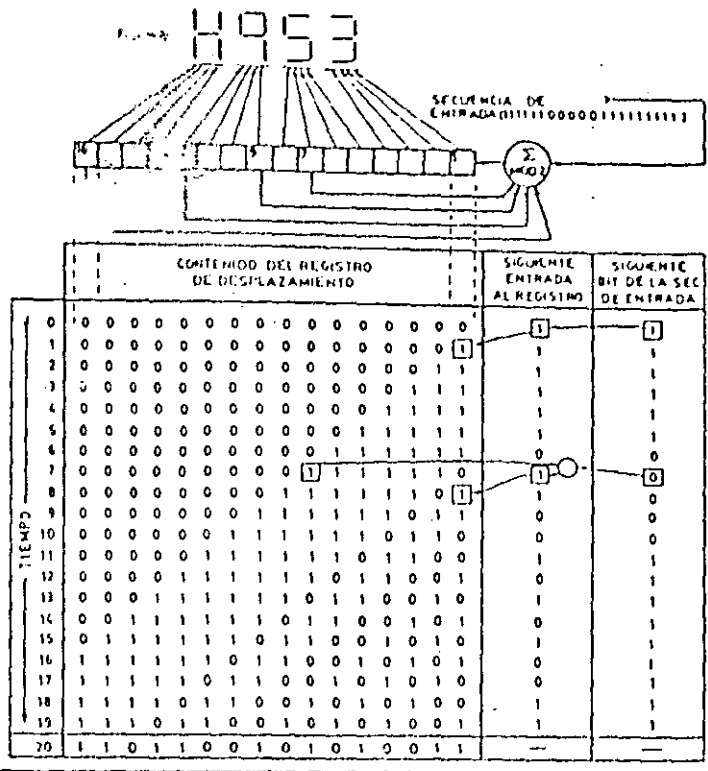
The 16 word table display shows 16 consecutive addresses. The oscilloscope display shows 4 bits of the trigger word and is triggered from the pattern trigger output of the logic analyzer.

TABLE 2. INSTRUMENT CAPABILITIES OF DIFFERENT INSTRUMENTS

INSTRUMENT	DATA ACQUISITION			MEMORY	DISPLAY FORMAT	
	Probing nodes	Collection repetition rate	Registration trigger and index	Negative-time information	Parameters	Speed
Logic state analyzer	Many	Single shot, aperiodic, periodic	f(Word), f(Event)	Yes N words	Word vs Event A & B	Word rate
Logic timing analyzer	Many	Single shot, aperiodic, periodic	f(Word), f(Event)	Yes mN words	Word vs Time Pseudo V vs Time	mWord rate ~Voltage rate
Oscilloscope trigger generator	Many	Single shot, aperiodic, periodic	f(Word), f(Event)	-	-	-
Oscilloscope	Few	Single shot - 1, 2 channels, periodic	f(Voltage), f(Time)	No	Voltage vs Time	Voltage rate

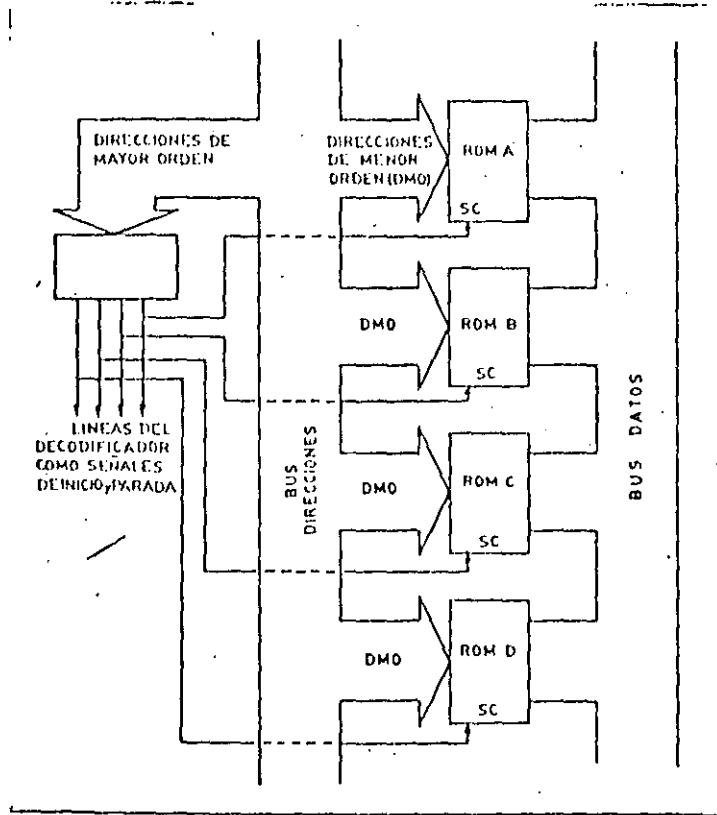


Variety. Logic states may be presented in many ways. Two of them are shown here. The state map (left) is a graphic presentation that clearly shows the stages through which a counter steps. The decimal code display (right) is another way to show the same thing.

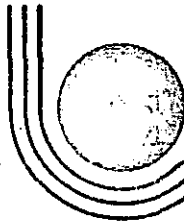


Típica entrada de datos al analizador de firmas, mostrando las relaciones de tiempo entre las señales de control y el grupo de datos.

El componente básico del analizador de firmas es un registro de desplazamiento lineal con realimentación. Esto convierte la entrada de datos en una firma de cuatro dígitos hexadecimales. La tabla muestra como es procesada una entrada de 20 bits.



Chequeo de ROM en la fase de funcionamiento libre. Moviendo las señales INICIO/FINAL a la línea de selección de chip de cada ROM, podemos averiguar qué ROM es la que introduce datos incorrectos.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

4.5 DISPOSITIVOS DE DESPLIEGUE Y PRESENTACION
DE DATOS

ING. JOSE SERRANO VILLEGAS

MARZO, 1985.

4.5 Dispositivos de despliegue y presentación de datos.

El dispositivo de despliegue puede considerarse como el medio por el cual se visualiza la información de un instrumento. Debemos reconocer que un instrumento es la herramienta que nos ayuda a resolver nuestros problemas de trabajo a través de información visual, la cual debe ser aceptada como verdadera.

De la definición anterior, un dispositivo de despliegue puede estar comprendido desde una lámpara indicadora hasta un tubo de rayos catódicos.

La situación ideal en cualquier sistema electrónico, requiere de un dispositivo de despliegue de 7-segmentos que podría ser compatible directamente con la circuitería lógica de control y con los voltajes de la fuente de poder disponibles. En lo que se refiere al despliegue por tubo de rayos catódicos, la información está determinada por la frecuencia de rastreo y por la densidad del carácter.

Con el uso creciente de instrumentos digitales en la vida común del hombre, han aparecido en los últimos años dispositivos indicadores alfanuméricos de distintas tecnologías. Debido a la variedad de éstas, es necesario conocer sus principales características a fin de hacer una elección adecuada del

indicador para un problema de instrumentación específico

En los siguientes párrafos se describirán los tipos más sobresalientes de indicadores

Indicadores de descarga en gas

Dentro de este tipo de indicadores se puede clasificar a uno de los más antiguos y populares: el Nixie

El Nixie es un tubo que contiene 10 cátodos metálicos (fríos), los cuales tienen la forma de los números del 0 al 9. Los cátodos están aislados uno de otro y están acomodados uno detrás del otro. El ánodo que es común a todos los cátodos está formado por una malla fina, imperceptible cuando el tubo está en operación. El tubo está lleno de gas neón con pequeñas cantidades de mercurio. Cuando se aplica una tensión de alrededor de 170V entre el ánodo y uno de los cátodos, el gas en la vecindad de ese cátodo se ioniza y emite luz de color naranja dando la apariencia de que el cátodo está encendido.

En la fig 4.5.1 se muestra la constitución de un Nixie.

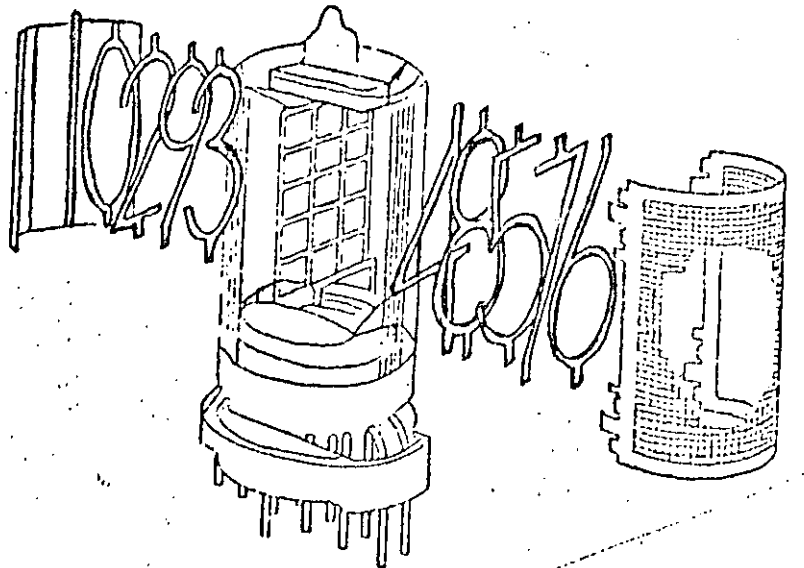


Fig 4.5.1 Tubo indicador Nixie.

El Nixie puede usarse en sistemas de excitación a tiempo compartido (multiplex) o en excitación continua.

Un tipo de indicador multicarácter derivado del Nixie lo constituyen los blocks planos de indicadores como el Panaplex.

Estos indicadores planos de descarga en gas utilizan mismo principio que el Nixie para producir caracteres luminosos. Los caracteres son formados por siete segmentos de recta. La constitución de un indicador plano de este tipo se muestra en la figura 4.5.2.

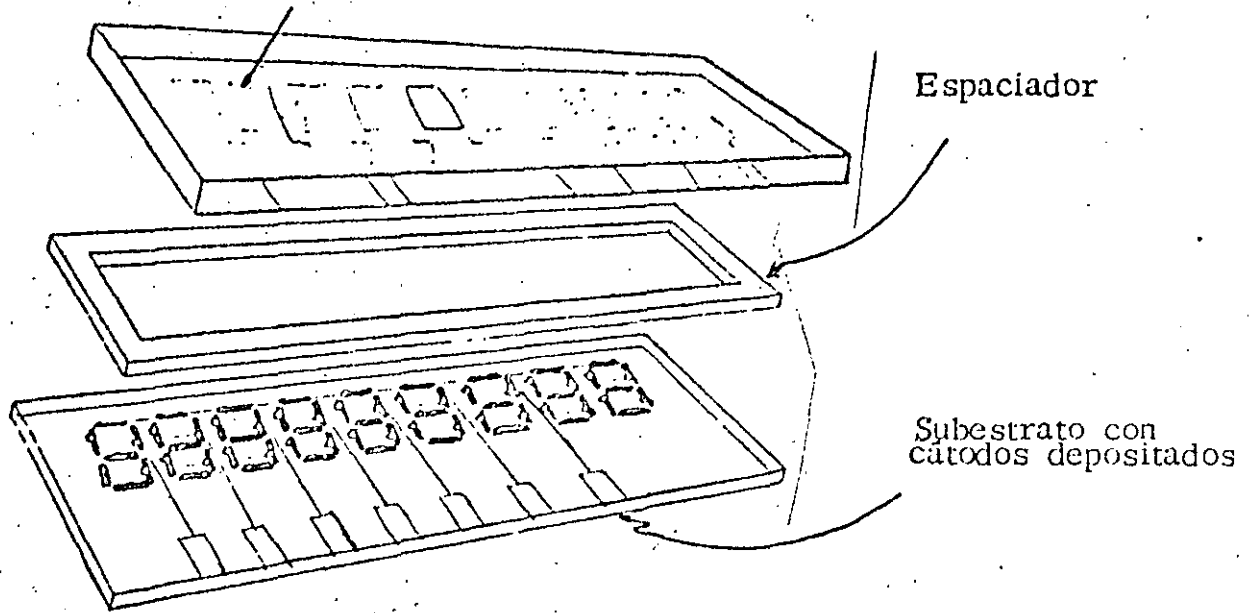


Fig 4.5.2 Indicador plano de descarga en gas multicarácter.

Los cátodos son películas metálicas depositadas en una base plana. Los cátodos que corresponden a un segmento determinado en todos los caracteres están conectados eléctricamente entre sí. Cada carácter tiene un ánodo separado, el cual está formado por un depósito fino y transparente de óxido de estaño (conductor en la cara interna de la placa frontal del indicador). Un espaciador separa la base y la placa frontal. Una atmósfera de neón con una pequeña cantidad de mercurio llena el interior del indicador. Cuando se aplica una tensión de unos + 170V entre un ánodo y el cátodo que corresponde, el gas en la vecindad del cátodo se ioniza emitiendo luz.

Este tipo de indicador está diseñado para trabajar los caracteres en tiempo compartido. Los caracteres aparentan estar encendidos continuamente cuando la frecuencia de conmutación es mayor que 80 Hz. La posición de un carácter se selecciona excitando el ánodo correspondiente con una tensión positiva. Al mismo tiempo, los cátodos (segmentos) apropiados se llevan a potencial cero, lo que provoca ionización iniciando la descarga alrededor de los cátodos seleccionados. Aunque los cátodos para segmentos similares en otros caracteres también son llevados a cero tensión, no habrá descarga alrededor de ellas porque los otros ánodos son mantenidos a una tensión menor que la de sostenimiento. Así es que cada par ánodo cátodo puede considerarse como un dispositivo a umbral en una matriz X-Y.

Indicadores con diodos emisores de luz.

Los diodos emisores de luz (LED's) son semiconductores que emiten luz cuando se les aplica una corriente que produce una recombinación entre electrones y huecos cerca de la unión p-n.

Los materiales semiconductores más empleados para la elaboración de un LED son: GaP y Ga AsP.

Para producir caracteres numéricos se emplean 7 segmentos o arreglos de puntos de 3 X 5, mientras que para producir letras deben emplearse 14 segmentos o arreglos de puntos de 5 X 7. Ver Fig 4.5.3.

Los indicadores con LED se fabrican generalmente para caracteres numéricos con 7 segmentos y para caracteres alfanuméricos con arreglos de puntos de 5 X 7.

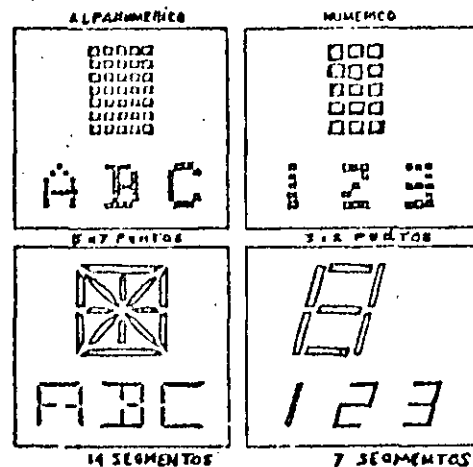


Fig 4.5.3 Ejemplos de formación de caracteres con segmentos y puntos.

Los materiales empleados en la fabricación de este tipo de indicadores es despreciable. Por lo que los caracteres con LED son por lo general de pequeñas dimensiones. Sin embargo, sus pequeñas dimensiones, los hacen adecuados para equipo portátil.

La mayor parte de los LED's emiten luz roja, aunque existen algunos que emiten luz amarilla y verde.

Los LED's tienen un umbral de conducción bien definido, lo cual hace que los indicadores que se forman con ellos sean apropiados para trabajar en tiempo compartido. El umbral de conducción de un LED está alrededor de 1.7V, lo que los hace compartibles con la mayoría de circuitos lógicos integrados.

En la Fig. 8.5.4 se muestran dos tipos de ensamble para indicadores numéricos.

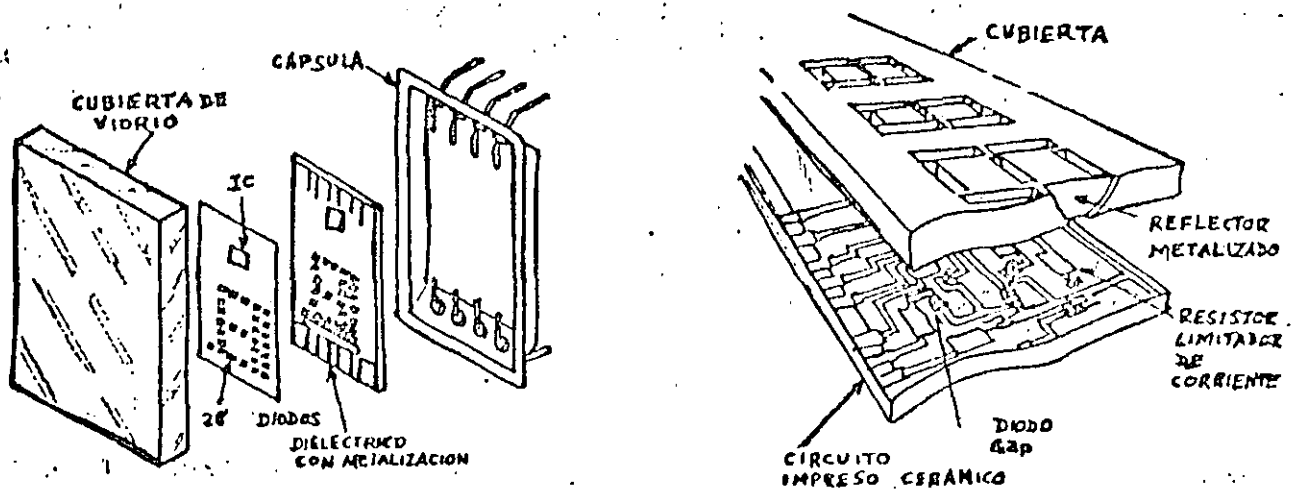


Fig. 8.5.4 Ensamblajes de indicadores numéricos con LED's.

Indicadores de cristal líquido.

Los indicadores de cristal líquido no emiten luz, sólo difunden la luz ambiental. Esto lo hace útiles aún en ambientes muy iluminados.

Actualmente existen dos tipos de cristal líquido empleados en indicadores numéricos: de difusión dinámica y de efecto de campo.

El cristal líquido de difusión dinámica es claro en ausencia de campo eléctrico y opaco y difusor cuando se le aplica un campo eléctrico. Normalmente se le emplea en indicadores de siete segmentos como se muestra en la Fig 8.5.5.

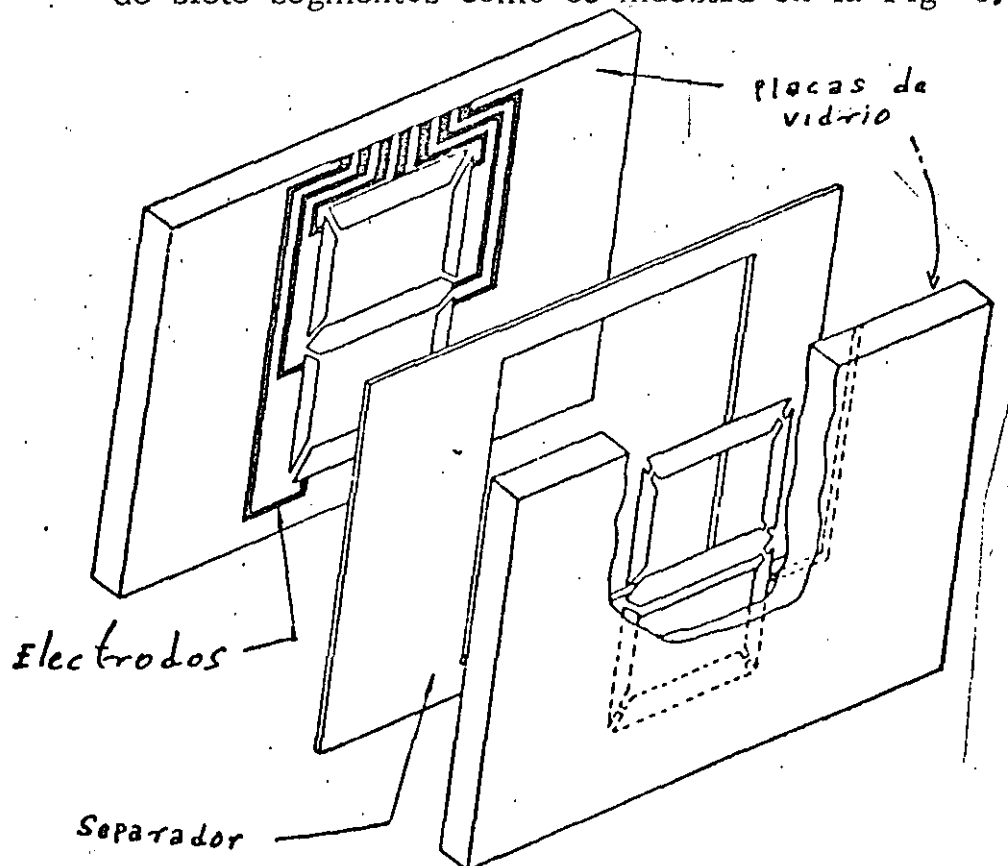


Fig. 8.5.5

Los segmentos del caracter están formados por electrodos transparentes en las caras internas de las dos placas de vidrio, entre las cuales hay una fina película de cristal líquido. Si el dispositivo debe ser reflectivo, el electrodo posterior debe ser de metal para que sirva como espejo.

Estos indicadores requieren muy poca corriente (del orden de micro amperes por centímetro cuadrado) para producir el efecto de difusión de luz. La operación en corriente continua acorta la vida del indicador por lo que se emplea corriente alterna. La tensión puede ser de 25V o menos, así es que estos indicadores a cristal líquido son adecuados en aplicaciones de bajo consumo de energía. Los indicadores que tienen reflector en la parte posterior, se oscurecen para determinados ángulos de observación en ciertas condiciones de iluminación. Los indicadores con cristal líquido de difusión dinámica no poseen un umbral de tensión definido; además, cada segmento es eléctricamente equivalente a una resistencia de varios cientos de megohms en paralelo con una capacidad de decenas de picofarads, por lo que estos indicadores no son apropiados para excitación en tiempo compartido con elementos lógicos convencionales.

Los cristales líquidos de efecto de campo, son de desarrollo reciente. Operan girando el plano de polarización de la luz incidente polarizada, Fig. 4.5.6. Como se ve en esta figura, el indicador requiere para su operación filtros polarizadores en ambos lados de la celda básica. En ausencia de campo eléctrico, la luz polarizada por el filtro de la derecha (Fig. 4.5.6(a)) pasa a través del cristal, el cual gira el plano de polarización de la luz 90° y la luz pasa a través del filtro de la izquierda cuando se aplica un campo eléctrico al cristal líquido (Fig. 4.5.6 (b)) este no gira el plano de polarización de la luz, la cual no es transmitida por el filtro de la izquierda.

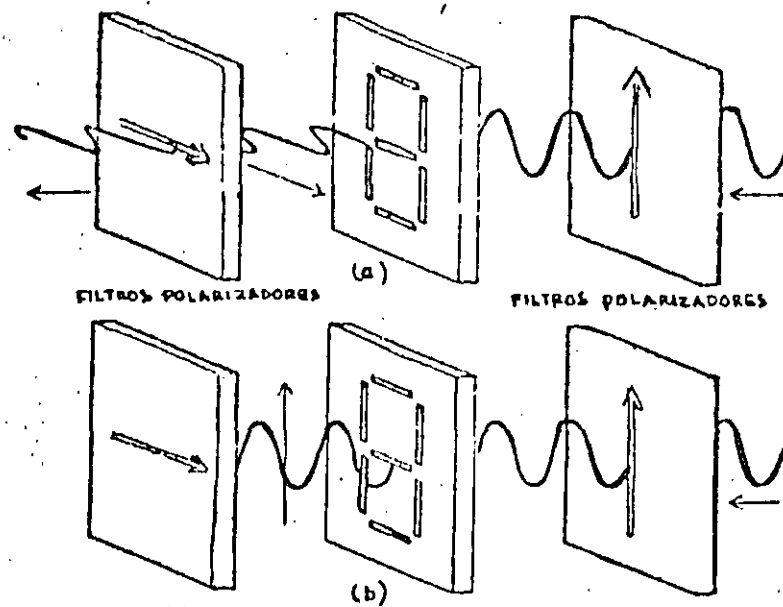


Fig. 4.5.6 Principio de funcionamiento de un indicador de cristal líquido de efecto de campo. a) Sin campo eléctrico aplicado. b) Con campo eléctrico aplicado.

El umbral de funcionamiento de un indicador de cristal líquido de efecto de campo es lo suficientemente bueno para trabajar en tiempo compartido en sistemas de varios dígitos. Pueden ser operados en el modo reflexivo o transmisor. Trabajan con corriente directa y consumen menos energía que los de difusión dinámica.

El rango de temperatura de operación de los indicadores de cristal líquido va de 0°C a 80°C. Los tiempos de vida son superiores a las 10,000 hrs. Las relaciones de contraste proporcionadas por los indicadores de cristal líquido pueden llegar a ser de 20:1.

Indicadores fluorescentes al vacío

Este indicador es un diodo al vacío con un cátodo común que está formado por dos filamentos de alambre muy fino. Siete ánodos recubiertos con fósforo forman el carácter a una distancia predeterminada detrás de los filamentos. Estructuras con un solo carácter o multicaracteres son fabricados dentro de una envoltura de vidrio sellado al alto vacío.

Aplicando una tensión de 25V con respecto al cátodo a cualquier combinación de ánodos, estos son bombardeados por electrones, los cuales excitan al fósforo emitiendo luz para generar uno de los 10 dígitos o 14 letras.

La luz que emite el fósforo excitado es de color azul verde. La potencia disipada por el dispositivo es de alrededor de 80mV para el calentamiento del cátodo y de algunos miliwatts para el mantenimiento de la corriente de excitación.

Indicadores de filamento incandescente (numitron).

El factor de forma de estos indicadores varía desde los bloques rectangulares planos hasta los tubos miniatura y subminiatura. Estos indicadores generan suficiente luz como para ser empleados bajo la luz solar directa, el espectro emitido por esa luz es suficiente ancho, lo que permite una gran selección de colores mediante filtros. Los filtros pueden aumentar la relación de contraste. El brillo de los filamentos es ajustable, con controles de tensión simples, desde cero hasta un nivel que es visible en fuertes iluminaciones ambientales. Las tensiones de operación son bajas y su disipación de potencia es moderada lo cual los hace compatibles con los decodificadores integrados.

Indicadores de película electroluminiscente.

Ciertos sólidos presentan el fenómeno de electro luminiscencia cuando se les aplica un campo eléctrico. Películas delgadas

emisores de luz de fósforos policristalinos como el ZnS:Mn son empleados en indicadores que resultan ser insensibles a las variaciones de temperatura, choques y vibraciones.

Los indicadores hechos con ZnS:Mn pueden tener caracteres de cualquier dimensión (entre 7.5 y 250 mm) y en un solo encapsulado pueden tenerse hasta 80 caracteres.

La estructura de un indicador de película electroluminiscente se muestra en la Fig. 4.5.7.

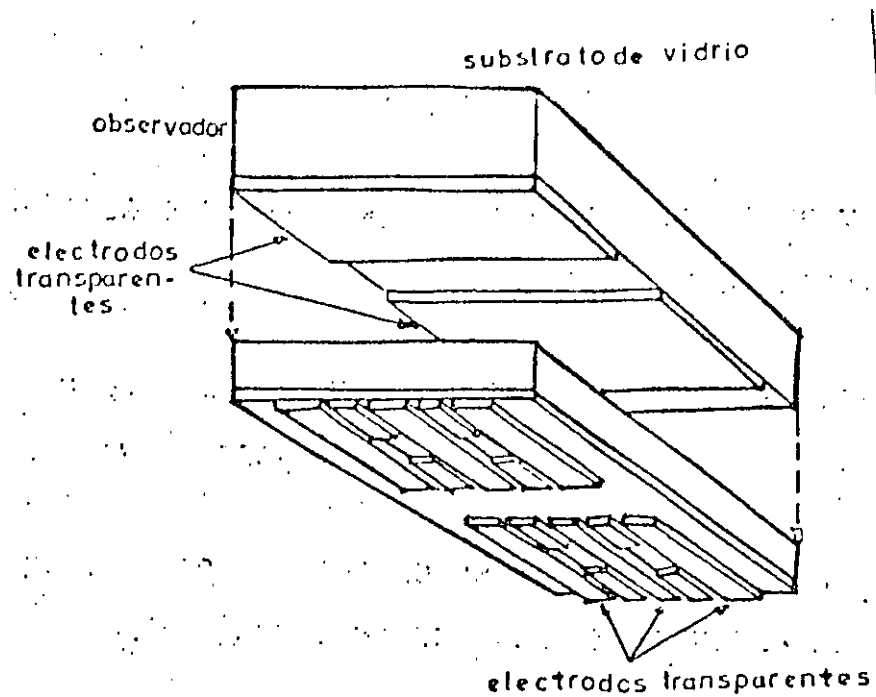


Fig. 4.5.7 Estructura de un indicador de película electroluminiscente.

El fósforo es la parte activa del indicador y puede estar cubierto en la cara posterior por una capa de dieléctrico absorbente de luz para proporcionar un fondo negro contra el cual la luz amarilla emitida por el fósforo puede verse aún en iluminación ambiental intensa.

Para activar un indicador de película electroluminiscente, se necesita un ánodo excitador que es alimentado con una tensión directa de 20 a 30 volts. El dispositivo de excitación está formado por un transistor de conmutación y un inductor y proporciona pulsos de 650V pico a pico a 1KHz. El excitador genera pulsos que debido a la resistencia del fósforo proporcionan una indicación continua. La luz emitida alcanza su máximo en 20 o 30 μ s y permanece en él hasta que la excitación cesa. La duración de la persistencia es unas 100 veces mayor que la duración de la excitación, lo que significa que la película electroluminiscente tiene una memoria de 2 a 3 milisegundos y es adecuada para trabajar en tiempo compartido.

EL TUBO DE RAYOS CATODICOS

El tubo de rayos catódicos es un dispositivo utilizado en gran variedad de sistemas que van desde el osciloscopio hasta el cinescopio de televisión.

Un tubo de rayos catódicos puede considerarse como un dispositivo que contiene un haz de electrones como principal fuente de energía. Su aspecto físico es fácil de reconocer puesto que consiste de una botella hecha al vacío, dentro de la cual hay un cañón electrónico y una pantalla circular o rectangular cubierta internamente de fósforo. El cañón electrónico consiste de un filamento calefactor, un cátodo cubierto de óxido que emite electrones cuando es calentado y un sistema de elementos para controlar el enfoque y la intensidad del haz como muestra la Fig. 4.5.8. Cuando los electrones golpean la pantalla, ésta emite luz, recordando que contiene una capa de fósforo. Un tubo de rayos catódicos de color contiene tres cañones electrónicos y una pantalla tricolor, como se muestra en la Fig. 4.5.9.

Para el despliegue a través del tubo de rayos catódicos, se requiere de una señal de video, una señal de exploración y una señal de sincronización. La señal de video varía la intensidad del haz de electrones para iluminar los caracteres. La señal de exploración de acuerdo a

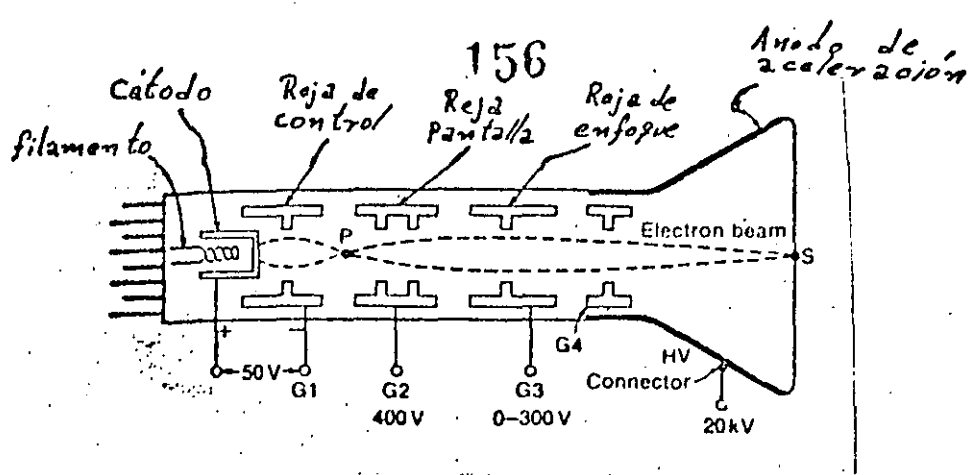


Fig. 4.5.8. Elementos de un cañón electrónico con bajos voltajes de enfoque electrostático.

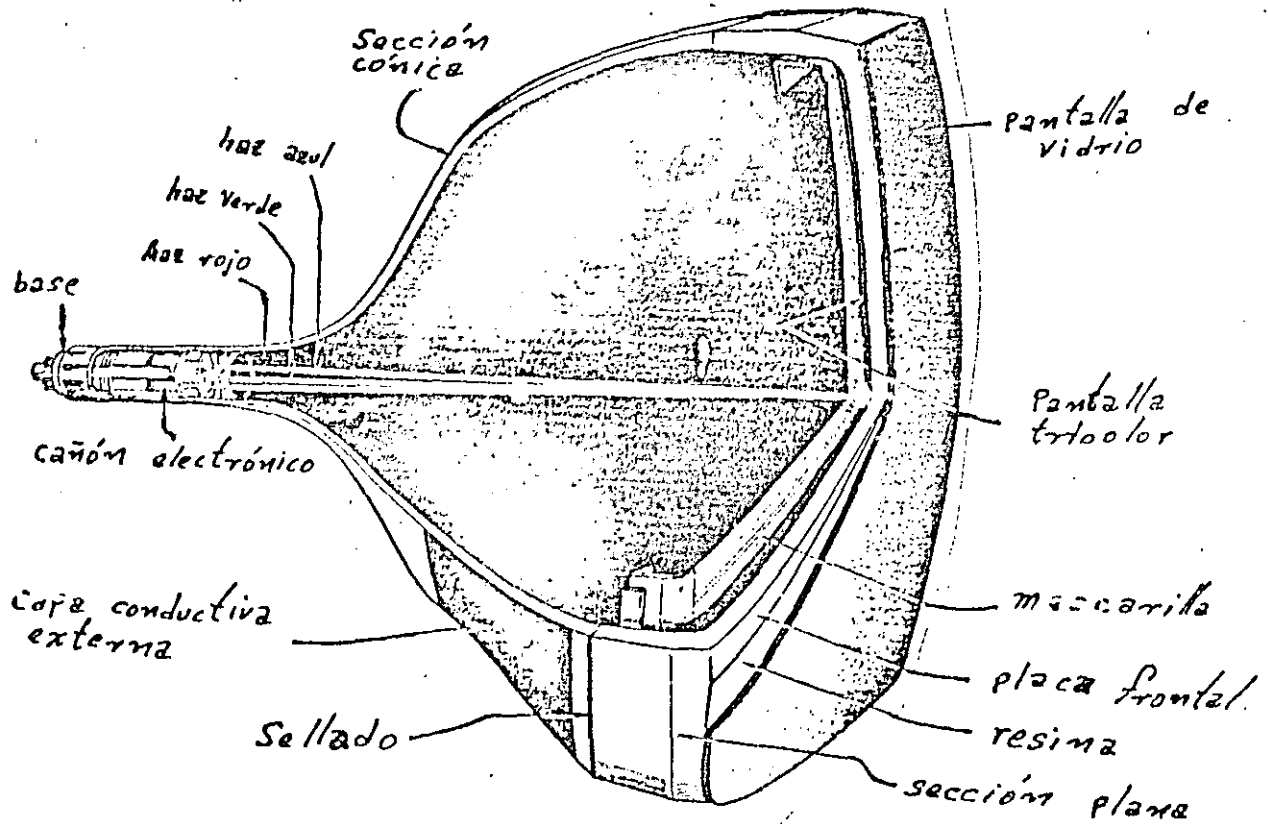


Fig. 4.5.9 Estructura de un tubo de color con tres haces electrónicos.

un patrón pre-establecido para determinar la forma para cada dígito o letra. El sistema de deflexión puede ser electrostático o magnético de manera que el fino haz de electrones explore la pantalla completa de la misma forma en que se leen las palabras de línea en línea sobre una página, como se muestra en la Fig 4.5.10.

El número de líneas de exploración debe ser lo suficientemente grande con el fin de incluir el mayor número posible de elementos de la señal de información. Ha sido estandarizado un total de 525 líneas para un cuadro completo en el sistema estandar de 6 mega-hertz de los canales de televisión. Para la formación de caracteres se utilizan cuando menos 7 líneas. La fig 4.5.11 muestra la exploración del haz para la letra E.

Para el despliegue de indicadores numéricos de siete segmentos, ya sea de filamentos o de diodos emisores de luz, requieren de un decodificador, dado que la información viene representada por palabras digitales en lenguaje de máquina.

En la Fig. 4.5.12 se muestra el arreglo de los segmentos y una matriz que muestra cuales son los elementos que deben estar apagados para dar un número específico. Inicialmente se considera que todos los segmentos estén encendidos y que para producir un cierto

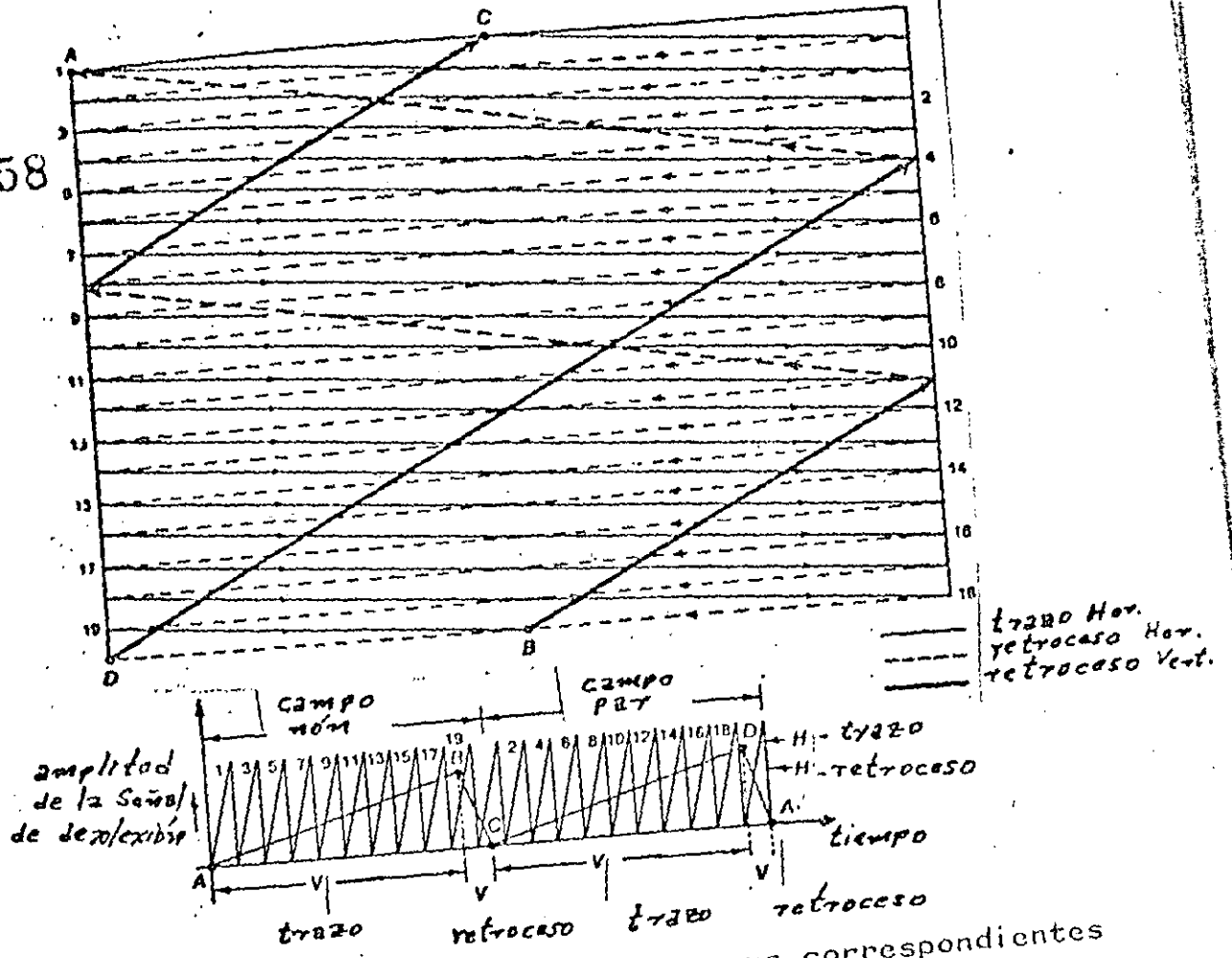


Fig. 4.5.10 Patrón de exploración con sus correspondientes formas de onda de deflexión.

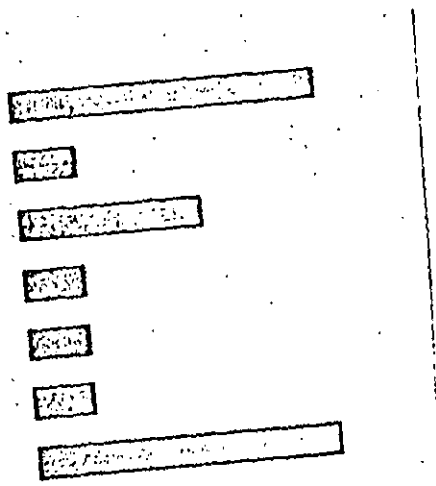


Fig. 4.5.11 Exploración para la letra E.

número se apagarán los elementos que no formen parte del símbolo del número. Esta consideración permite simplificar el circuito del decodificador.

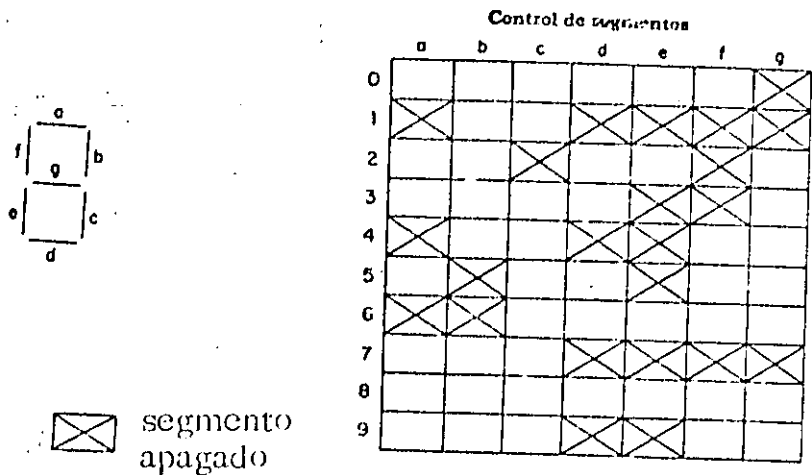


Fig 4.5.12 Requisitos de excitación para indicador de 7 segmentos

La tabla de verdad del decodificador se muestra en la Fig 4.5.13 a, a partir de la cual se obtienen las expresiones para el control de cada segmento :

$$a = \bar{A} \bar{B} \bar{C} \bar{D} + A \bar{B} C$$

$$\bar{b} = A \bar{B} C + \bar{A} B C$$

$$c = \bar{A} B \bar{C}$$

$$\bar{d} = \bar{A} \bar{B} C + A B C + A \bar{B} \bar{C}$$

$$\bar{e} = A + \bar{B} C$$

$$\bar{f} = A \bar{D} \bar{C} + A B + B \bar{C}$$

$$\bar{g} = \bar{B} \bar{C} \bar{D} + A B C$$

De las expresiones anteriores, se tiene que el circuito del decodificador es el mostrado en la Fig. 4.5.13 b

Entrada				Salida						
D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

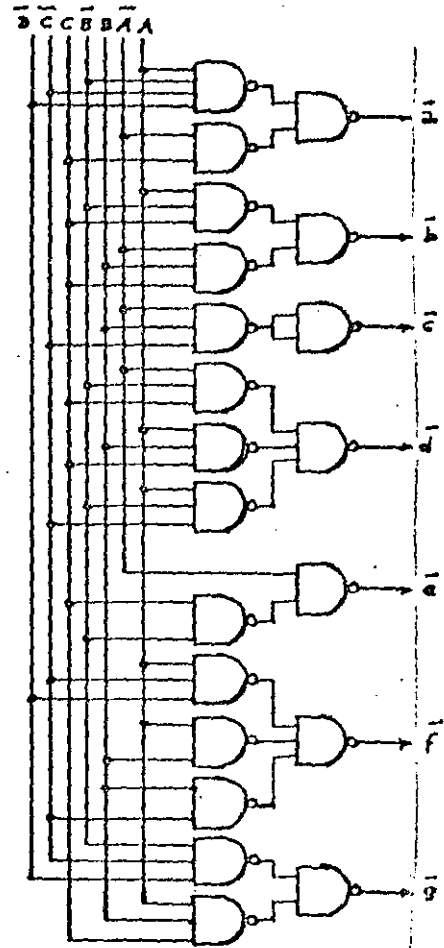
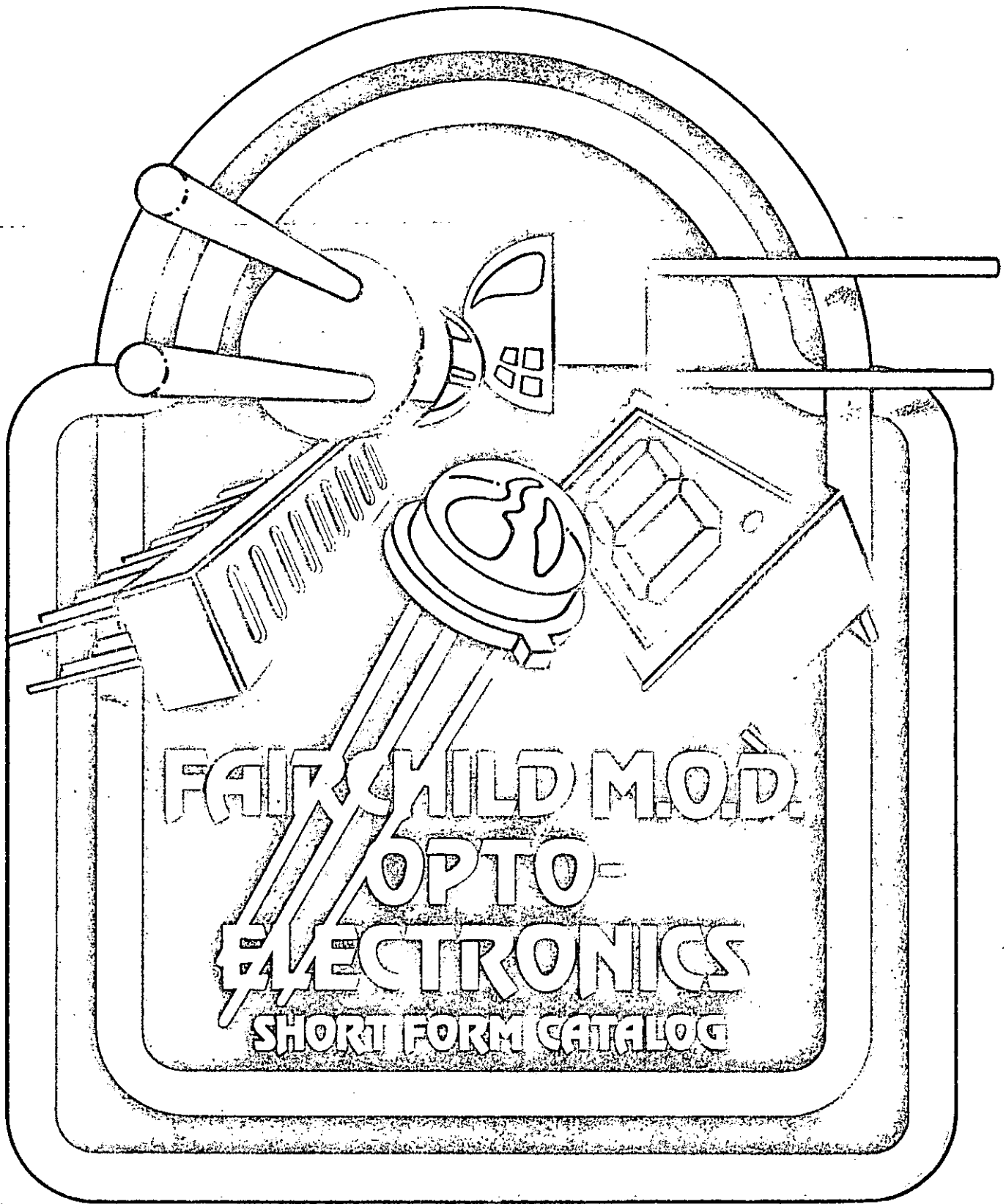


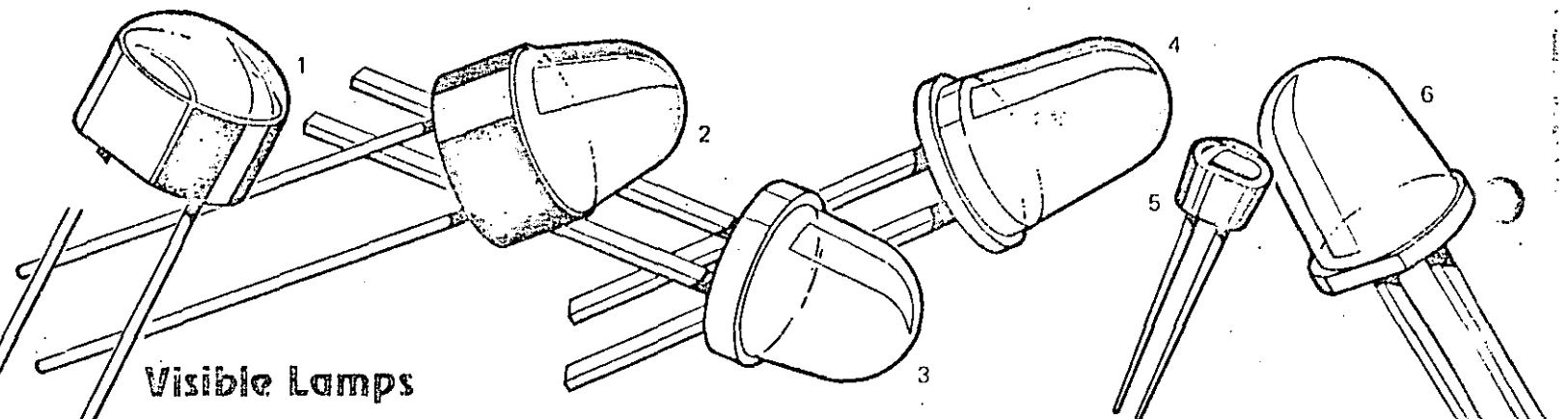
Fig. 4.5.13 Decodificador BCD 8421 - siete segmentos a) Tabla de verdad b) Circuito Lógico.

BIBLIOGRAFIA

1. Instrumentación Digital
Asociación Mexicana de Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica
(AMICEE)
Editorial LIMUSA 1979.
2. Fundamentals of Display System Design
By Sol Sherr
Editorial Wiley - Intersciencie 1970.
3. Diseño con Circuitos Integrados T T L
Editado por Robert L. Morris y John R. Miller
Texas Instruments Incorporated
C.E.C.S.A. 1982
4. Basic Television
Principles and Servicing
Bernard Grob
Mc. Graw-Hill 1975.

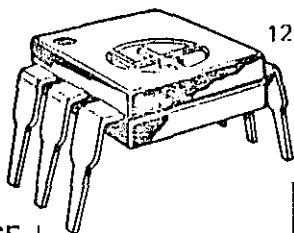


FAIRCHILD M.O.D.
OPTO-
ELECTRONICS
SHORT FORM CATALOG



Visible Lamps

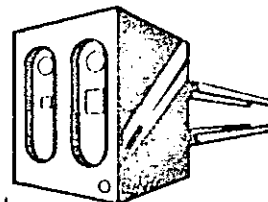
DEVICE NO.	LENS	FUNCTION	FORWARD DC CURRENT — mA	LUMINOUS INTENSITY — mcd $I_f = 20 \text{ mA}$	FORWARD VOLTAGE — VOLTS $I_f = 20 \text{ mA}$		PACKAGE DRAWING
					Typ	Max	
FLV 100	Clear Red	High Intensity Point Source	50	0.5	1.7	2.0	1
FLV 101	Diffused Red	Indicator	50	0.45	1.7	2.0	1
FLV 102	Diffused Red	Indicator	50	1.0	1.7	2.0	2
FLV 103	Water Clear	Backlighting	50	2.5	1.7	2.0	3
FLV 104	Water Clear	Narrow Beam	100	$I_f = 100 \text{ mA}$ 40 mW/sr	$I_f = 100 \text{ mA}$ 2.0 2.5		4
FLV 107	Diffused Red	Subminiature	35	0.5	1.7	2.0	5
FLV 108	Diffused Clear	Indicator	50	1.0	1.7	2.0	2
FLV 110	Diffused Red	Indicator	50	2.0	1.7	2.0	6
FLV 111	Water Clear	Backlighting	50	2.0	1.7	2.0	6
FLV 112	Diffused Clear	Indicator	50	2.0	1.7	2.0	6
FLV 114	Clear Red	Point Source	50	.25	1.9	3.0	1
FLV 115	Diffused Clear	Indicator	50	$I_f = 50 \text{ mA}$ 1.0	1.9	3.0	2
FLV 116	Diffused Red	Indicator	50	1.0	1.9	3.0	2
FLV 117	Diffused Red	Indicator	50	2.0	1.9	3.0	6
FLV 118	Water Clear	Backlighting	50	2.0	1.9	3.0	6
FLV 119	Diffused Clear	Indicator	50	2.0	1.9	3.0	6



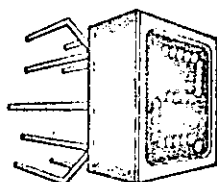
Optically Coupled Isolators

DEVICE NO.	DESCRIPTION	CURRENT TRANSFER RATIO — % $I_f = 10 \text{ mA}, V_{cr} = 0.4 \text{ V}$		INPUT TO OUTPUT ISOLATION VOLTAGE — VOLTS	BV_{CRO} — VOLTS $I_c = 100 \mu\text{A}, I_f = 0$	PACKAGE DRAWING
		Min	Typ			
FCD 810	6 Pin Dip Isolator	10	—	1500 VDC	20	12
FCD 811	6 Pin Dip Isolator	20	—	2500 VAC	30	12
FCD 820	6 Pin Dip Isolator	20	—	1500 VAC	30	12

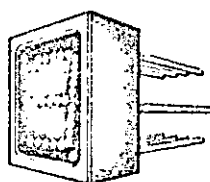
Emitter/Sensor Arrays



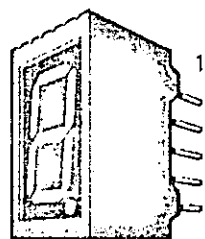
DEVICE NO.	DESCRIPTION	DIODE		PHOTO-TRANSISTOR	COMBINED IC — μ A		PACKAGE DRAWING
		Maximum Forward Current — mA	V_f (Typ) — V $I_f = 20$ mA		Min $I_f = 50$ mA, $d = .40$ "	Max $V_{CE} = 5$ V	
FPA 103	Light Reflective Emitter/Sensor Array	75	1.25	12	20	—	22
FPA 104	Light Reflective Emitter/Sensor Array 3:1 Match	75	1.25	12	60	180	22
FPA 105	Light Reflective Emitter/Sensor Array 2:1 Match	75	1.25	12	80	160	22



14



13



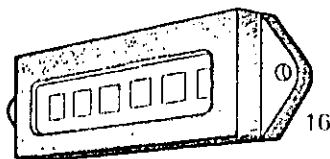
15

Single Character Displays

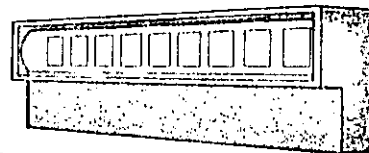
DEVICE NO.	DESCRIPTION	PEAK CURRENT PER SEGMENT — mA	FORWARD VOLTAGE — VOLTS $I_f = 10$ mA/seg.	LUMINOUS INTENSITY — mcd (Typ) $I_f = 5$ mA	PACKAGE DRAWING
FND 10	$\frac{1}{8}$ " Digit, Standard Leads, DC Applications	150	1.70	.050	13
FND 10A	$\frac{1}{8}$ " Digit, Formed Leads, DC Applications	150	1.70	.050	14
FND 12	$\frac{1}{8}$ " Digit, Standard Leads, Multiplex Applications	150	1.70	.080	13
FND 12A	$\frac{1}{8}$ " Digit, Formed Leads, Multiplex Applications	150	1.70	.080	14
FND 70	$\frac{1}{4}$ " Digit, D.I.P. Package, DC or Multiplex Applications	250	$I_f = 125$ mA/seg. 1.90	$I_f = 20$ mA .30	15

Display Arrays

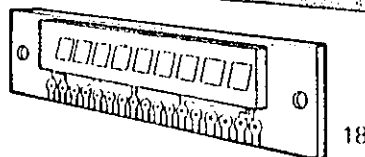
DEVICE NO.	DESCRIPTION	PACKAGE DRAWING
FNA 21	6 Digit $\frac{1}{8}$ " Array in Encapsulated Module	16
FNA 25	9 Digit $\frac{1}{8}$ " Array without Drivers	17
FNA 30	9 Digit Low Cost PC Board Array	18
FNA 45	9 Digit $\frac{1}{8}$ " Array with Drivers	17



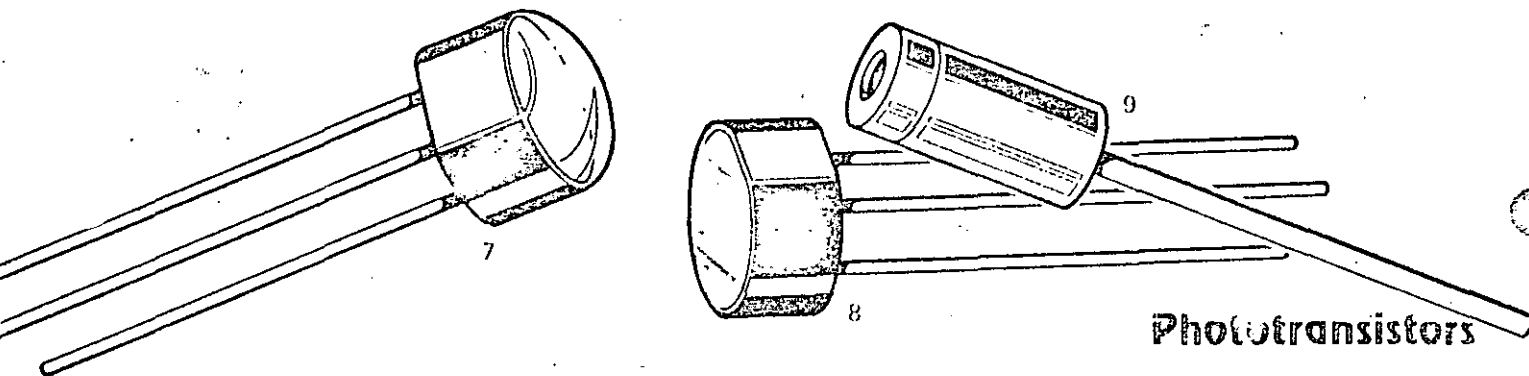
16



17



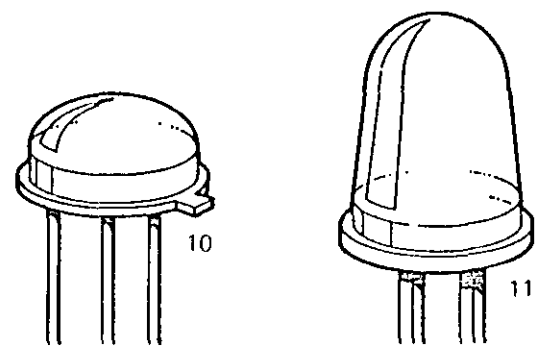
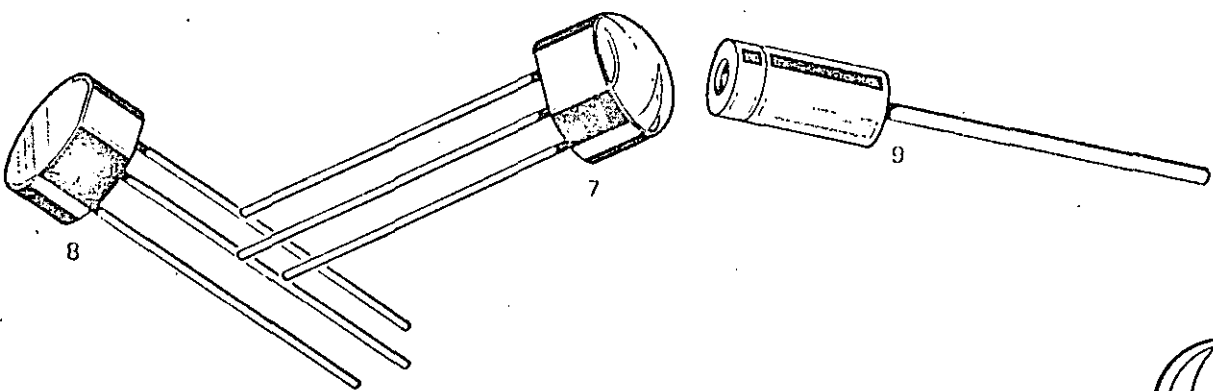
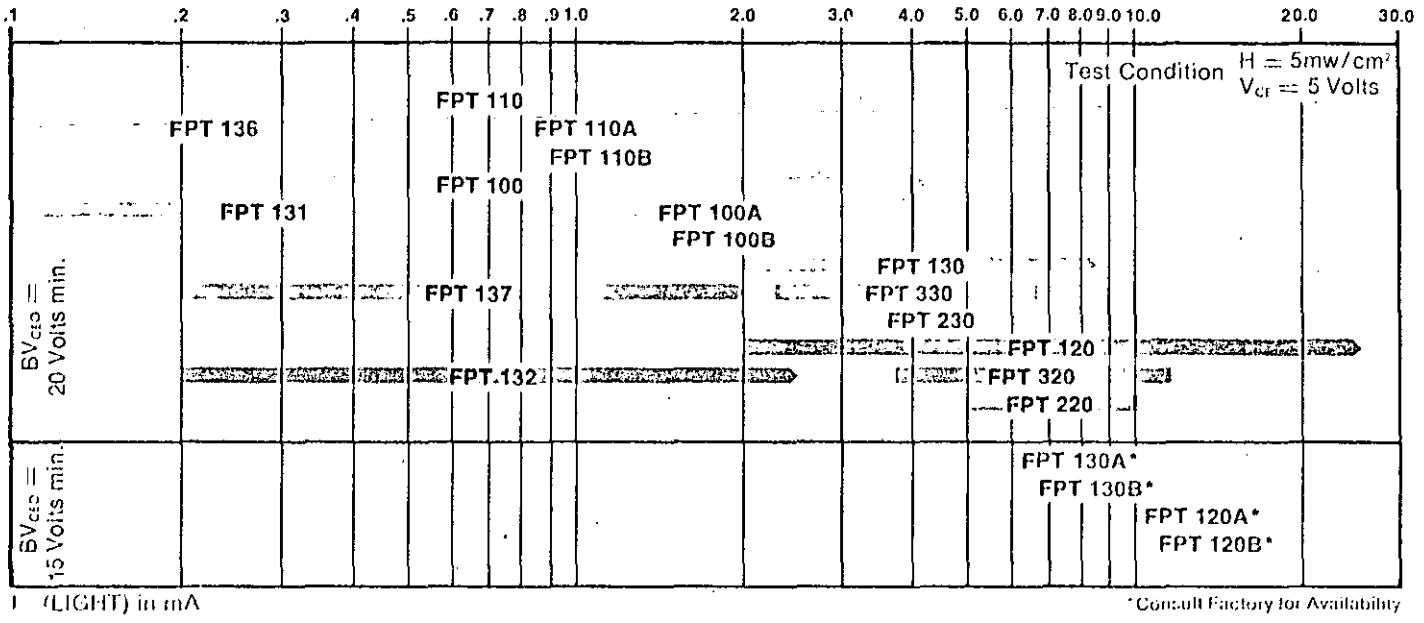
18



Phototransistors

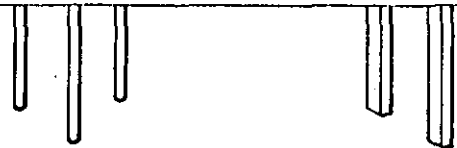
DEVICE NO.	DESCRIPTION	BV_{C10} — VOLTS $I_C = 1.0 \text{ mA}$		I_{C1} (LT) — mA $V_{C1} = 5.0 \text{ V}$			V_{CE} (sat) — VOLTS H 20 mW/cm ²			T_r	T_f	PACKAGE DRAWING
		Min	Typ	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	μs Typ		
FPT 100	Plastic, Round Lens General Purpose	30	50	H = 5.0 mW/cm ² 0.2	1.4	—	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.3	—	2.8	2.8	7
FPT 100A	Plastic, Round Lens 1:3 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm ² 1.0	1.4	3.0	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.3	—	2.8	2.8	7
FPT 100B	Plastic, Round Lens 1:2 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm ² 1.3	1.4	2.6	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.3	—	2.8	2.8	7
FPT 101	Miniature, .080" Dia. Hermetic Package	$I_C = 0.1 \text{ mA}$ 30	$H \leq 0.1 \mu\text{W/cm}^2$ 60	H = 20 mW/cm ² 0.8	3.5	—	$I_C = 0.4 \text{ mA}$ 0.25	0.3	—	—	—	9
FPT 102	Miniature, .080" Dia. Hermetic Package	$I_C = 5.0 \mu\text{A}$ 50	$H \leq 0.1 \mu\text{W/cm}^2$ 120	$V_k = -10.0 \text{ V}$ H = 0.1 $\mu\text{W/cm}^2$ —	0.1 nA	25 nA	$V_k = -10.0 \text{ V}$ 12 μA	20 μA	—	—	—	9
FPT 110	Plastic, Flat Lens General Purpose	30	50	H = 5.0 mW/cm ² 0.2	.88	—	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.33	—	2.8	2.8	8
FPT 110A	Plastic, Flat Lens 1:3 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm ² 0.6	.88	1.8	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.33	—	2.8	2.8	8
FPT 110B	Plastic, Flat Lens 1:2 Sensitivity	30	50	H = 5.0 mW/cm ² 0.8	.88	1.6	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.33	—	2.8	2.8	8
FPT 120	Plastic, Flat Lens High Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm ² 0.4	1.5	—	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	7
FPT 120A	Plastic, Round Lens 1:3 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm ² 1.5	2.4	4.5	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	7
FPT 120B	Plastic, Round Lens 1:2 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm ² 2.0	2.4	4.0	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	7
FPT 130	Plastic, Flat Lens High Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm ² 0.4	0.9	—	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	8
FPT 130A	Plastic, Flat Lens 1:3 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm ² 0.9	1.5	2.7	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	8
FPT 130B	Plastic, Flat Lens 1:2 Sensitivity	15	30	H = 1.0 mW/cm ² 1.2	1.5	2.4	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	8
FPT 131	Plastic, Round Lens	15	50	H = 5.0 mW/cm ² 0.1	1.4	—	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.7	—	2.8	2.8	7
FPT 132	Plastic, Round Lens	10	30	H = 1.0 mW/cm ² 0.2	1.5	—	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.15	0.7	—	18.0	18.0	7
FPT 136	Plastic, Flat Lens	15	50	H = 5.0 mW/cm ² 0.1	.88	—	$I_C = 500 \mu\text{A}$ 0.16	0.7	—	2.8	2.8	8
FPT 137	Plastic, Flat Lens	10	30	H = 1.0 mW/cm ² 0.2	0.9	—	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.15	0.7	—	18.0	18.0	8
FPT 220	Plastic, Round Lens 1:2 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm ² 1.0	1.5	2.0	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	7
FPT 230	Plastic, Flat Lens 1:2 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm ² 0.6	0.9	1.2	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	8
FPT 320	Plastic, Round Lens 1:3 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm ² 0.75	1.5	2.25	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	7
FPT 330	Plastic, Flat Lens 1:3 Sensitivity	20	50	H = 1.0 mW/cm ² 0.45	0.9	1.35	$I_C = 1 \text{ mA}$ 0.25	0.55	—	18.0	18.0	8

Phototransistor Selector Chart



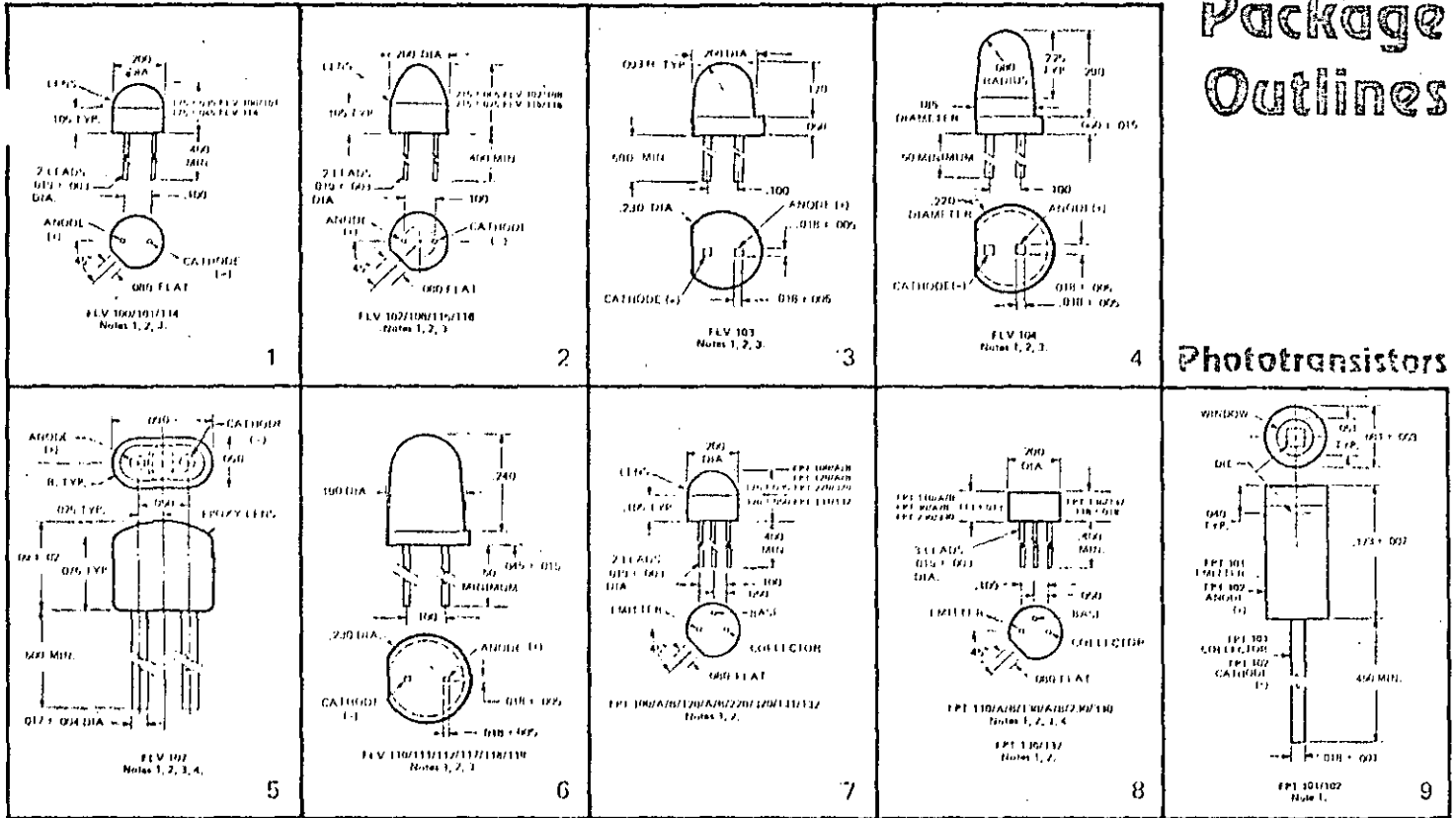
Infrared Emitters

DEVICE NO.	DESCRIPTION	MAX CURRENT — mA	FORWARD VOLTAGE — VOLTS (Typical) I _f = 100 mA	WAVELENGTH AT PEAK EMISSION — nm (Typical)	PACKAGE DRAWING
PE 100	Metal Header Pkg.	100	1.35	890	10
PE 104	Lead Frame Narrow Beam (4")	100	1.3	890	11



Visible Lamps

Package Outlines



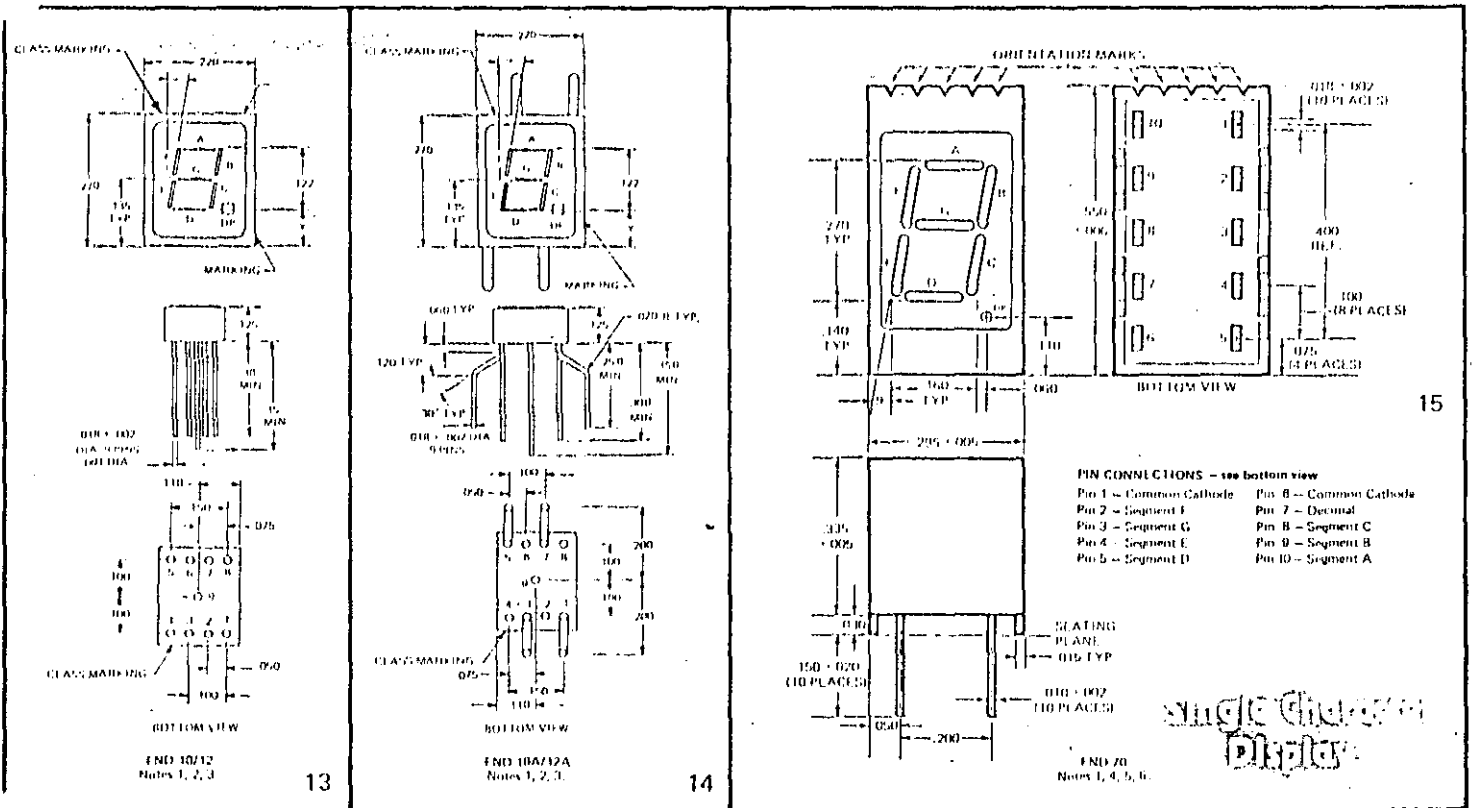
Phototransistors

VISIBLE LEADS - Notes:

1. All dimensions in inches 1.010 unless otherwise specified. 2. All leads electrically isolated from case. 3. Polarities shown for Forward Bias ("ON" State). 4. Die placement is on the Y and Y' centerlines of the package; 1.010 along the X axis; 1.005 along the Y axis.

PHOTOTRANSISTORS - Notes:

1. All dimensions in inches 1.010 unless otherwise specified. 2. Polarities shown for Forward Bias ("ON" State). 3. Package has metal header with transparent acrylic lens.



CHARACTER DISPLAYS - Notes:

1. All dimensions in inches 1.010 unless otherwise specified. 2. Marking: ND10XXX (XXX = Date Code). 3. Class Marking: XXX (Intensity Class +15%; Rotation Class a 1" typical; Height Class Y 1.004" typical) XXX preceded by dot for FND 10/10A. 4. Marking: FND 70 XXX (XXX = Date Code). 5. Dimensions applies at seating plane. 6. Intensity Class Marking: XX (Class 115% typical).

Single Character Displays



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5. INSTRUMENTACION PARA PROCESOS INDUSTRIALES

5.1 LAZOS DE CONTROL EN OPERACIONES UNITARIAS INDUSTRIALES

ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ
ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY
ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR

MARZO, 1985.

CONTROL DISTRIBUIDO

Al surgir la necesidad de controlar los procesos industriales, cuando estos empezaron a hacerse más grandes y complicados y cuando los costos de producción y materias primas obligaron a la búsqueda de sistemas de control que permitieran el manejo de dichos procesos con alta eficiencia y bajos costos, empezó el desarrollo de diversas técnicas y tecnologías enfocadas a resolver este problema.

En los primeros intentos se requerían muchos operadores circulando a través de la planta para vigilar grandes indicadores y manejar válvulas manuales. Con este método cada operador realizaba su labor de acuerdo a su propio sentimiento, adquiriendo el proceso características de artesanía, además de que era difícil coordinarlos, tanto de su propia unidad como sus actividades con el resto de las unidades que conforman el proceso. Debido a estas y otras razones la eficiencia de operación y calidad del producto variaba de acuerdo al tipo de operadores con que se contaba y aun con el estado emocional de dichos operadores.

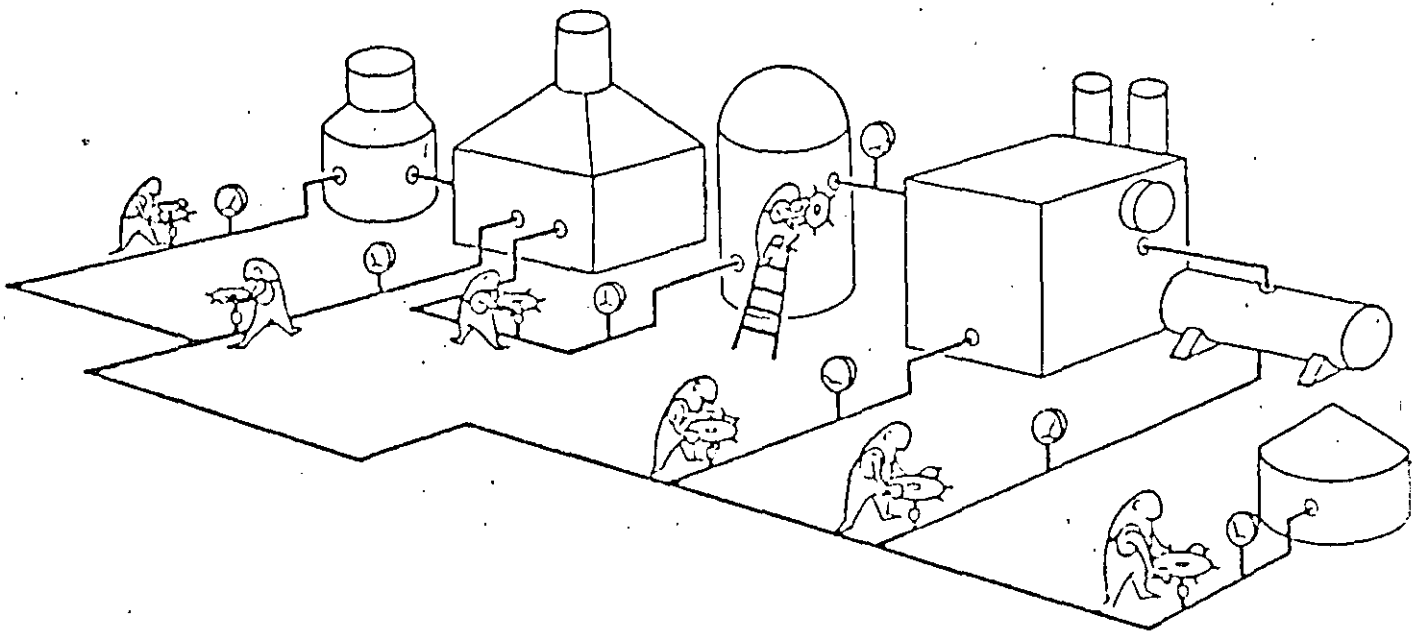


Fig. 1. Primeras técnicas de control

Con el avance de la tecnología surgió la posibilidad de - transmitir las señales (originalmente de tipo neumático unica-- mente) a cierta distancia. De esta manera se pudo trsladar los grandes indicadores locales a una sola localización y montarlos, junto con algunos controladores que enviaban señales de mando a las válvulas en campo, en un tablero en el cuarto de control. Ahora se podía tener varios operadores en el cuarto, sin necesi-- dad de enviarlos a la planta, llevando registro de las variables en sus bitacoras y con la posibilidad de hacer algunos ajustes - en la operación del proceso, desde el mismo cuarto de control.

Este fué el origen de la idea de traer la planta al opera-- dor, en vez de que el operador fuera a la planta. Esto redujo el tiempo de retraso en las decisiones de operación gracias a la - disponibilidad de información. Fué más fácil y rápido detectar - las interacciones entre las diferentes porciones del proceso.

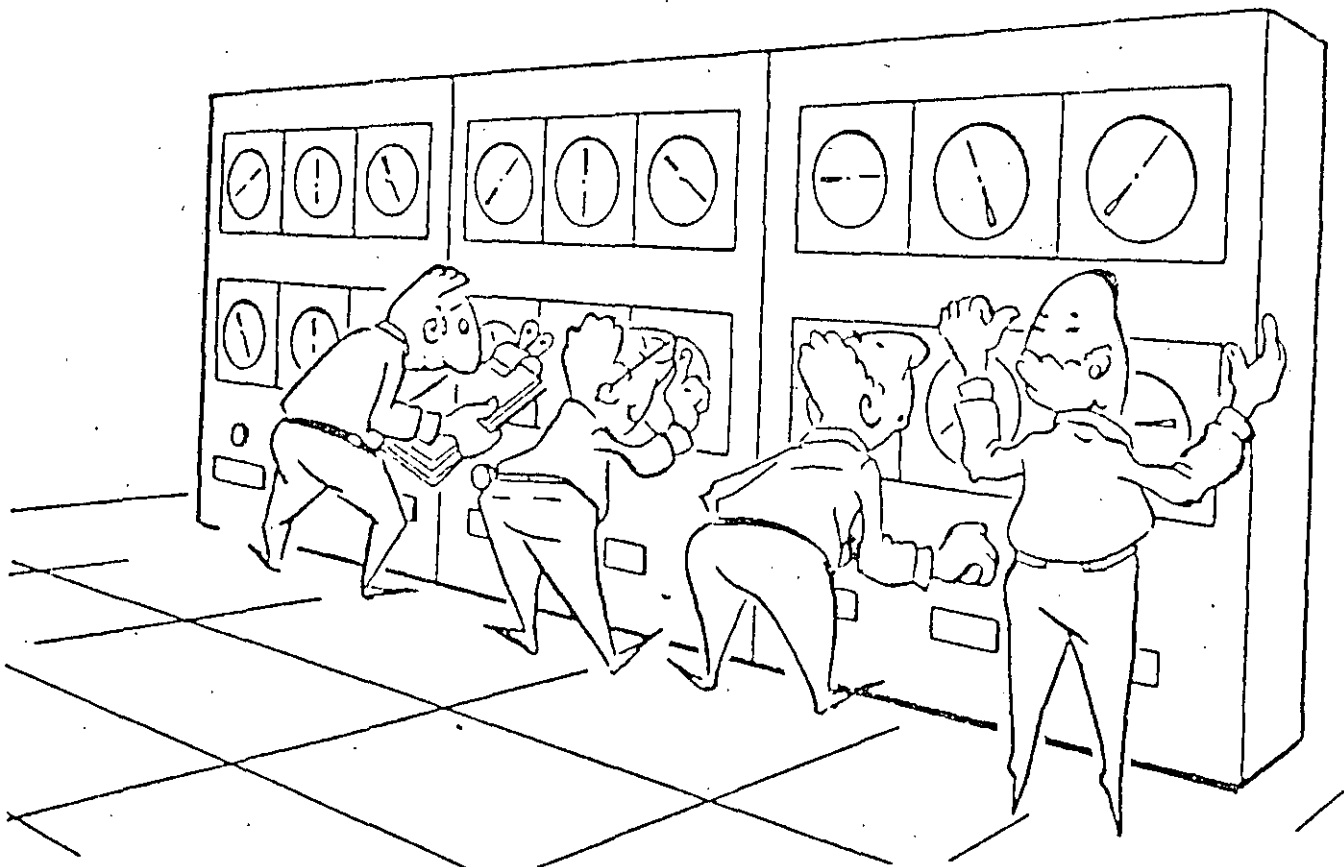


Fig. 2. Principios del control centralizado

Todo esto sucedía antes de la Segunda Guerra Mundial. Esta trajo el desarrollo de nuevas tecnologías, siendo una de las - más importantes la electrónica. Las líneas de instrumentación - electrónica empezaron a ser ofrecidas por los diferentes fabricantes en la década de 1950. Originalmente eran grandes instrumentos construidos básicamente con válvulas de vacío, pero poco a poco empezaron a reducir su tamaño hasta llegar a los instrumentos tipo miniatura. Con ellos se construyeron los grandes ta- bleros de instrumentación electrónica de alta densidad.

Con estos tableros se disponía de una gran cantidad de información en un espacio relativamente reducido. De hecho, la ma- yoría de las plantas que actualmente se encuentran en operación en nuestro país, están controladas por tableros de este tipo.

Ahora se podían tener pocos operadores para el control total de la planta y un operador podía ver, comprender y controlar segmentos de la planta más grandes y complicados.

Los instrumentos más comunes de este tipo están construidos con elementos electrónicos analógicos convencionales, ya sea del tipo discreto (un elemento por encapsulado) o de circuitos integrados a baja escala (SSI) o a lo sumo a media escala (MSI).

No debe perderse de vista que el objetivo de estos avances no es eliminar operadores para ahorrar en salarios, sino asegurar la consistencia en la calidad del producto, con la más alta eficiencia del proceso.

Con la ayuda de la electrónica fué posible construir instrumentos que permitieron la implementación de técnicas de control cada vez más eficientes. Los instrumentos a los que nos referimos son: controladores en sus diferentes versiones, sumadores, extractores de raíz cuadrada, divisores, selectores de señal, - etc., sin los cuales las técnicas de control desarrolladas por medios teóricos no podrían haber sido implementadas físicamente.

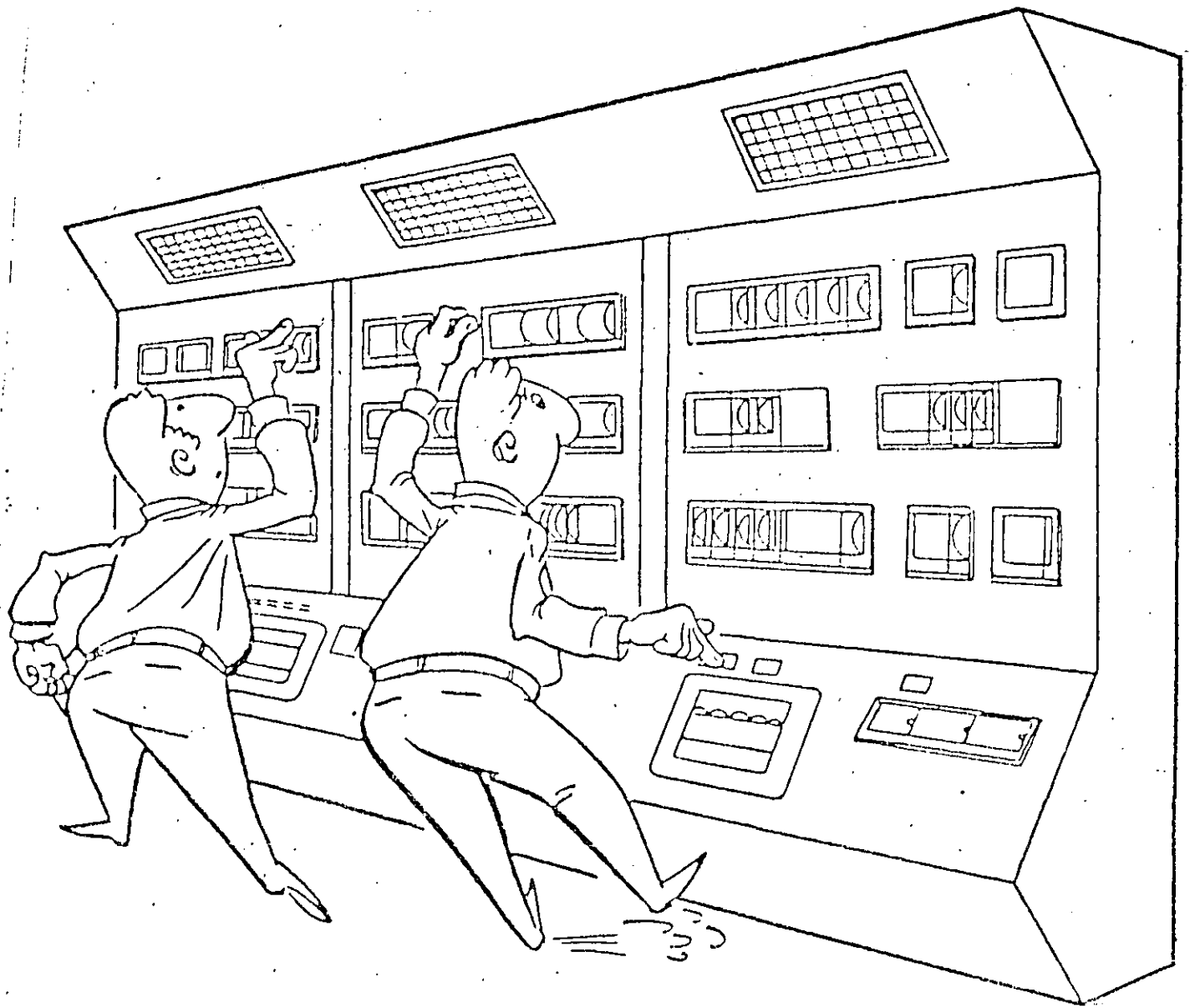


Fig. 3. El cuarto de control electrónico

El deseo de incrementar aun más la eficiencia de los procesos y el abatimiento de los costos en las computadoras llevó a la integración de ellas en los procesos industriales, bajo dos esquemas básicos:

- Control Digital Supervisor.- En este esquema la computadora se encarga de procesar toda la información necesaria bajo las estrategias de control que se hayan programado, para determinar los mejores puntos de ajuste e indicárselos a controladores analógicos convencionales, que enviarán las señales de control al campo. Así pues, conviven dos tipos de tecnologías (electrónica digital y electrónica analógica) para lograr un mismo objetivo.

- Control Digital Directo.- En este tipo de arquitectura de control se dejan totalmente de lado los instrumentos analógicos convencionales para asignar a una computadora todas las funciones concernientes al control de la planta. A través de convertidores analógico-digital se le entregan las señales de campo, para que las proceso, también bajo las estrategias de control previamente programadas y, a través de convertidores digital/analógicos, envíe las señales de control directamente al campo.

Las ventajas de estos esquemas son: posibilidad de realizar cambios en las estrategias de control; aumento en la eficiencia del proceso gracias al uso de estrategias de control sofisticadas, que serían muy difíciles de implementar analógicamente; permite la optimización de los procesos.

Pero también presentan grandes desventajas: los operadores deben ser altamente capacitados; emplean lenguajes de alto nivel para su programación; los costos crecen si se consideran los gastos de cableado, elementos de manejo, diseño de ingeniería, instalación complicada, etc., y la desventaja más grande: ya que toda la inteligencia del control radica en un solo ente inteligente (la computadora) si ésta falla se pierde todo el control de la planta, llegando al absurdo caso de que es necesario - disponer de una computadora completa de respaldo.

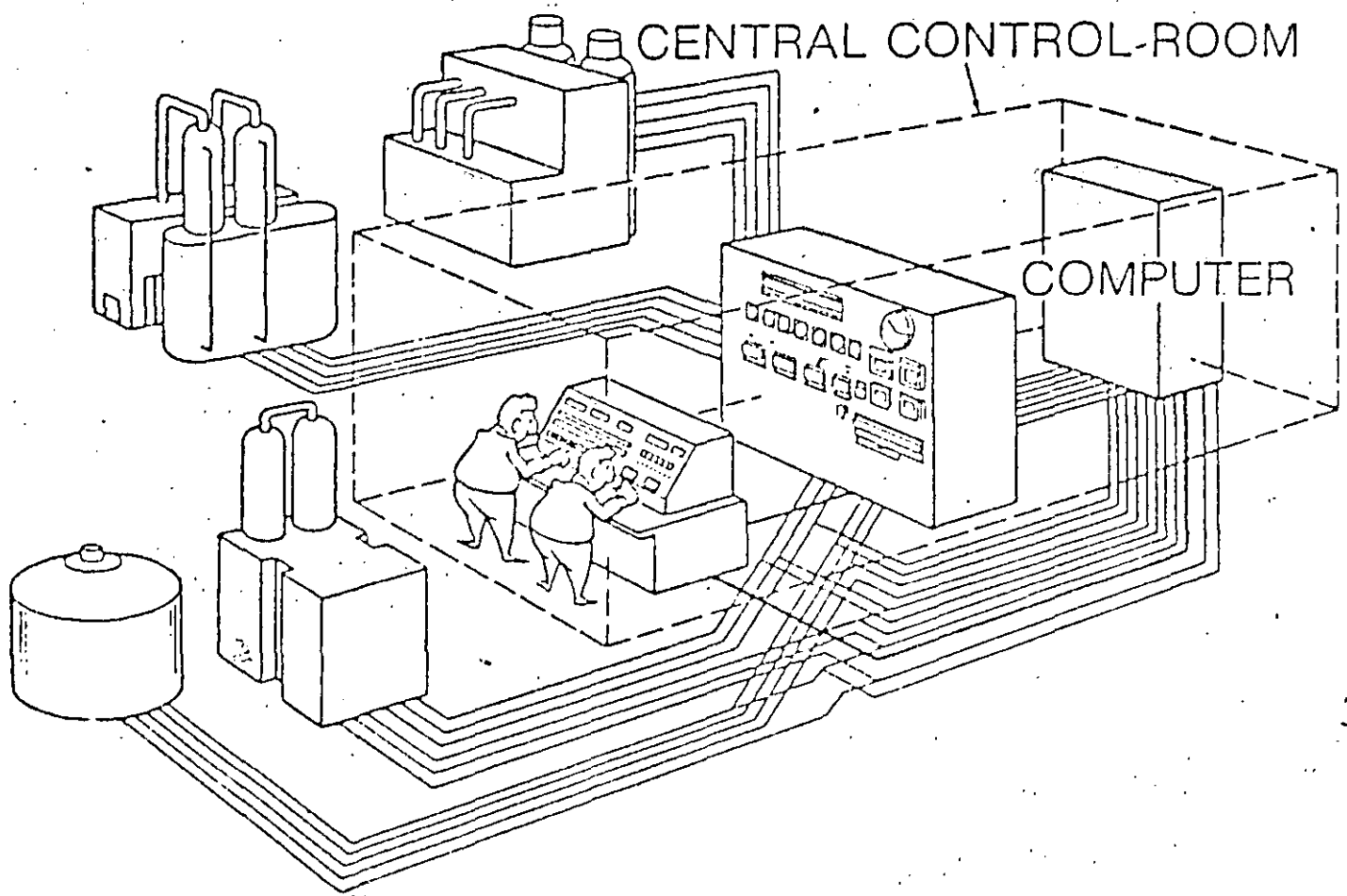


Fig. 4. Control por computadora

Debido a estas desventajas y gracias al constante desarrollo de la electrónica, que permitió la aparición de los microprocesadores, surge el control distribuido.

El control distribuido es el concepto del control analógico tradicional, pero realizado a través de técnicas digitales, con todas las bondades y beneficios que estas técnicas proporcionan.

Decimos que se emplea el concepto del control analógico convencional ya que se emplean los mismos instrumentos a los que los operadores están acostumbrados en los grandes tableros de instrumentación analógica (controladores, sumadores, divisores, extractores de raíz cuadrada, selectores de señal, etc.), pero implementados en forma de algoritmos de control.

El concepto básico del control distribuido basado en microprocesadores es, como su nombre lo indica, la distribución del equipo a todo lo largo y ancho del área a controlar, distribuyén

dose la inteligencia en el área bajo control. El hecho de distri
buir la inteligencia es posible gracias al uso de los microproce
sadores, capaces de realizar tareas tan complicadas como puede -
hacerlo la más capaz de las grandes computadoras.

El cuarto de control no desaparece pero se sustituyen los -
grandes tableros de instrumentación analógicos por "ventanas" a
la planta (monitores construídos con tubos de rayos catódicos).

Dichos monitores se conectan a los entes inteligentes distri
buídos en la planta (llamados controladores básicos) a través de
cables prefabricados o pistas de datos, eliminándose la complej
dad de cableado, ya que la acometida de campo se hará directamen
te a los controladores básicos, a través de tablillas de señales
analógicas y digitales, y no será necesario llevar todas las se-
ñales de campo hasta el cuarto de control.

De ésta manera el operador no tiene absolutamente necesidad
alguna de ir a la planta; se dice que el operador deja que "sus
dedos hagan el recorrido", ya que puede llamar grupos de controla
dores a un controlador o instrumento específico a su pantalla pa-
ra monitorear el progreso de su proceso. Las acciones que estaba
acostumbrado a realizar (como cambios en los puntos de ajuste y
en las salidas, responder a señales de alarma, etc.), aún las -
realiza, a través de su teclado.

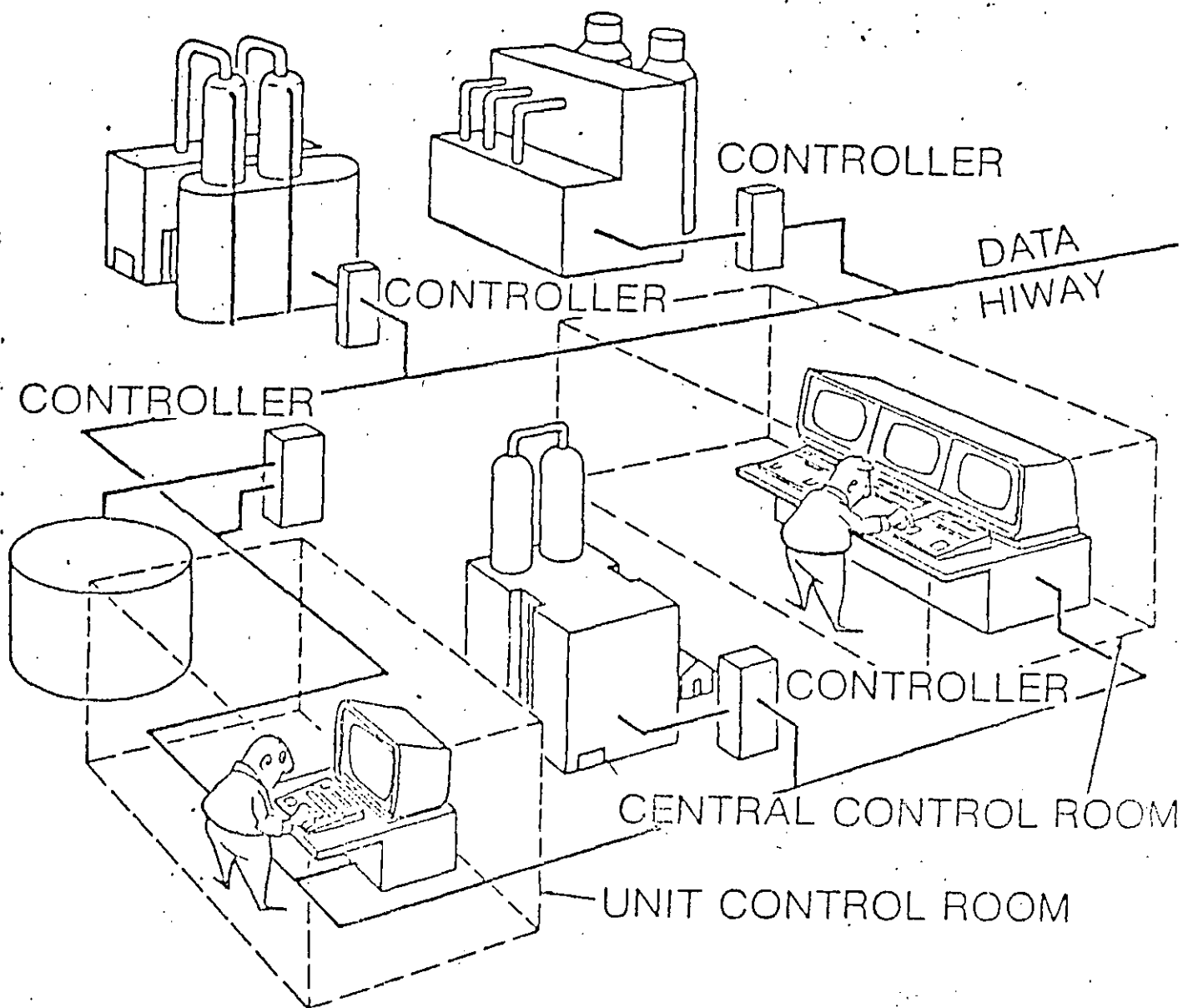


Fig. 5. Control distribuído

Si el proceso a controlar es muy grande existe la posibilidad, como se ve en la figura 5, de localizar cuartos de control para alguna unidad específica del proceso. En dicho cuarto de control local se localizarían estaciones de operador que pudieran monitorear la zona del proceso que se le hubiera asignado, mientras que en el cuarto de control central se pueden observar y controlar todas las variables de toda la planta.

Pero como ya se mencionó, los verdaderos cerebros del control distribuído son los controladores básicos, que son realmente quienes se encargan de la tarea de controlar. La figura 6 -

muestra un diagrama de bloques del flujo que tendrían las señales en el controlador básico.

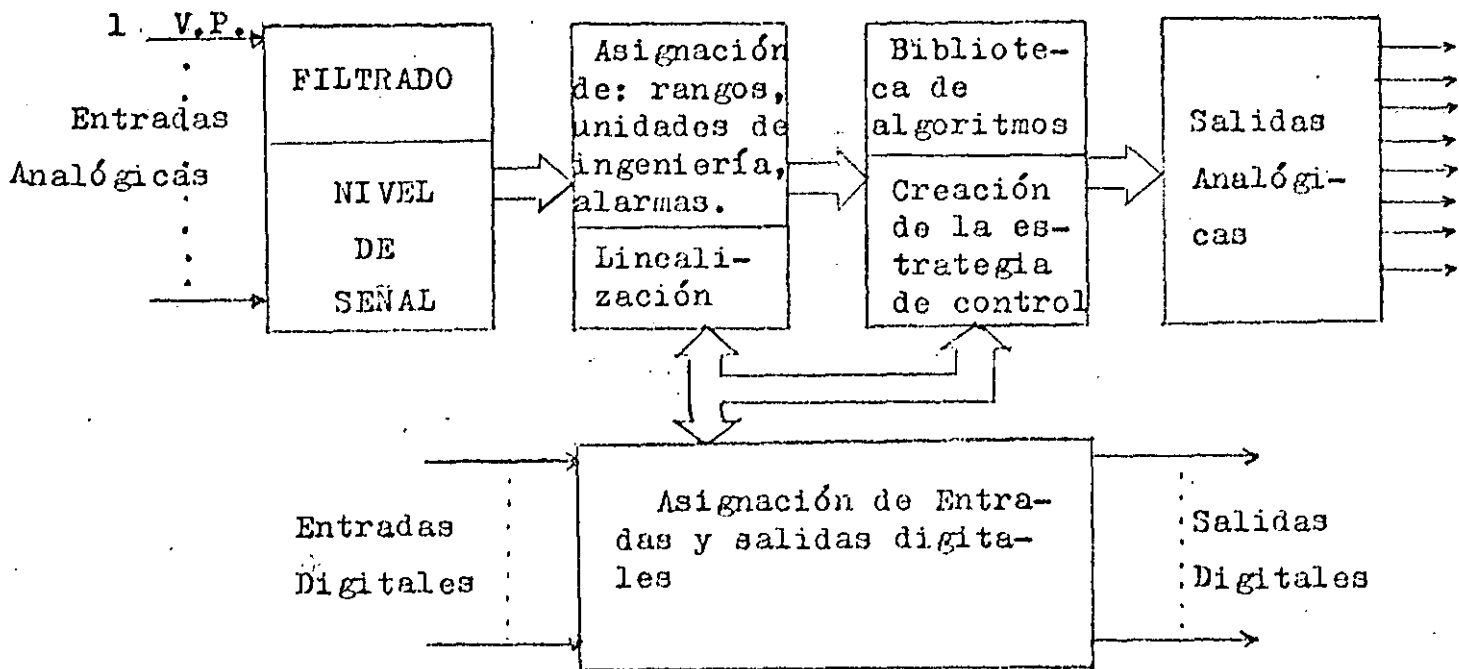


Fig. 6. Manejo de Señales en el Control Distribuido

Las señales eléctricas provenientes de campo son filtradas para la eliminación de los posibles ruidos eléctricos. El número N de señales de entrada analógicas varía de fabricante a fabricante, pero típicamente se puede hablar de 30. Una vez que se han eliminado los ruidos se asignan rangos y unidades de ingeniería a cada una de ellas y además se linealizan aquellas que lo necesitan (señales de termopar, elementos de flujo, etc.).

Grabados en memoria de estado sólido se encuentran los diferentes algoritmos de control (su número también cambia de acuerdo al fabricante, pero normalmente son más de 40) y se encuentran siempre disponibles.

En un controlador básico se realiza una función de multiplexaje en tiempo, por medio de la cual se comparten las habilidades de los microprocesadores para realizar diferentes tareas, creándose lo que se conoce como ranuras de tiempo. Si por ejemplo un contro-

lador básico se divide en 16 ranuras y el ciclo de trabajo del microprocesador es de 1/32 de segundo realizará las 16 funciones - asignadas en 1/2 segundo.

Los algoritmos disponibles para realizar el control pueden - ser empleados cuantas veces sea necesario, sin que dichos algoritmos sufran "desgaste", es decir que no existe limitación al número de ranuras que pueden alimentar. Si, por ejemplo, en un controlador básico de 16 ranuras (éste número también depende del fabricante) se decide que se necesita emplear 16 algoritmos de tipo - PID, se puede hacer sin riesgo de "agotar" los PID's disponibles.

Haciendo una analogía con la instrumentación analógica convencional, cada uno de los algoritmos de control disponibles representaría un diferente tipo de instrumento analógico. Esto significa que al adquirir un control distribuido estamos adquiriendo toda una línea de instrumentos analógicos, que están a nuestra - disposición en el momento que se les requiera.

La estrategia de control, elaborada por los ingenieros de - proceso, es programada en los equipos de control distribuido sin necesidad de emplear las lenguas de alto nivel, sino que normalmente se emplea el método de "llenar los espacios", empleando los códigos que designe el proveedor.

Esto significa que: La estrategia de control puede ser cambiada con extrema facilidad; los operadores no tienen que ser de tan alto nivel como los operadores de control por computadora; - los gastos de cableado se reducen enormemente, en comparación al control electrónico analógico y al control por computadora ya que:

- 1) No es necesario enviar todas las señales de campo hasta el - cuarto de control central, ya que los controladores básicos están localizados en campo y se comunican al cuarto de control a través de cables prefabricados, llamados "Pistas de Datos" (Data Highway).

- 2) Para las estrategias de control donde se deben de interconec

tar dos o más instrumentos (del tipo cascada) se emplea la interconexión llamada "softwiring" (cableado programado); es decir que las interconexiones entre las diferentes ranuras también se hace por programación.

Respecto a este último punto debemos mencionar que la mayoría de los fabricantes proporcionan en sus controladores básicos dos tipos de ranuras de tiempo: Primarias y auxiliares.

Las ranuras primarias tienen capacidad de enviar una señal analógica al mundo exterior y por lo tanto en ellas se programan aquellos algoritmos que enviarán señales a los elementos finales de control (como los algoritmos tipo PID).

Las ranuras auxiliares NO pueden enviar una señal analógica al mundo exterior, por lo cual son empleadas para programar aquellos algoritmos que normalmente envían su señal a otros instrumentos dentro de la estrategia de control y que normalmente son conocidos como instrumentos de "atras de tablero" (sumadores, integradores, extractores de raíz cuadrada, etc.). En esta categoría se pueden colocar los algoritmos encargados de realizar funciones digitales (secuenciadores, álgebra booleana, etc.).

Tanto a las ranuras primarias como auxiliares es posible asignar los niveles de alarma necesarios (de variable de proceso, desviación, alta o baja señal, etc.) y asignarles o no una salida digital (relevadores de estado sólido) al mundo exterior. Además todas las condiciones de alarma, tanto de proceso como de operación del sistema, son indicadas en los monitores. Esto implica que también se realiza, en el control distribuido, la función que ejecutan los tradicionales anunciadores de alarmas.

Los sistemas de control distribuido pueden ir desde sistemas pequeños (8 lazos de control) hasta sistemas muy grandes (1000 ó más lazos de control) y cuanto más crecen en tamaño más versatilidad tienen. Así, por ejemplo, en los sistemas grandes de algunas marcas es posible tener despliegues de graficas de

proceso (como los antiguos mímicos) en las mismas estaciones de operador, con la ventaja sobre los cuadros mímicos de que dichos despliegues son, normalmente, de tipo dinámico o sea que todos los cambios en el proceso son vistos simultáneamente en los monitores.

En las versiones más modernas de control distribuido se tiene otra opción, muy importante para la optimización de los procesos, que es el de llevar tendencias de las variables que se consideren más importantes dentro del proceso, para posteriormente realizar el análisis de tendencias que se considere necesario y determinar los cambios y ajustes que sea necesario realizar en el proceso. El almacenamiento de este tipo de información requiere de gran cantidad de memoria por lo que para poder realizarlo debe recurrirse a dispositivos de almacenamiento masivo de datos (discos flexibles o duros).

Nótese que las anteriores virtudes del control distribuido se tienen, en algunos fabricantes (no en todos), sin necesidad de recurrir a una computadora, pero también existe la posibilidad de conectar los sistemas de control distribuido, a una computadora, a través de una adecuada interface. Esto se realiza cuando se desea realizar tareas que caen fuera de los objetivos de control, como son las labores de optimización. Algunos fabricantes ofrecen, junto con la interface, paquetes de programación y dejan al usuario la libertad de seleccionar la computadora que considere más conveniente, mientras que otros ofrecen alguna marca específica de computadora.

De cualquier manera no debe perderse de vista el hecho de que no se depende de un sólo ente inteligente (la computadora), sino que todos los controladores básicos son independientes entre sí y que además es posible crear estrategias de respaldo (sobre todo un controlador básico, sobre alguna ranura de tiempo crítica o sobre todo el sistema) empleando ya sea controladores básicos -

○

○

○



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.2 TRANSMISORES ELECTRONICOS

ING. MANUEL HERNANDEZ MONROY

MARZO, 1985.

CONTROLADORES ELECTRONICOS

CONTROLADOR AUTOMATICO ELECTRONICO.- Instrumento capaz de medir una variable de proceso, comparar su valor al de un punto de ajuste definido y entregar a la salida una señal correctiva que tienda a modificar el valor de la variable de proceso con el fin de que dicha variable alcance el mismo valor que tiene el punto de ajuste.

(Por comodidad usaremos hasta el final del tema la palabra: CONTROLADOR en lugar de: CONTROLADOR AUTOMATICO ELECTRONICO).

La variable puede ser: Temperatura, presión, flujo, nivel, frecuencia, velocidad, P.H., etc.

El dispositivo que determina el valor del punto de ajuste, se encuentra normalmente integrado al controlador.

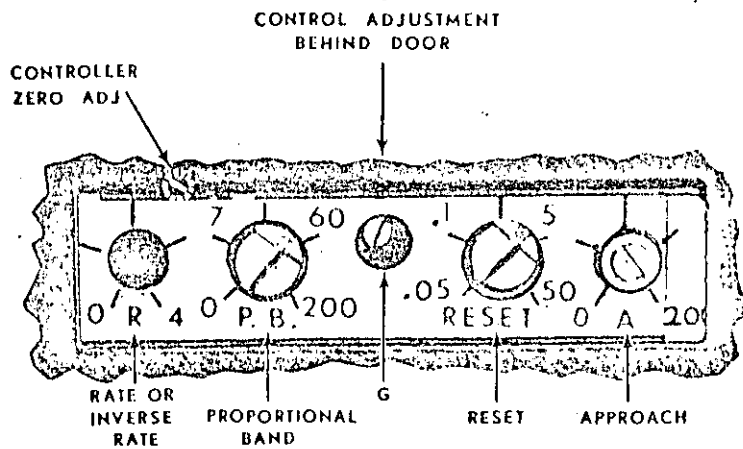
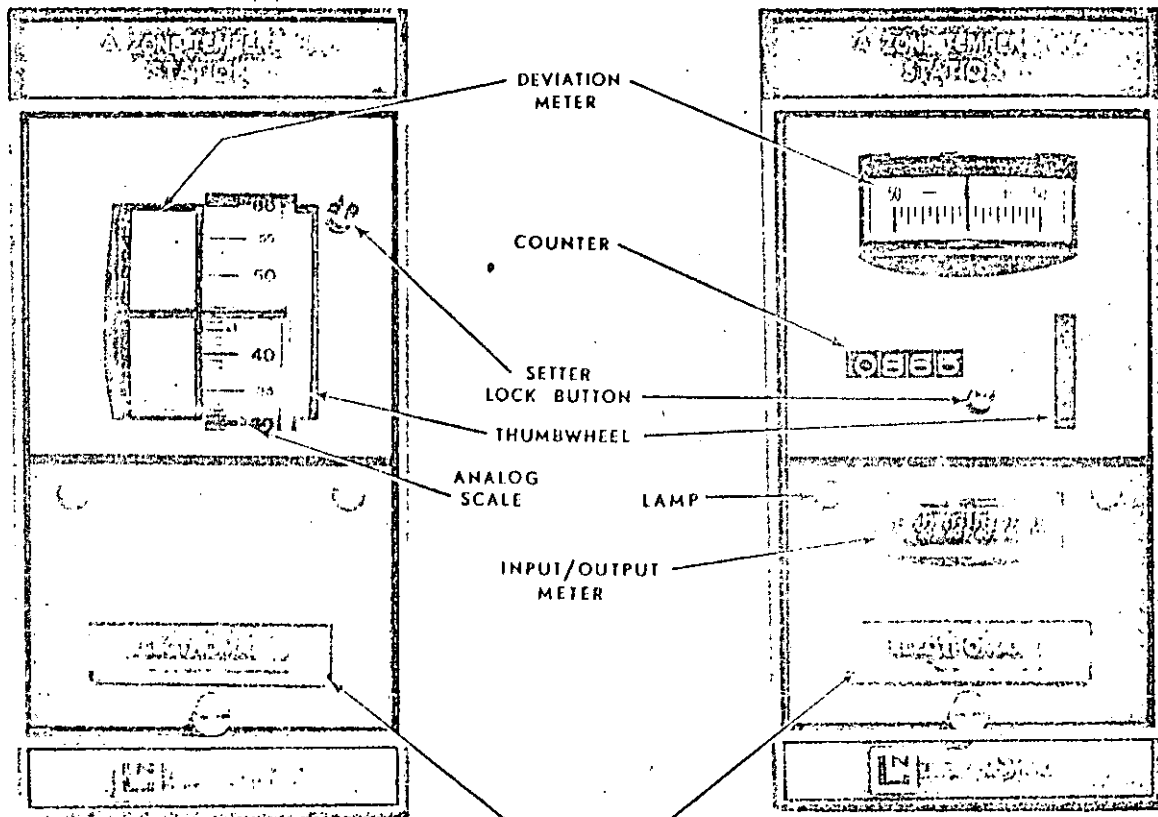
El punto de ajuste puede ser:

- a) prefijado por el usuario. (Aplicación más común).
- b) Motorizado y gobernado por un computador externo (procesos sofisticados).
- c) Variable y gobernado por otro controlador. (control en cascada).
- d) Variable y gobernado por un " programador de procesos " (típico en procesos de tratamiento térmico).

Actualmente existen controladores en el mercado, la industria, laboratorios y centros de investigación en una variedad de marcas, modelos y tipos. En general, los controladores se diferencian unos de otros, por la tecnología usada en su fabricación (bulbos, transistores, circuitos integrados lineales, C'MOS, TTL, microprocesadores, etc.), aunque se dividen en dos ramas, principales que son:

- a) Controladores analógicos
- b) Controladores digitales.

TIPOS DE CONTROLADOR.- Un controlador determina su tipo o clase, dependiendo principalmente del tipo de señal de entrada (relacionada con la variable de proceso a controlar y su tipo de señal de salida.



CE6142

Fig. 1—Electromax III controllers with digital and analog setters. Insert shows control adjustments

SEÑAL DE ENTRADA. - La señal de entrada a un controlador puede provenir de un transductor de la variable a controlar, de un transmisor electrónico ó de algún instrumento compatible con el controlador.

La señal de entrada al controlador puede ser una o varias de las siguientes:

- a) Milivoltaje.- Por ejem. el que proviene de un termopar.
- b) Corriente.- Por ejem. el que proviene de un transmisor electrónico
- c) R.T.D. que proviene de termómetros de resistencia.
- d) Voltaje.- por ejem. el que proviene de un derivador (SHUNT).
- e) Tren de pulsos.- por ejem. el tren de pulsos que un computador envía al controlador para gobernar el valor del punto de ajuste.

SALIDAS DE CONTROL. - La señal de salida de un controlador tiene la función de gobernar a dispositivos finales de control, los cuales actuarán finalmente sobre la variable de proceso en cuestión.

La señal de salida del controlador puede ser:

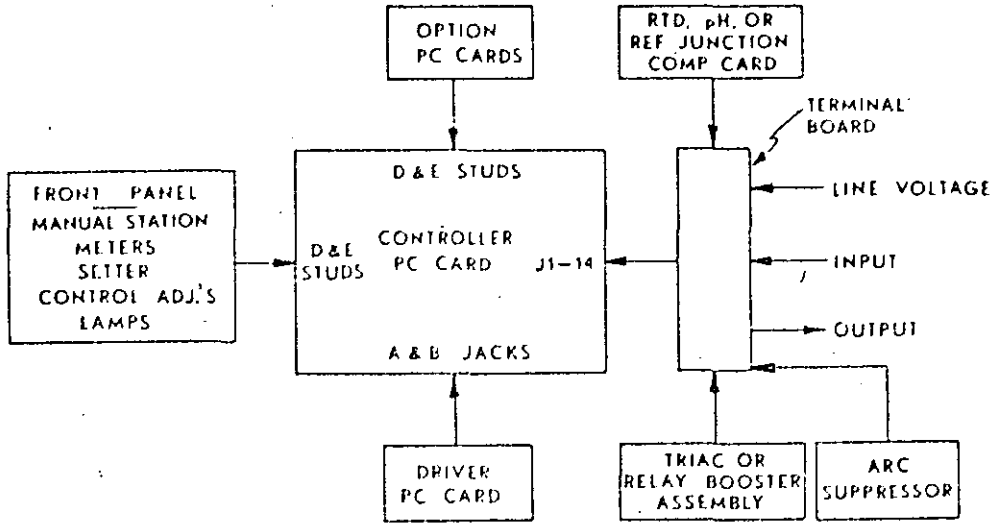
- a) corriente 4 a 20 mA.
- b) 120 V.C.A. 60 Hz, a través de tiristores.
- c) En forma de contactos de relevador, para control ON - OFF.
- e) en forma de duración de pulso, a través de contactos de relevador o tiristores.

ELEMENTOS FINALES DE CONTROL.

También conocidos como actuadores, son dispositivos que pueden cambiar -- directamente el valor de la variable manipulada (por ejemplo Flujo de -- combustible) la cual afecta el valor de la variable controlada (por elem. temperatura).

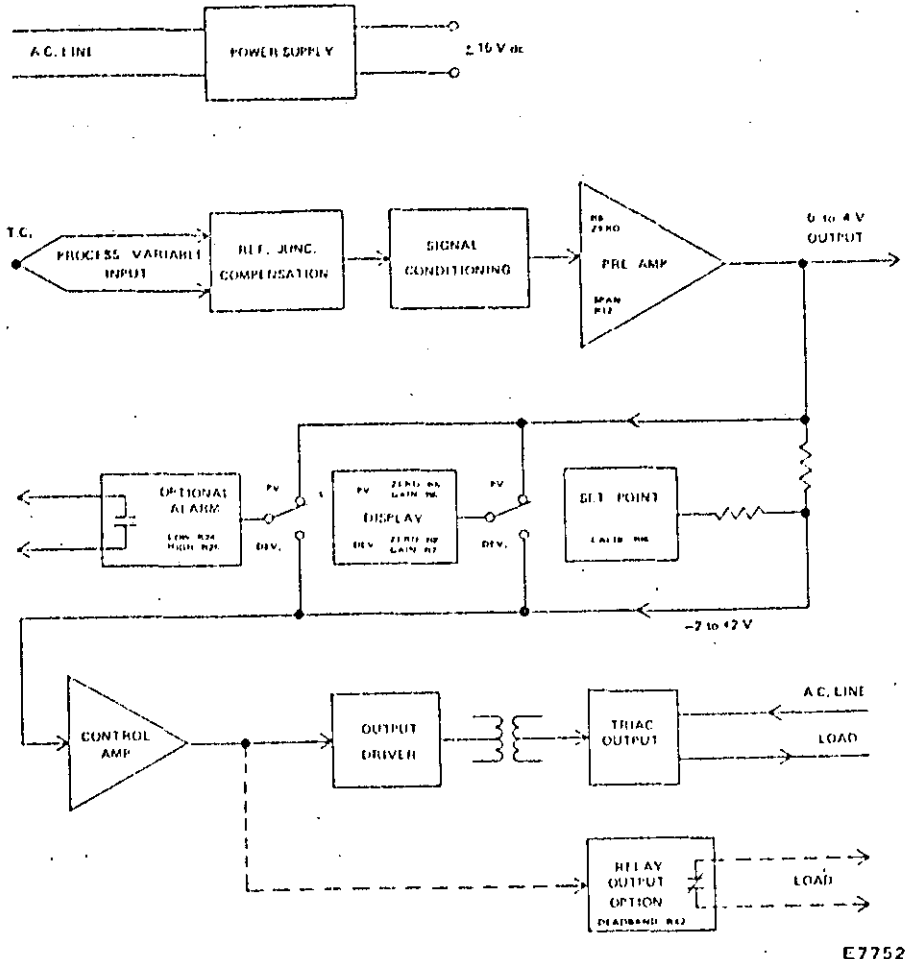
Son elementos finales de control .

- a) una válvula solenoide; la cual puede ser gobernada por ejemplo con 120^v --- V.C.A.
- b) Una válvula de papalote atada a un servomotor. el cual es gobernado por eje con 120 V.C A.
- c) Una válvula neumática apareada a un convertidor electroneumático El cual es gobernado por una señal de corriente por ejem. 4-20mA.
- d) Una resistencia eléctrica usada como elemento calefactor. El cual es excitado por ejem. con 120 V.C.A. a través de tiristores.



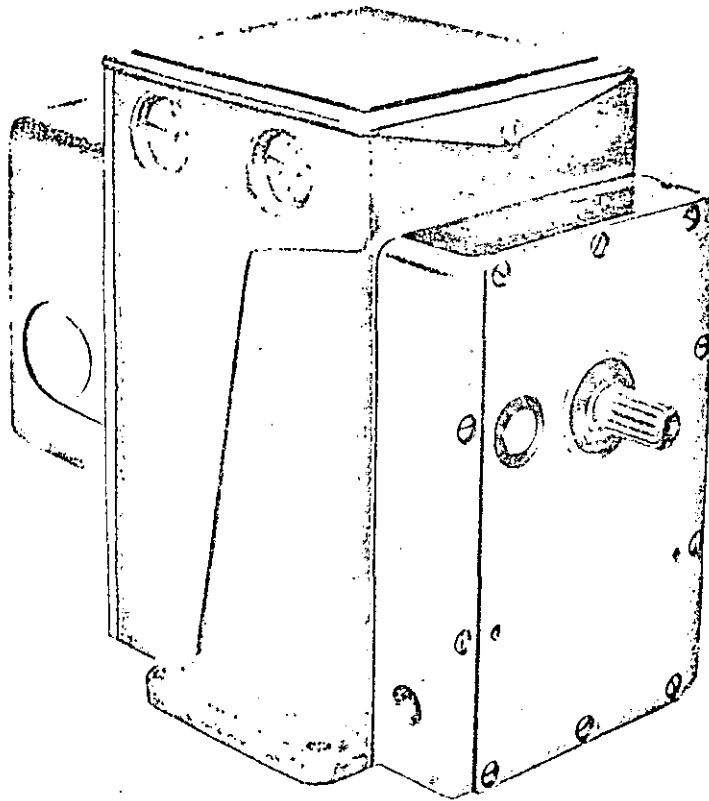
EG144

Fig. 1-5 - Block diagram of 6430 Series Controller.



E7752

Fig. 6 - Block diagram of the 2022 Controller.



10210-1 Series Valve-Drive Mechanism with Cover for Auxiliary Switches or Shlewire

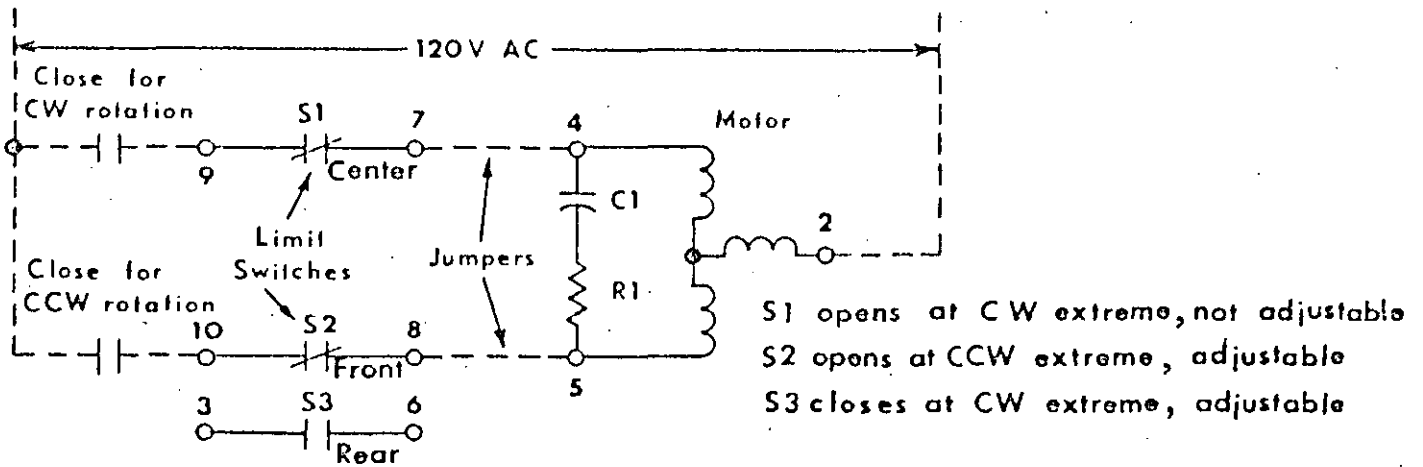


Fig. 2-10215-1-0 Internal Connections.

E4310

CONTROLADORES ANALOGICOS.

Son aquellos controladores cuya tecnología de fabricación, principios de operación, manejo de la señal de entrada, procesamiento de señales internas, y la forma de generar la señal de salida, es a base de componentes discretos ó circuitos integrados lineales. Sus indicadores de señal de entrada, señal de salida, desviación, punto de ajuste, son generalmente a base de galvanómetros.

Los controladores analógicos están constituidos principalmente por circuitos de entrada, circuitos de comparación, circuitos de control y circuitos de salida. Algunos contienen circuitos auxiliares, como son los circuitos de alarmas, circuitos de transferencia manual - automático, circuitos para aislar la señal de entrada, circuitos para aislar la señal de salida, circuito con fines sofisticados, etc. La elección de los circuitos que constituirán a un controlador dependerán de las especificaciones bajo las cuales se desea que opere, por ejemplo: exactitud de la medición de la variable controlada, límites de temperatura ambiente, humedad, vibración, alimentación estable, histeresis, banda muerta, resolución, etc.

CIRCUITO DE ENTRADA.- El circuito de entrada de un controlador tiene la función principal de medir la señal de entrada.

CIRCUITO DE COMPARACION.- El circuito de comparación tiene como función principal comparar algebraicamente, la señal que proviene del circuito de entrada con la señal correspondiente al punto de ajuste, entregando a su salida una señal de error (ó desviación).

CIRCUITO DE CONTROL.- Tiene como función principal, relacionar la señal de error (que llega del circuito de comparación) y la señal resultante de las funciones de control (proporcional, integrativa, derivativa, etc.). otorgando a la salida una señal de control.

CIRCUITO DE SALIDA.- Tiene la función principal de convertir la señal de control en una señal de salida, de tal forma que sea compatible con algún elemento final de control.

TIPOS DE ACCIONES DE CONTROL EN UN CONTROLADOR.

Desde al punto de vista " acción de control " existen varios tipos de controladores, por ejemplo:

- a) controlador ON-OFF. Presenta a su salida sólo dos estados posibles - estado ON y estado OFF, dependiendo de que la diferencia de las señales de entrada y punto de ajuste sea positiva o negativa.

- b) Controlador Proporcional.
- c) controlador proporcional, integrativo.
- d) controlador proporcional, integrativo, derivativo (P.I.D.)
- e) controlador con otras funciones de control más sofisticadas.

Cabe decir que en las industrias, los controladores existen en su mayoría del tipo ON - OFF y del tipo P.I.D.

Es muy importante recalcar que los valores de los ajustes de SINTONIA es decir, los valores de la banda proporcional (acción proporcional), el reset (acción integrativa) y el rate (acción derivativa), son determinados por el usuario, el que deberá conocer el procedimiento de ajuste de acuerdo al proceso en particular. Estos ajustes son accesibles al usuario normalmente al frente del instrumento controlador.

NOTA: Estos ajustes determinan en definitiva la habilidad que tendrá el controlador para lograr su objetivo y en muchos procesos es más -- bien difícil y laboriosa (muchas veces empírica) la tarea de ----- " sintonizar " el controlador con el proceso en particular; ya que para optimizar el valor de dichos ajustes, se requiere conocer a fondo el comportamiento dinámico del proceso, además de conocer el procedimiento de ajuste del controlador en cuestión, además de tener conocimiento (al menos básico) sobre control automático .

CONTROLADORES DIGITALES.

Un controlador digital es un aparato que en general funciona a base de (1) Microprocesador, este controlador es capaz de desempeñar todas las funciones que realiza un controlador analógico, en cuanto a control automático se refiere, proporcionando además todas las bondades que otorgan en la actualidad la electrónica digital. Los indicadores de entrada, salida, desviación. Punto de ajuste, funciones de control, etc., son expuestos en un despliegue digital a través de LED'S 7 segmentos o ---- cristal líquido. Además existen algunas versiones de controladores digitales con opciones especiales, como son por ejemplo:

- a) autodiagnóstico de falla.
- b) funciones de control programables.
- c) autosintonía.
- d) rutina de calibración del controlador a través de un programa, con despliegue digital.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.3 . MEDICION, REGISTRO E INDICACION

ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ

MARZO, 1985.

REGISTRADORES ELECTRONICOS INDUSTRIALES.

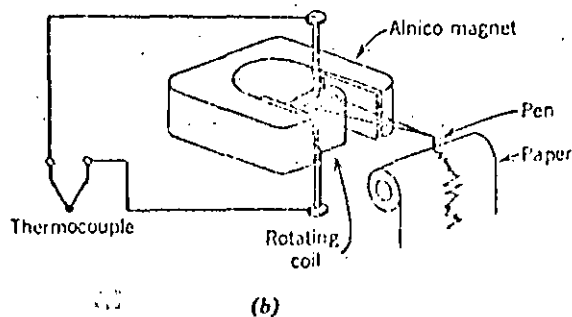
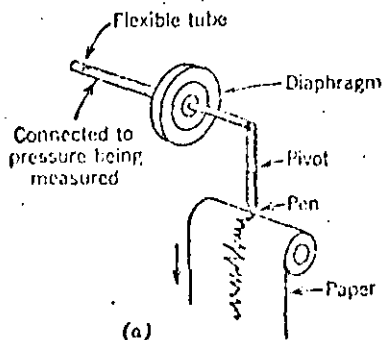
Un Registrador puede ser definido como un dispositivo que hace el registro de algo que esta siendo medido. Es uno de los instrumentos más importantes disponible por los analistas Químicos u operadores de plantas de proceso , dado que continuamente puede medir , indicar , registrar y aún controlar un fenómeno completamente desatendido por varios días. Hay Registradores de varias formas y configuraciones .

En la mayoría de los casos los registros se producen por el trazo de tinta sobre el papel.

La Industria de los registradores es tan extensa que todas las compañías que los manufacturan lo hacen con tamaños y formas similares .

Los primeros registradores fueron del tipo de "escritura directa" en los cuales la pluma se sujetaba a el sistema activo del registrador.

El elemento activo del sistema mecánico era un diafragma, fuelles , tubo helicoidal, el cual era energizado por aire , fluidos o movimiento mecánico.



En sistemas eléctricos el elemento activo fué el galvanómetro de deflexión el cual requería de una señal eléctrica para energizarse (Figura 1 b)

Los Registradores de "escritura - directa" producian registro en tinta de un a o más variables en una gráfica de rollo o circular. Si se deseaba un registro continuo el sistema de deflección fué diseñado para reducir la fricción de la pluma y para tener suficiente par que venciera esta -- fricción.

Se hicieron muchos intentos para desarrollar un registrador , que no tuviera las limitaciones de los instrumentos de escritura directa .

Hacia 1898 se desarrolló el registro llamado Callendar, el cual fué de tipo balance eléctrico continuo . El balance en un circuito puente o potenciómetro se detectaba por un galvanómetro , el cual actuaba a través de relevadores el circuito de balance . El sistema detector era muy delicado por lo cual no fué satisfactorio para uso Industrial.

No fué sino hasta 1913 en que la compañía Leeds & Northup desarrolló un registrador de uso industrial general, el cual fué de tipo mecánico y de construcción simple el cual requería 30 segundos para balancear en una escala total de 10 pulgadas , Este instrumento fué utilizado hasta 1956 , utilizaba un galvanómetro para detectar el grado de desbalance del circuito de medición y un amplificador mecánico que proveía el par para rebalancar el circuito . Cuando el circuito de medición estaba desbalanceado el galvanómetro se llevaba a una posición de " fuera de cero" o los sensores del motor detectaban la posición "fuera de cero" y provocaban que la resistencia "slide wire" de el circuito de medición , se moviera hasta la posición de balance . En cada ciclo de operación el galvanómetro actuaba con movimiento libre , y el tiempo restante regresaba a su posición original con proposito de rebalanceo .

Este instrumento se conoce como un registrador "paso por paso"

La potencia total de operación se tomaba de un motor que operaba continuamente.

El puntero en la escala indicaba el valor desconocido que se medía y una pluma registraba continuamente la indicación en el papel.

El amplificador mecánico de este instrumento producía el par suficiente para manejar la pluma registradora, señales de alarma, contactos de control, resistencias de control -- "slidewires", motores sensores, todo lo cual se motivaba -- por la flecha del "slide wire" o resistencia de control.

Para proveer registros de entrada múltiple se utilizaron interruptores, selectores accionados por motor.

En los circuitos de medición que empezaron a usarse en -- los registradores la corriente en el detector era esencialmente cero para todas las posiciones en balance, por lo cual estos instrumentos fueron llamados "Medidores de Balance Nulo".

Para mediciones de voltaje el efecto de la resistencia de carga, y la carga de la fuente de voltaje se hizo despreciable.

Entre las características de operación de estos instrumentos tenemos :

12 segundos como mínimo para rebalancear en la escala total y Rango de voltaje limitado a 8 mv. Además falla en operación expuesta a vibraciones.

En 1932, aparecieron los primeros registradores electrónicos de medición tipo balance nulo. El instrumento tomo el nombre de Speedomax, y su inventor el Sr. Williams (ver Fig 2)

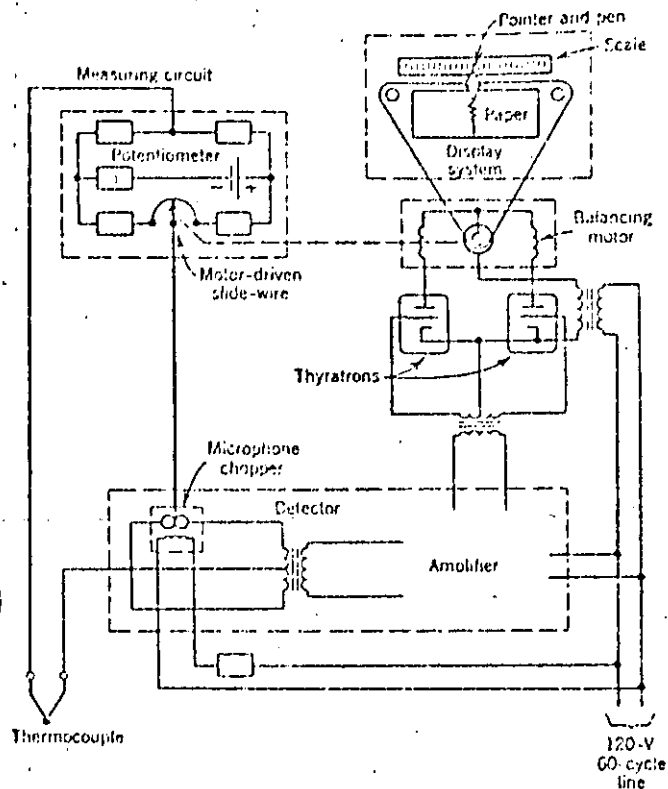


FIG # 2
REGISTRADOR DE BALANCE NULO.

Este registrador usaba un circuito de medición tipo potenciométrico en el cual el desbalanceo C.D. se convertía en una corriente alterna por un circuito "Choper", entonces se amplificaba y el voltaje resultante se usaba para encender rectificadores de tipo controlado llamados tiratrones. Cada tiratrón controlaba la corriente a través de un campo del motor, manejando el slide wire.

Cuando un desbalanceo ocurría el tiratrón apropiado encendía y el motor llevaría el slide wire a la nueva posición de balance. En este instrumento se lograrán rangos de hasta 2 mV con un error de $\pm 0.25\%$ y una velocidad de balanceo de aproximadamente 1 segundo. El desarrollo de éste instrumento sólo fue posible con la invención del Tiratrón, el cual proveyo de la amplificación requerida para el manejo del motor.

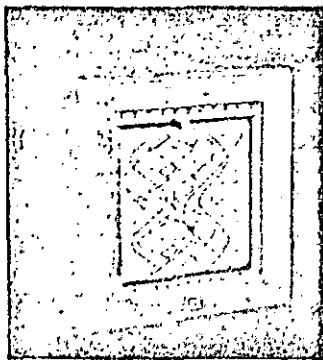
Es interesante hacer notar que en ese tiempo, dado que no había disponibilidad de material de larga vida y confiable para resortes, al no existir un "Choper" mecánico, se utilizaba un micrófono de carbón manejado mecánicamente, para convertir CD en CA.

Otros tipos de registradores electrónicos aparecieron en el mercado hacia 1933, Bailey Meter Co. produjo el Galvatrón; en el mismo año la Compañía Tagliabue Mfg. Co. fabricó otro registrador de balance nulo, usando un haz de luz, y un galvanómetro tipo espejo, un fototubo, un amplificador, un relevador y un motor.

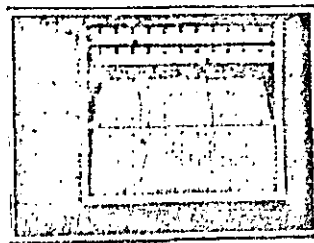
Posteriormente muchas compañías produjeron registradores de "balance -nulo"; pero en general los circuitos mecanismos y principios usados son alguna modificación o adaptación del utilizado en el Speedomax.

REGISTRADORES DE BALANCE NULO:

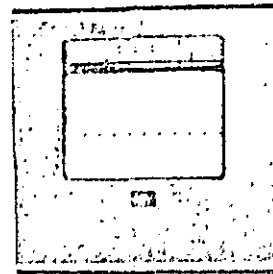
La figura numero 3 muestra algunos de los registradores electrónicos de balance nulo disponibles actualmente.



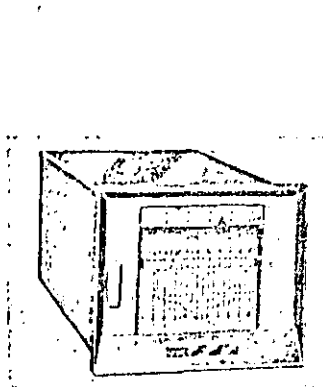
(a)



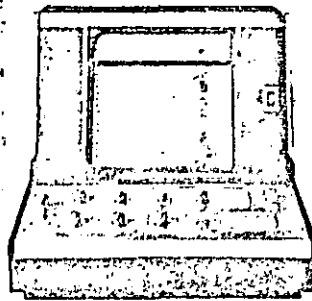
(b)



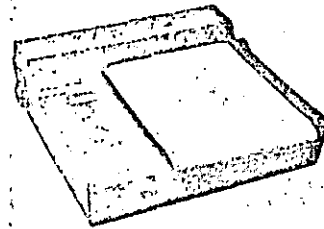
(c)



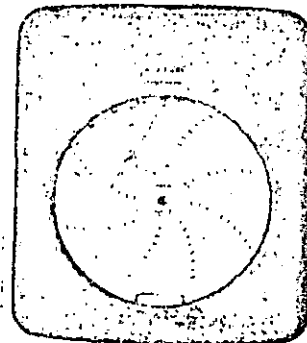
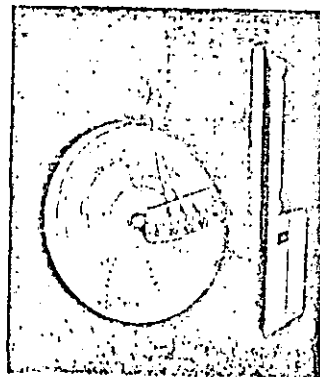
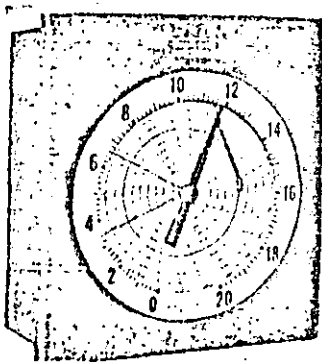
(d)

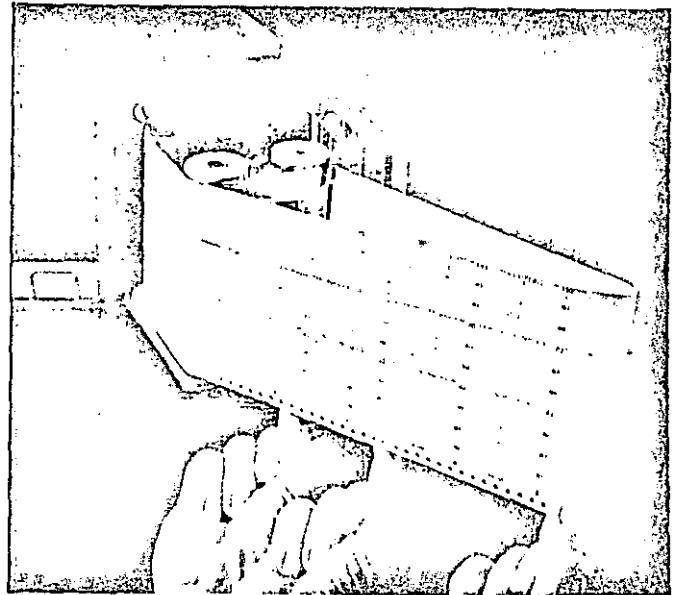
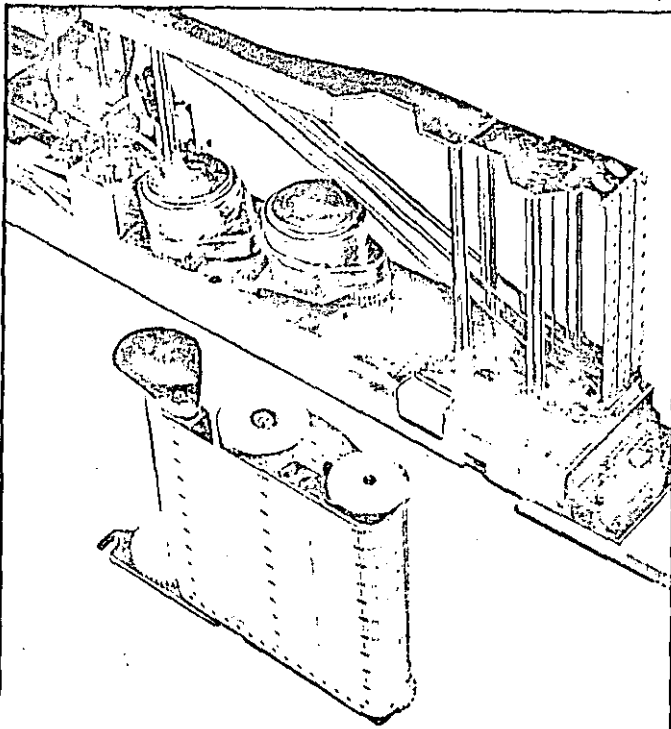
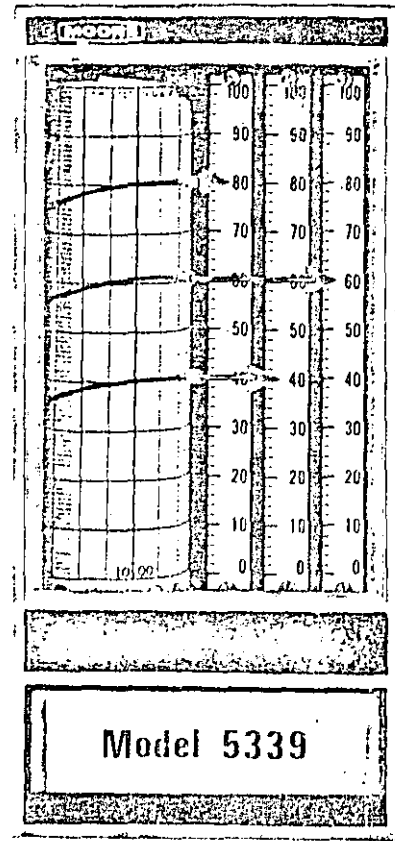
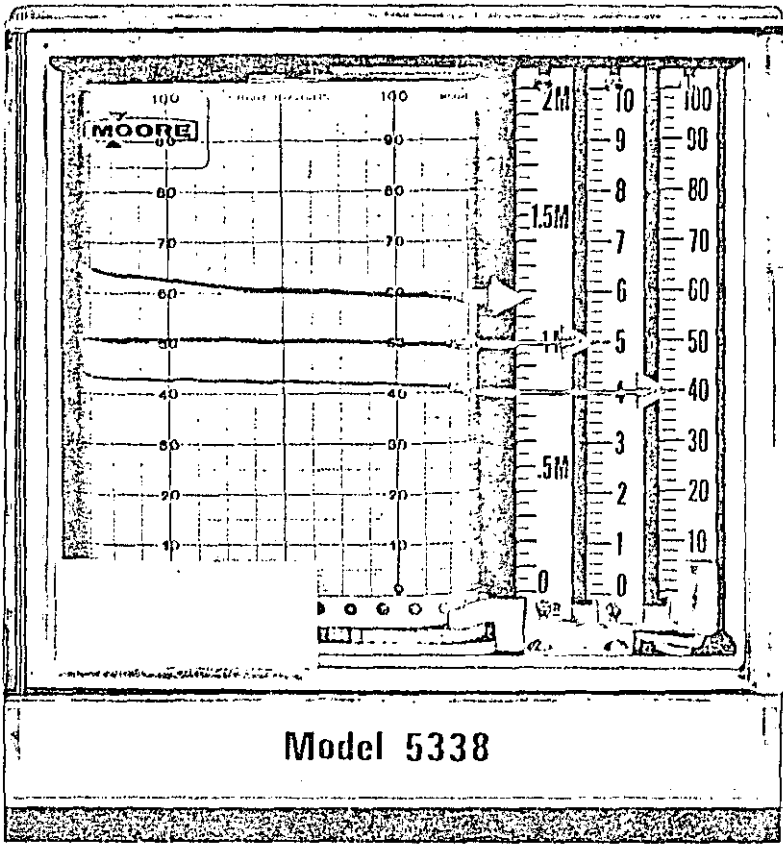


(e)



(f)





Existen instrumentos de una pluma o plumas múltiples en configuraciones de gráfica de rollo o circular .Los regis-
tradores múltiples producen dos o más registros continuos-
en una misma gráfica .

Cada pluma tiene un sistema de registro completo propio
Los registradores múltiples usan un interruptor manejado
por motor para cambiar las entradas no conocidas a el sis-
tema de medición .

El mismo motor puede ser usado para cambiar el punto --
identificando el numero al operar el mecanismo de impre---
sión.

Actualmente se pueden acomodar hasta 30 puntos de regis-
tro , o un ciento de ellas en un sólo registrador ;con una
caja de interruptores actuando con el registrador, se pue-
den registrar hasta varios cientos de puntos .

Para ahorrar el tiempo de un ciclo completo de medicio-
nes algunos registradores imprimen tan pronto como balan-
cean.

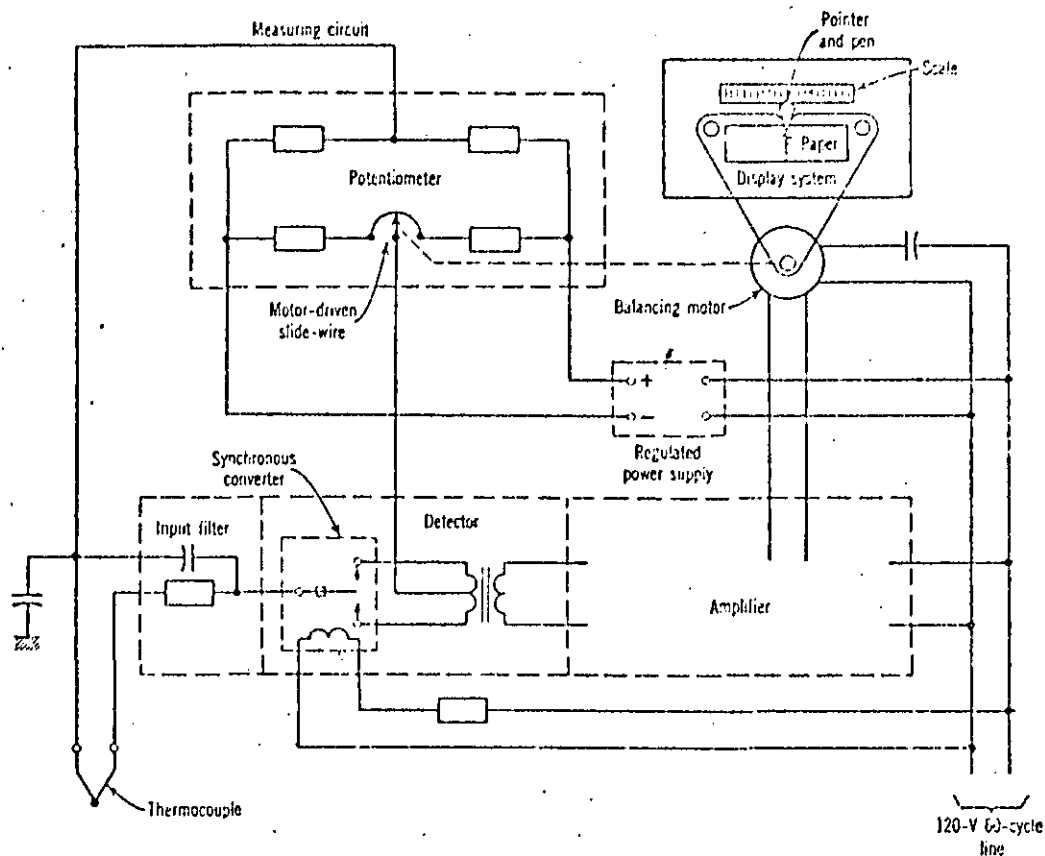
Se puede usar un color diferente para cada punto para -
ayudar a la identificación . Otro auxiliar es la impresión
de puntos cada ciclo y hacer identificaciones esporádicas-
del punto registrado.

REGISTRADORES X - Y ; permiten 2 medidas dimensionales
de dos variables no conocidas , y son de uso muy importante
en el laboratorio .

En la mayoría de los casos uno de los ejes de los regis-
tradores mide tiempo, pero en un registrador X-Y la pluma--
propvee un registro simultaneo de 2 dimensiones de acuerdo-
con las variaciones en el eje X y eleje Y. Actualmente la
mayoría de este tipo de registros son de tipo"cam-Plana"-
y permiten la colocación de papel en un plano horizontal, lo
cual es útil para hacer anotaciones pertinentes en las grá-
ficas.

Los Servo-Sistemas para activar la pluma de señales de entrada de bajo nivel son similares en ambos ejes y son similares a los usados en los registradores convencionales de tipo servomotor.

SERVO SISTEMAS: el diagrama de alambrado esquemático de la mayoría de los registradores de tipo servo es similar a el mostrado en la figura # 4



- Las partes esenciales para estos registradores son:
- a) circuitos de medición (En la Fig. Potenciométrico C.D.
 - b) Detector.
 - c) Amplificador.
 - d) Motor de balance con su acoplamiento a el "slide wire"-de medición .
 - e) Sistema de despliegue, que son los dispositivos de registro o indicación.

La operación del registrador es como sigue: La Fem. que se mide es opuesta por una fem ajustable calibrada . El valor exacto de esta fem depende de la posición del contacto del slide wire propio . Si esas dos valores de fem no son iguales un error o corriente en desbalance fluye y es recibida por el detector .El detector cambia la corriente directa de entrada de el circuito de medición a un voltaje de salida C.A. el cual es amplificado. La salida resultante se usa para manejar el motor de balance reversible. El motor trabaja através de su acoplamiento mecánico para mover el "slide -wire" del registrador y ajustar la fem calibrada. El sistema es sensitivo a la corriente de error , de tal forma que la corriente siempre ajusta la fem calibrada en la dirección propia para reducir la magnitud de la corriente de error ,El movimiento(balaceo) continua hasta que la corriente de error .Es tan pequeña que la señal amplificada no puede producir una mayor rotación del motor.

Cuando la corriente de error es cero la fem calibrada es igual a la fem medida , dentro de la exactitud del registrador . Cuando lo anterior ocurre se dice que existe la condición de balance -Nulo.

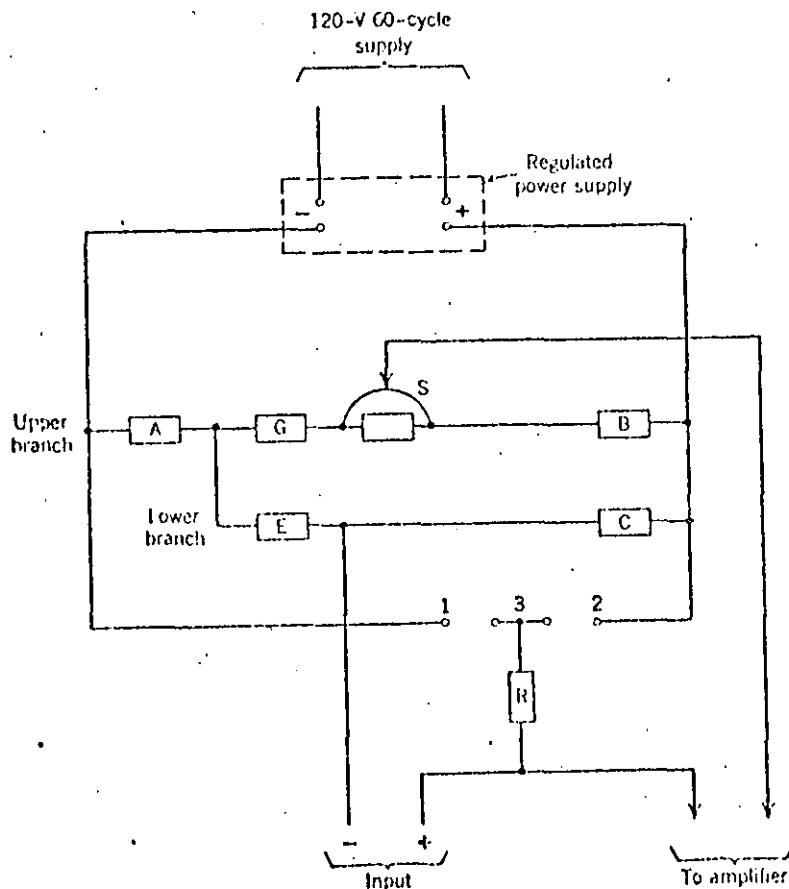
El motor también mueve un sistema de despliegue ,en el cual la posición del puntero , la cual es también la posición de la pluma registradora , indica el valor de la -- fem calibrada , y por lo tanto el valor de la fem medida.

CIRCUITOS DE MEDICION:

El tipo de circuito de medición usado en un instrumento-- en particular depende de la clase de medición para la cual se va a emplear. En la mayoría de los casos el circuito es-- una variación del circuito potenciométrico para medición -- de fem o un circuito puente de Wheatstone para medición de -- resistencia , o un circuito de corriente. Los circuitos se-- montan en tarjetas de circuito impreso llamadas "Tarjetas-- de rango y son facilmente intercambiables.

CIRCUITO POTENCIOMETRICO:

Un circuito típico se muestra en la fig. 5



El circuito se arregla con dos ramas de igual resistencia al cual se le suministra corriente por una fuente de poder regulada . La magnitud de estas corrientes esta controlada por un reostato el cual es una parte integral de la fuente de alimentación . Con la fuente ajustada , la salida permanece constante e independiente del voltaje , frecuencia de linea y aún de las variaciones de temperatura. La corriente de salida normal y típica es del orden de 10 mA. para las 2 ramas .

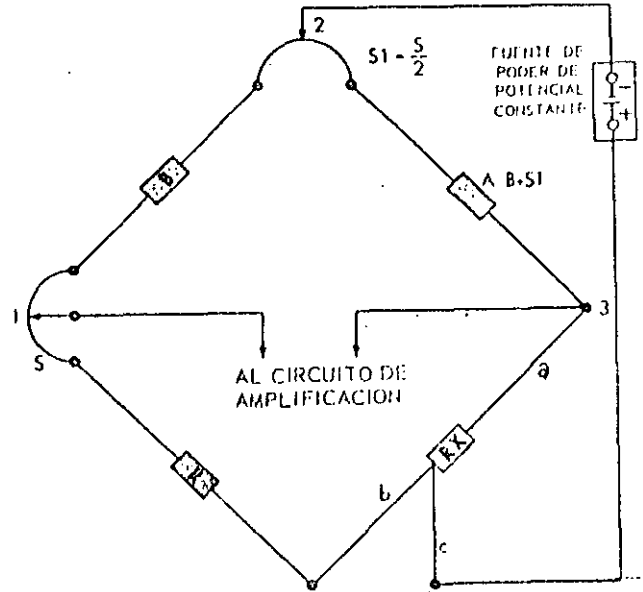
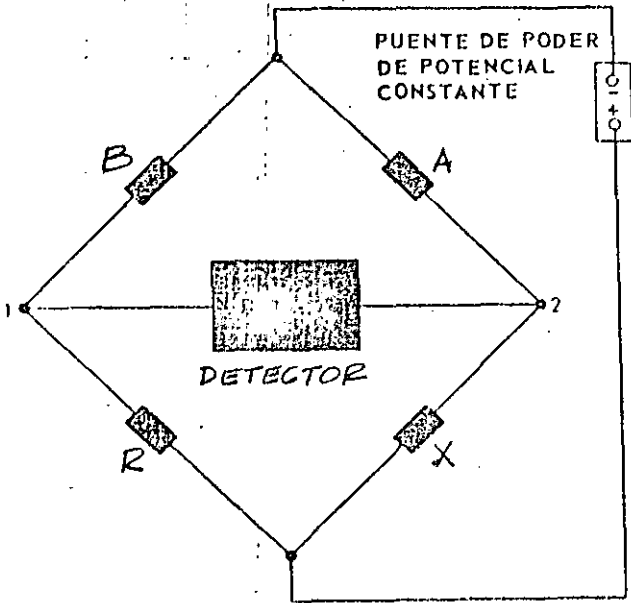
Durante la medición normal el motor de balance mueve el contacto de el slide-wire hasta que la fem medida se balancea por la diferencia de potencial existente entre el contacto del slide -wire y la unión de las resistencias E. y C.

Por medio de una selección apropiada de las resistencias S.E. y G. esta diferencia de potencial puede hacerse para cubrir el rango de medición deseado.

Los valores de las resistencias se encuentran para proveer Supresión y elevación del cero , y la resistencia B se selecciona para hacer la resistencia total de la rama superior igual a la de la rama inferior.

CIRCUITO PUENTE.

La Fig #6 A muestra la forma más sencilla de un circuito "puente de Wheatstone". En este circuito la diferencia de potencial entre los puntos 1 y 2 es de cero cuando :



Por consiguiente si la resistencia R se va alterando hasta llegar al punto de balance del puente, la resistencia X que se desea medir puede calcularse de la Ecuación anterior a las resistencias A y B se les llama resistencias de relación del puente .

Si A y B son iguales , entonces X=R cuando el circuito del puente esta balanceado.

La Fig # 6B muestra la forma del circuito puente usado en los instrumentos Speedomax H para medición de temperatura con "Thermohms" o algún otro tipo de termómetro de resistencia . Como se indica en la figura , se utilizan dos resistencias variables S y S1 estas resistencias están construídas por alambres deabanados en un mandril común y sus contactos deslizantes se mueven simultáneamente. Con las relaciones entre resistencias que se indican en la figura 6B puede verse claramente que

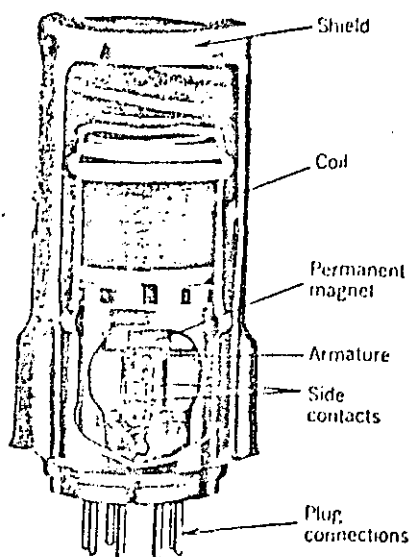
para una posición dada de los contactos , la resistencia entre los puntos 1 y 2 es siempre igual a la resistencia entre los puntos 2 y 3 . Esto es, los brazos de la relación del puente son siempre iguales , de tal manera que en el balance del puente R_x (La resistencia que se desea medir , es igual a la resistencia del Brazo que incluye R . La gama de medición del circuito puente es por consiguiente desde el valor R hasta el valor $R + S$. Como en cualquier otro circuito de balance nulo , cualquier desequilibrio hace circular la corriente de error a través del circuito de entrada al amplificador .

Como hemos dicho antes, una vez que ha sido amplificada esta señal se aplica al motor de balance que ha su vez mueve los contactos deslizantes en la dirección adecuada para restablecer el equilibrio.

DETECTOR.

En el sistema de balance los registradores pueden contar ac tualmente con los siguientes tipos de convertidores :

A) Convertidores Electromecánicos : Son de tipo síncrono como el mostrado en la figura # 8



Se trata en principio de un interruptor de un polo, doble-tiro , operado por el movimiento de un relevador . Se le sumi nistra corriente de 60 ciclos de el amplificador del trans-- formador de potencia con lo que produce un campo magnético-alterno , lo que causa que la armadura vibre a la frecuencia de manejo .

Como puede verse en la figura # 4 , cualquier voltaje des-balanceado del circuito de medición se conecta alternadamen-te a el embobinado primario , por la acción del convertidor.

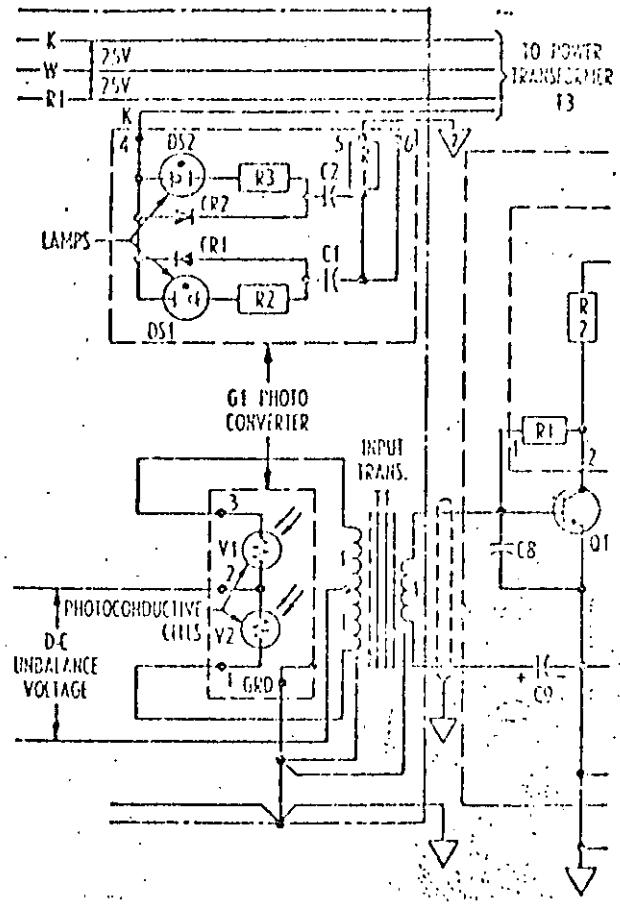
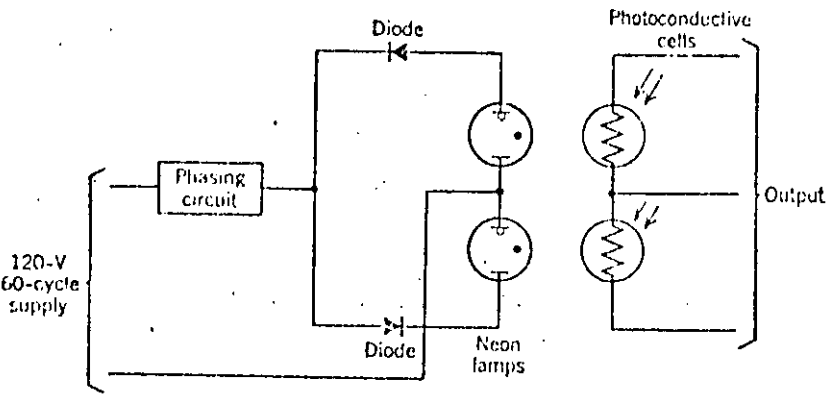
Entonces la corriente directa fluye primero en la mitad de

el embobinado y luego en la otra mitad .

En consecuencia un voltaje alterno de 60 ciclos , semejante a una onda cuadrada se produce en el secundario del transformador y se aplica al amplificador. La magnitud del voltaje inducido en el secundario del transformador es proporcional a la magnitud de la corriente directa del circuito de medición en el primario.

B) CONVERTIDORES FOTOCONDUCTIVOS.

Son de aplicación más reciente y eliminan partes mecánicas en movimiento sujetas a falla . Se usan en aplicaciones donde el rango del registrador es aproximadamente 1mV o mayores .El circuito es el indicado en la figura # 9



Dos lamparas de neon se manejan con circuitos de defasamiento de una linea de 60 Hz .Están arreglados de forma que durante la mitad del ciclo una este prendida, y durante la otra mitad del ciclo la otra este prendida .La luz de la lámpara de neon activa los elementos fotoconductivos . Esto en escencia es un "choper" eléctrico , para el cual, durante la mitad del ciclo ,el primer convertidor tiene muy alta resistencia mientras el otro convertidor la tiene muy baja y viceversa.

AMPLIFICADOR.

El detector produce un voltaje AC cuya magnitud y fase depende de la magnitud y polaridad de la señal C.D. desbalanceada .El amplificador incrementa este voltaje a un nivel en el que pueda operar el motor de balance .

Actualmente contamos con amplificadores transistorizados que puedan trabajar a un rango de aproximadamente 1mV.

Un ejemplo de un amplificador de este tipo lo tenemos en el mostrado en las figuras # 10 y # 11

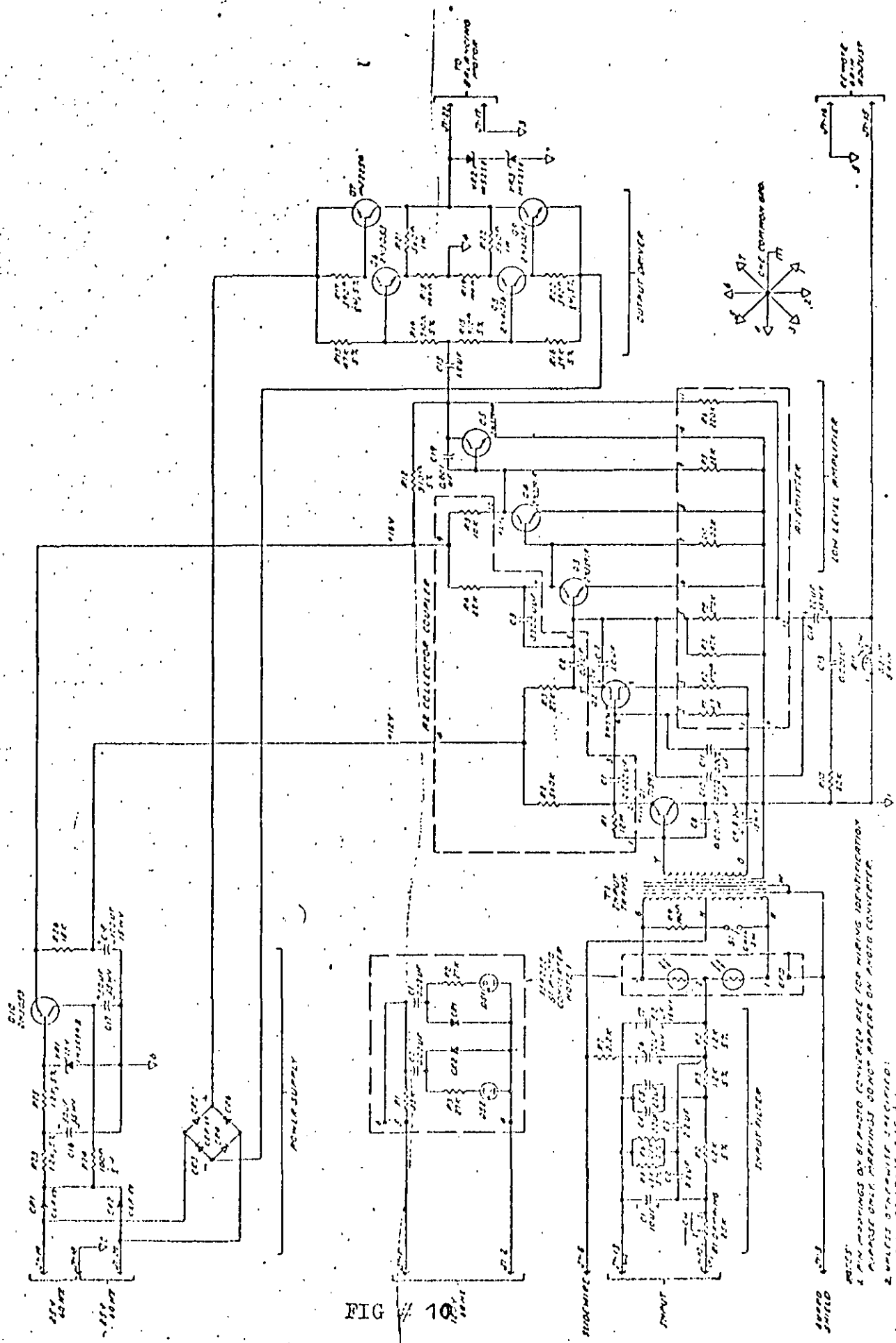


FIG 10

CIRCUITO AMPLIFICADOR.

Fig. 4-Schematic diagram of solid state amplifier.

NOTE:
 1. PIN CONNECTIONS ON ELIMINATED COMPONENTS ARE FOR WIRING IDENTIFICATION.
 2. VALUES ON THIS DRAWING ARE APPROXIMATE.
 3. ALL RESISTORS ARE 1/2 W.

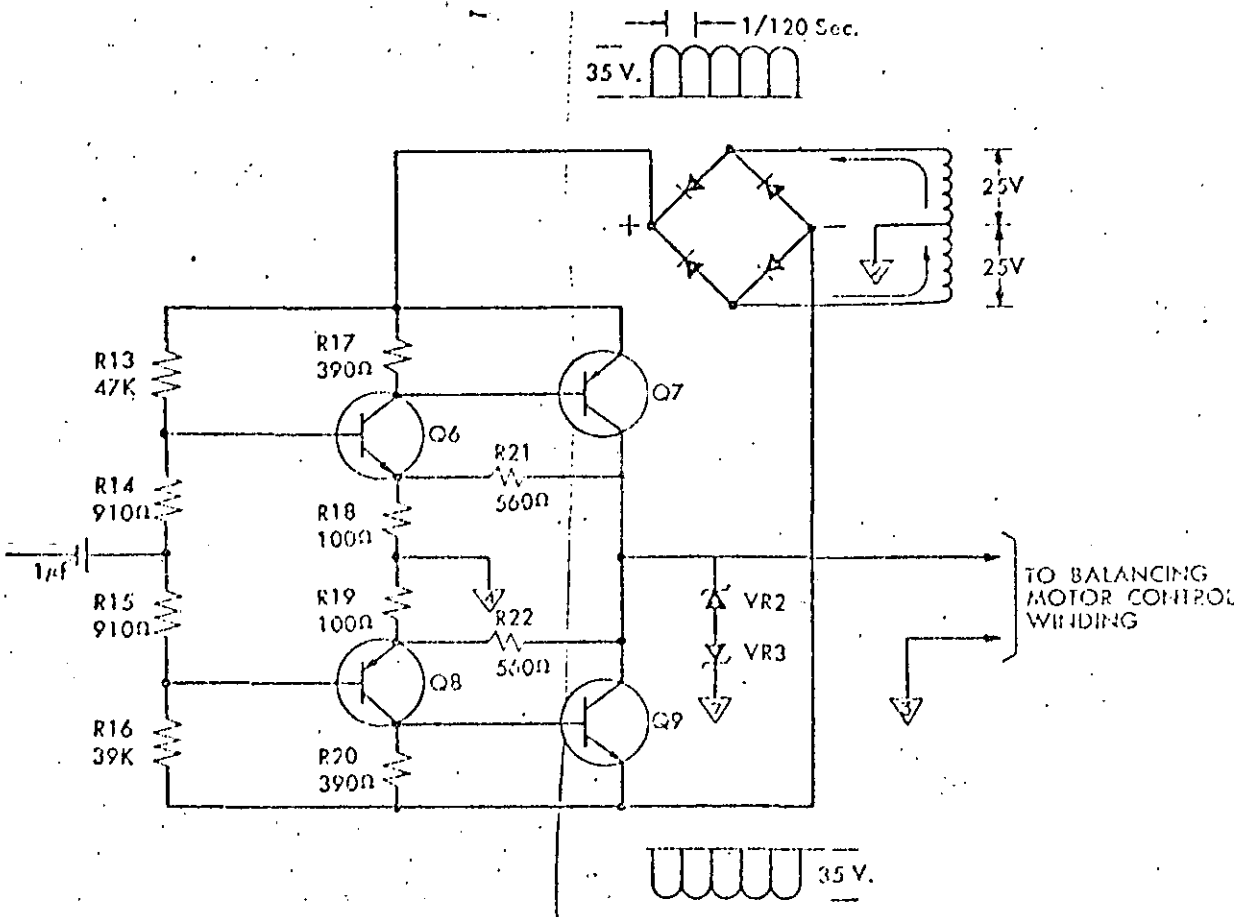


FIG # 11

ETAPA DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR.

Se trata de un amplificador de cinco etapas y una salida tipo "push - pull".

La primera etapa de un amplificador de voltaje seguido por un transistor de efecto de campo Q2. Este último transistor actúa como un dispositivo de acoplamiento de impedancias entre la relativamente alta impedancia de salida de Q1 y la baja impedancia de entrada de las tres etapas amplificadoras de corriente Q3, Q4, Q5. El acoplamiento entre etapas es del tipo convencional resistencia-capacitancia. El voltaje de polarización se suministra de la fuente de alimentación.

Dada la pequeña magnitud de la señal AC en la primera etapa de amplificación, se toma un cuidado especial para prevenir la entrada de interferencia en esta etapa. El capacitor C8 actúa como filtro evitando la entrada de voltajes transitorios de alta frecuencia al amplificador.

OPERACION DE BALANCE DEL MOTOR.

La figura # 11 representa la salida del amplificador de potencia la cual produce la acción de balance del motor. Un lado del devanado de control del motor de balance se conecta al Tap central del transformador el cual va a tierra común y el otro lado se conecta a el común de dos transistores de salida Q7 y Q9. La señal que maneja el circuito viene de las etapas de corriente y se suministra a través de Q5 el cual está acoplado por C15.

Consideremos los voltajes de alimentación a los colectores de los 4 transistores en el circuito de salida. Los diodos CR3 a CR6 forman el circuito puente rectificador. La terminal positiva de este puente (con referencia al Tap central aterrizado) proporciona señal con rectificación de onda completa de aproximadamente 35 volts pico-pico, y en la terminal (-) del puente se tendrán 35 Vpp, 120 hz rectificadas de onda completa negativa respecto a la tierra.

FASE:

De la discusión anterior puede verse que las relaciones de fase son de gran importancia en la operación de un sistema de balance .

El requerimiento final es que el voltaje de 60 hz el cual el amplificador libera hacia el debanado de control del motor de tierra en fase del voltaje de línea 90 grados . Esta condición se obtiene con un ajuste de fase apropiado en el debanado de línea del motor .

La figura # 12 muestra las relaciones de fase por el debanado de línea del motor . Como se indica con el uso de un capacitor de 1 nf. en serie con el debanado , se logra un defasamiento en el voltaje de 120 v aplicado , adelantando el voltaje de línea en 90 grados eléctricos.

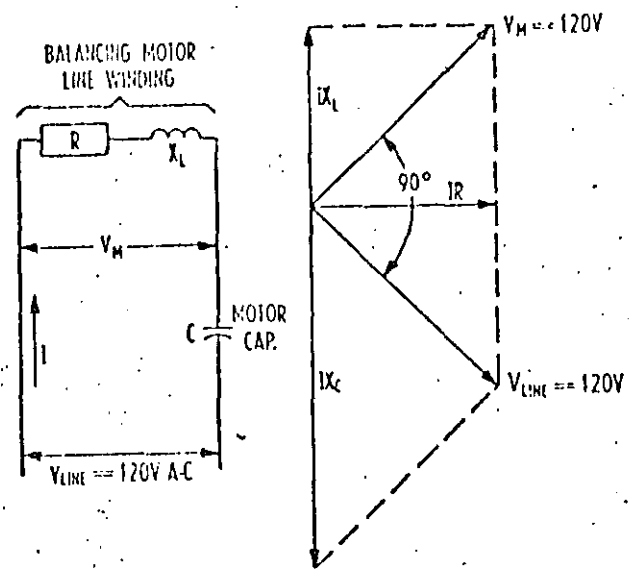


FIG # 12
RELACIONES DE FASE.

REGISTRADORES MULTIPUNTO DIGITALES.

1.-GENERAL.

Con la incorporación de los circuitos digitales de tipo CMOS se han agregado a los registradores electrónicos industriales una serie de características que los hacen más atractivos y versátiles y generalmente adecuados y adaptables a cualquier necesidad de registro . Dentro de las características principales de este tipo de registro están:

- Tipo automático de balance nulo , con servo C.D.
- Capacidad de entrada multiple.
- Despliegue digital del punto medido.
- Impresión en papel termosensible , evitando el uso de tinta - (también lo hay en versión registro a tinta)
- Capacidad de distintos arreglos de alarmas.
- Selección apropiada para la impresión e identificación de puntos.
- Multirango.

La figura # 13 muestra el diagrama de bloques típicos de un instrumento de tipo pluma de registro .Los bloques en general representan tarjetas y componentes en el registrador, las líneas representan flujo de información básica de tarjeta a tarjeta.

Las entradas del usuario se conectan a una tarjeta de rango la cual incluye ajustes de cero y gama . La tarjeta de rango alimenta a un preamplificador el cual amplifica la señal de bajo nivel a un nivel nominal de 0 a 1.5 volts. Si el instrumento es de rango sencillo , la salida del preamplificador se conecta al servoamplificador a través de la tarjeta "madre" A en la cual se lleva a cabo toda la lógica .Para instrumentos multirango , las varias salidas del preamplificador pasan a través de la tarjeta "madre" B , donde son multiplexadas hacia la entrada del servo . La tarjeta "madre" A es la interconexión de todas las partes del sistema , motor de balance, slide-wire transformador de potencia , etc.

La parte superior derecha muestra el sistema de control, con sistente en una serie de Interruptores montados sobre la flecha del servomotor.

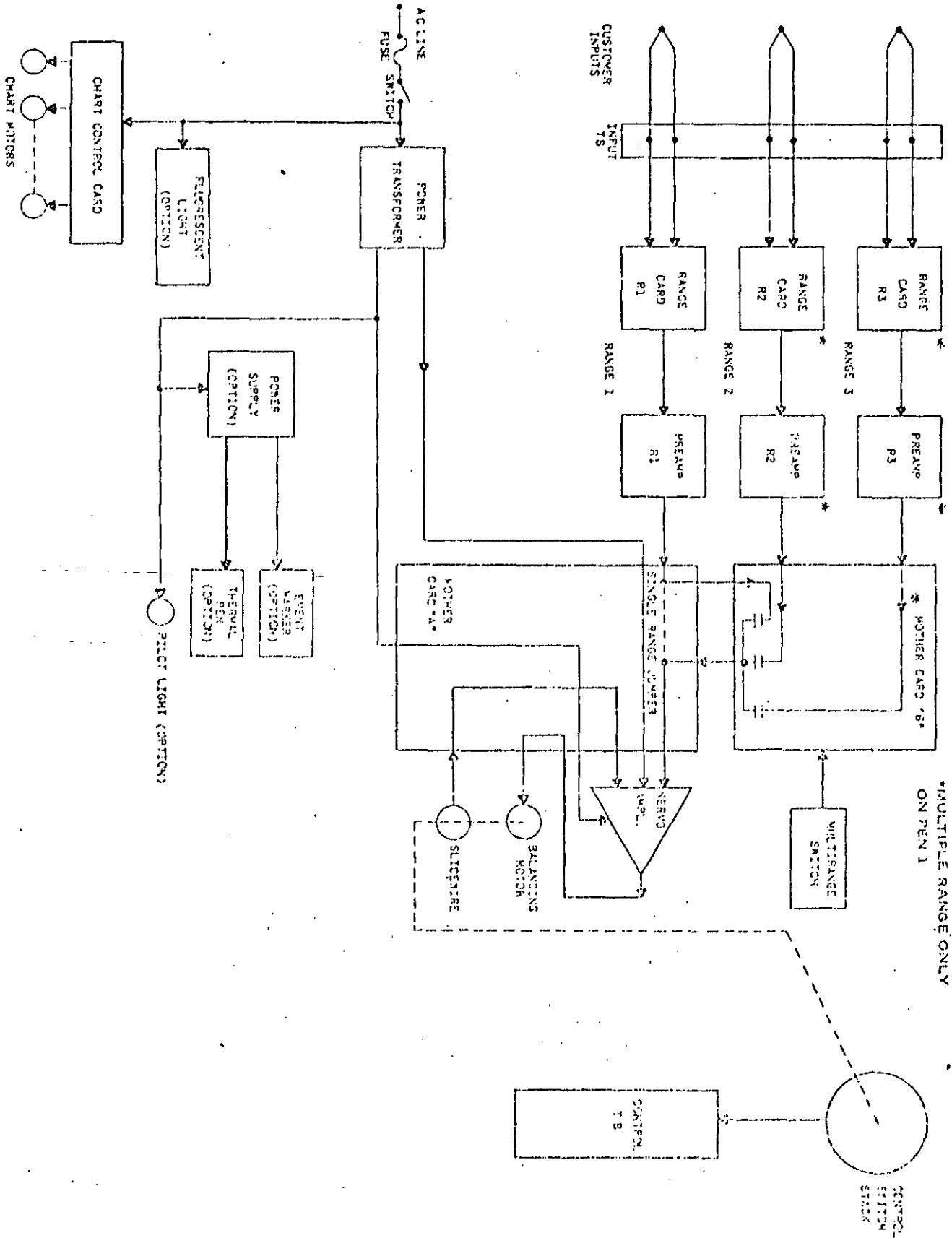


FIG # 13

La figura #14 muestra el diagrama de bloques básico para un registrador multipunto . Las entradas del usuario se conectan a los relevadores de entrada donde son multiplexadas a un cable común de entrada . En el caso de un instrumento de rango múltiple hay dos o tres cables de entrada . La señal despues va a el circuito de medición , el cual es del mismo tipo que el tipo del registrador tipo pluma.

En la parte inferior del diagrama de bloques , se observa la capacidad lógica de impresión y otras funciones del registrador .

La tarjeta de lógica es el elemento clave y enlaza todos los dispositivos , los cuales actuan en sincronía.

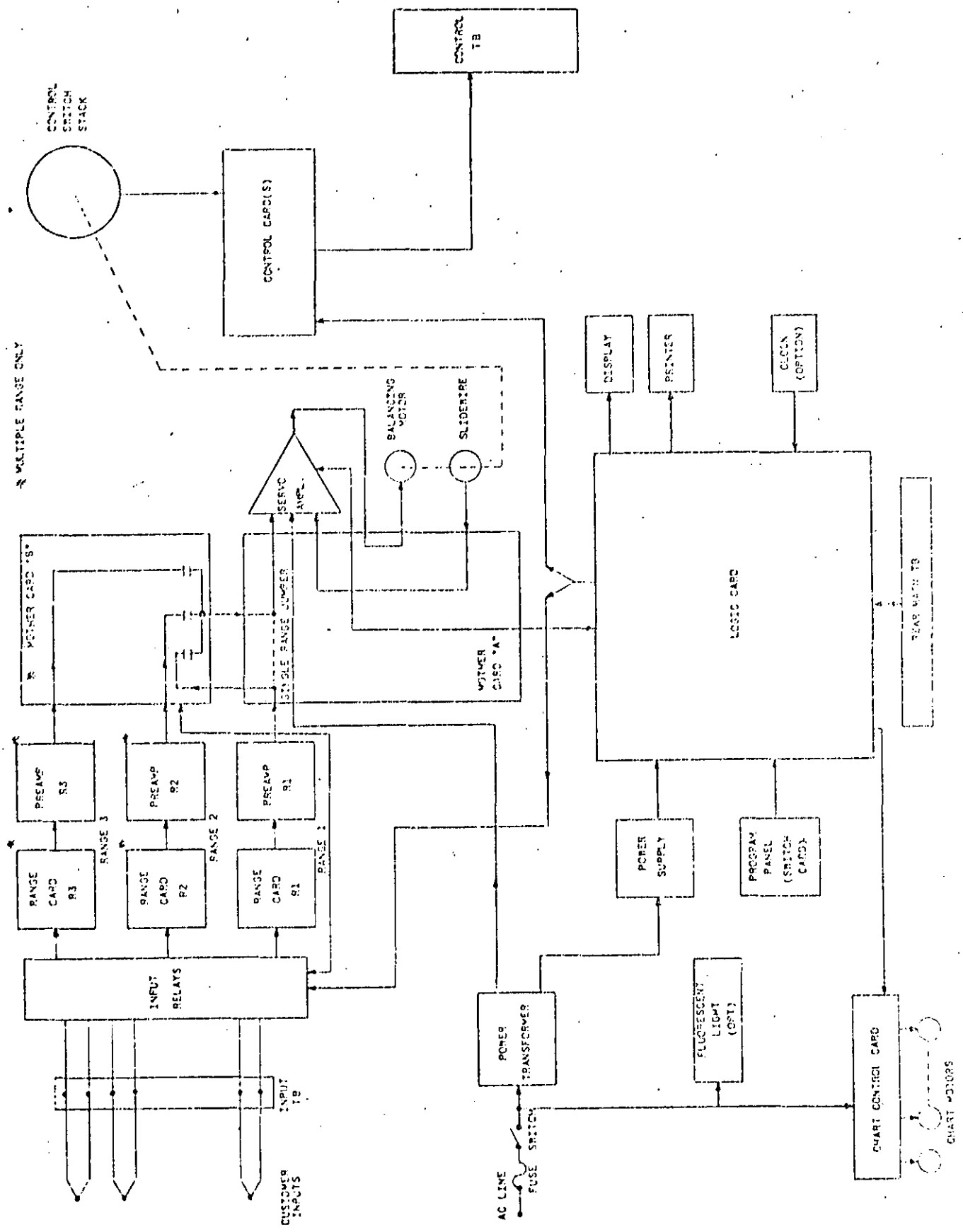


FIG // 14 : REGISTRADOR MULTIPUNTO-MULTIRANGO.

En la figura # 15 se muestra la forma en como se logra el multiplexaje de entradas al registrador multipunto.

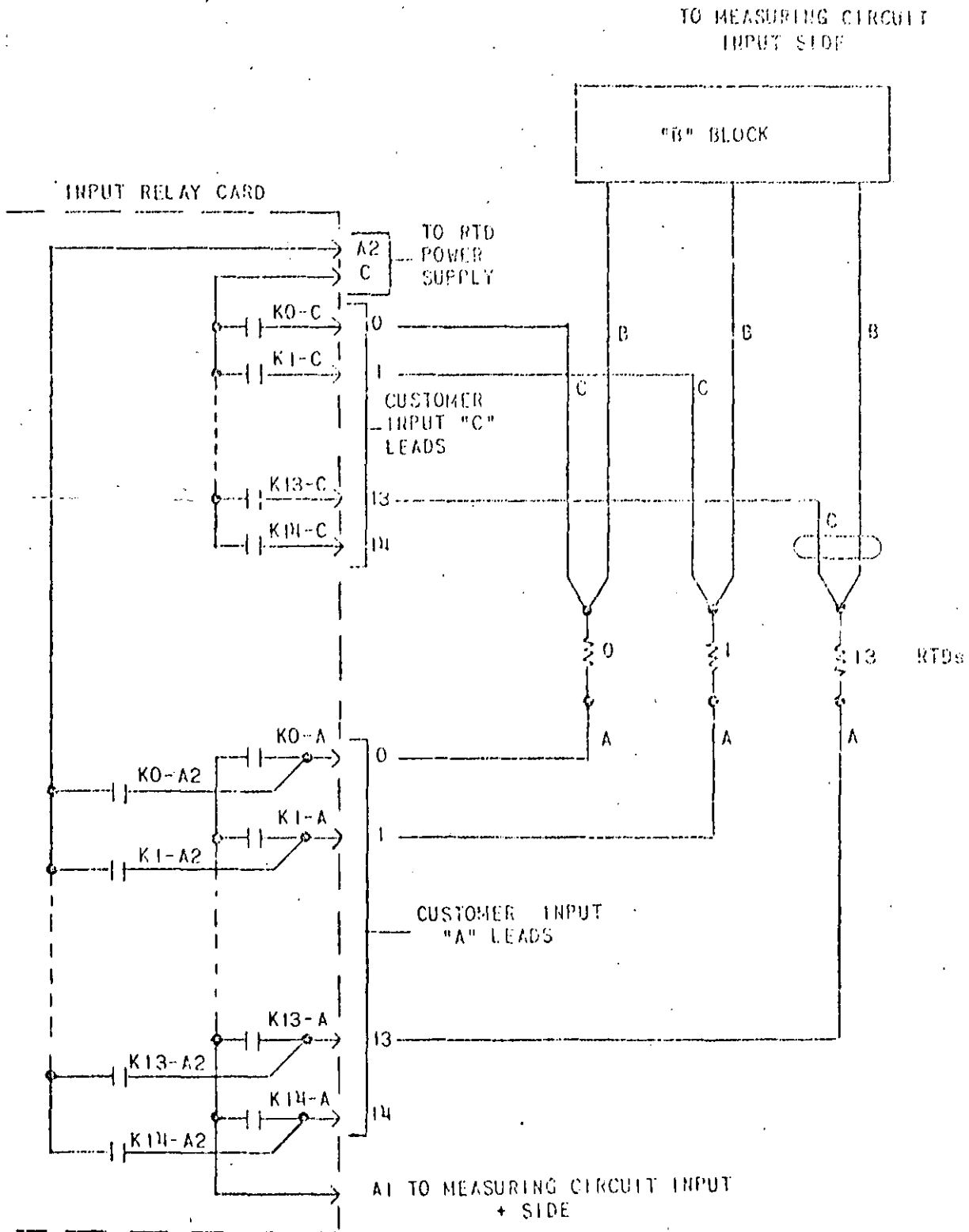


FIG # 15 CIRCUITO "MULTIPLEXOR " DE ENTRADAS.

Finalmente en la figura # 16 se muestra el arreglo de la cabeza impresora térmica , y un arreglo de alarmas de indicación momentanea, en la figura # 16A

El arreglo mostrado provee indicación momentanea de alarma para los puntos alarmados alto o bajo , a través de sus respectivas terminales comunes.

Los contactos de relevadores de control KCO-1 al KC14-1 -- son contactos de los relevadores del conmutador de alarmas y cierran cuando el registrador mide los diferentes puntos conectados (del Oal 15) . Si el valor medido de un punto de alarma está sobre el punto de ajuste para un interruptor alto , el contacto H cerrará . Este cierre más el del contacto KCO1 por ejemplo asociado con el No. 0 y el contacto del relevador interruptor KI-2 establece un circuito completo para indicación de alarma en el punto cero. Hay que observar que el pulso del interruptor causa cierre en los contactos de K1, despues que el instrumento balancea. , por lo tanto no hay falsa alarma de un punto mientras vamos hacia afuera el balance.

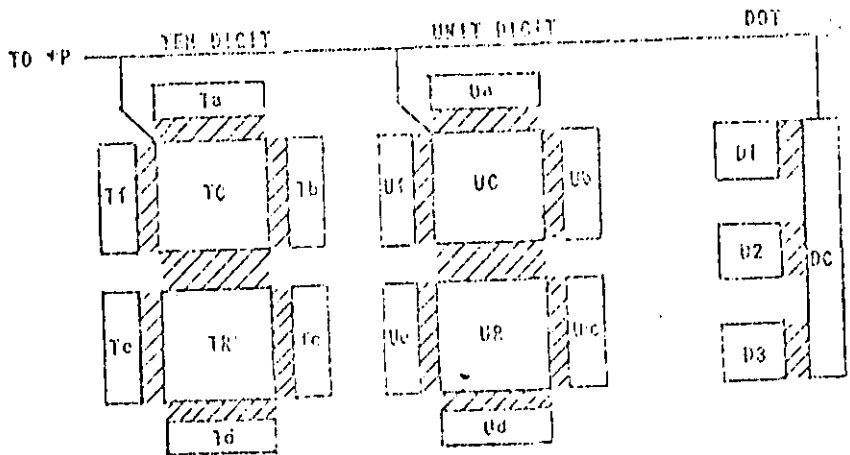


FIG # 16

ARREGLO CABEZA IMPRESORA TERMICA.

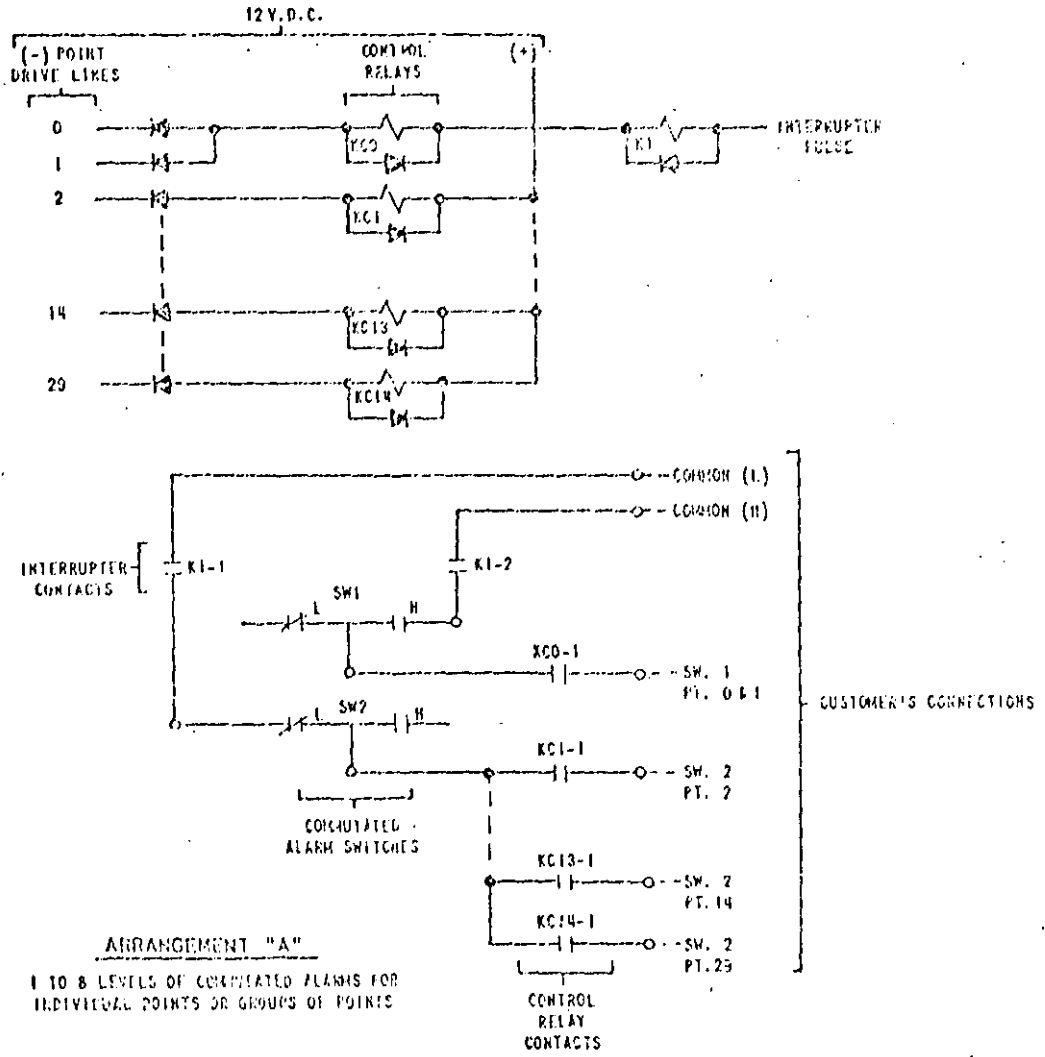


FIG # 16A
ARREGLO DE ALARMAS MOMENTANEAS.

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

- RECORDERS : Dr. W.R. Clark , L&N Co.
Reprinted from Enciclopedia of Industrial Chemical Analysis
Volumen 3; 1966 John Wiley & Sons, Inc.

- Manual de Instrucciones 077990 Edición 17 Speedomax H; Leeds
& Northrup Co.

- Suplemento # 8 para manuales 077990 y 177232 Amplificadores-
de estado Sólido para Instrumentos Speedomax H&W.

- Manual de Operación y servicio 177976 Rev B.
Registradores Industriales Speedomax 165 & 250 L&N.



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.3 MEDICION, REGISTRO E INDICACION
(ANEXOS)

ING. ROBERTO VEGA GONZALEZ

MARZO, 1985.

En la figura No. 12-A observamos otro diagrama del registrador tipo balance potenciométrico, en el que se aprecian los dos debanados para el motor de balance bifásico, una fase de control, en donde la frecuencia de la señal E_{dd} está en fase con la línea, y la fase fija E_{ee} , que está defasada 90° , por el circuito defasador.

La consecuencia de esto, es que si la tensión de error E_{aa} es positiva, la tensión de la fase fija E_{ee} se atrasa 90° a la tensión de control E_{dd} . Si E_{aa} es negativa E_{ee} se adelanta 90° a E_{dd} .

En la figura 12-B se muestra un servomotor de 2 fases, con su transféncia característica, el giro se invierte cuando existe un cambio de -90° en la fase entre las tensiones de control y fija.

Finalmente el sistema completo permite el balanceo en uno u otro sentido del motor de balance, el cual a través de medios mecánicos transmite el movimiento a la plumilla de registro como puede apreciarse en la figura 12-C.

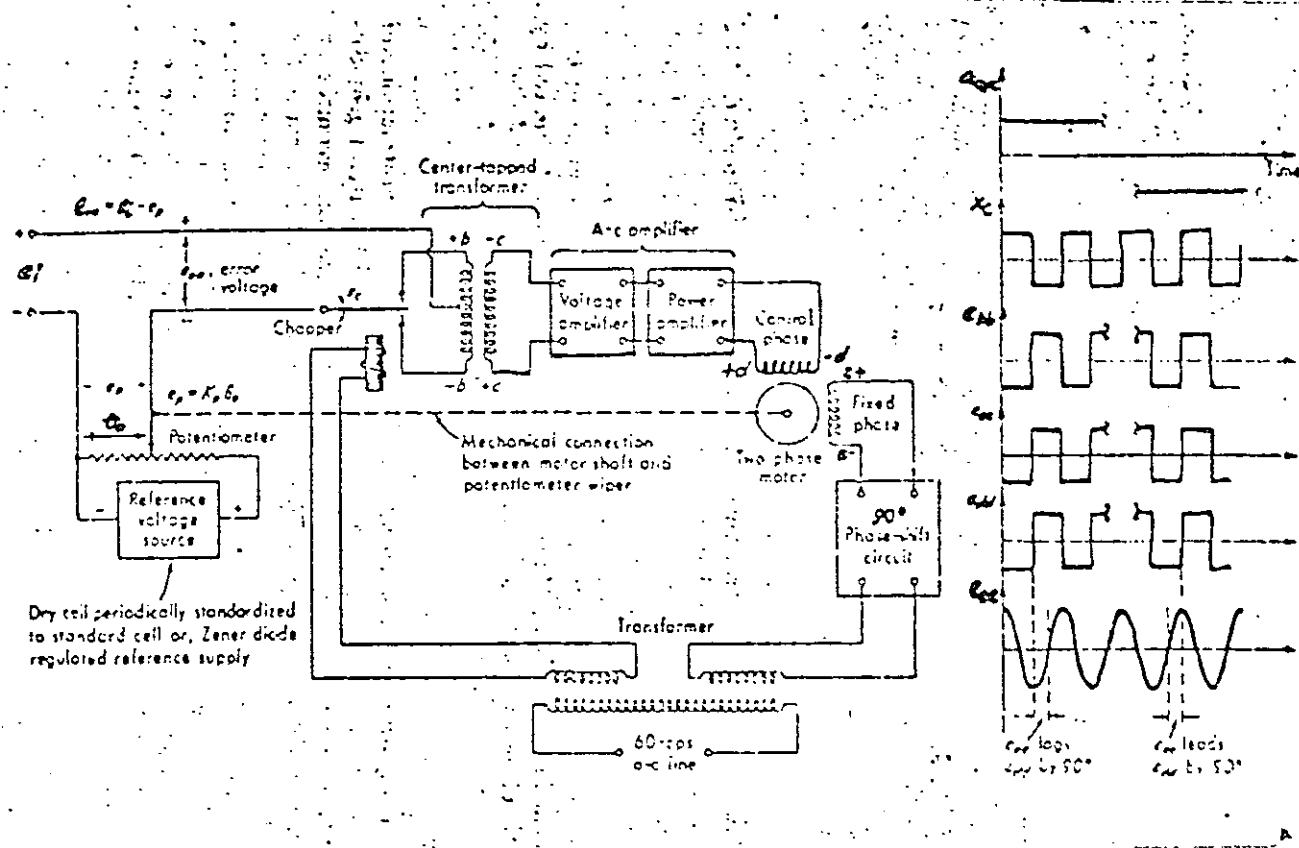


FIGURA 12-A

Manipulating, Computing, and Compensating Devices 667

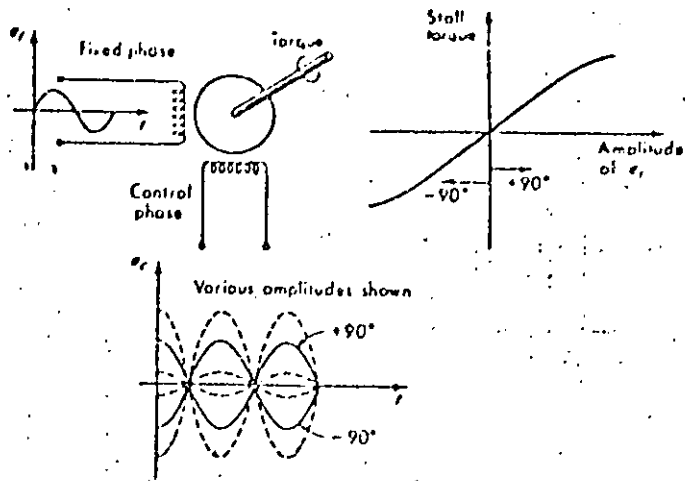


Fig. 12-B

760 Manipulation, Transmission, and Recording of Data

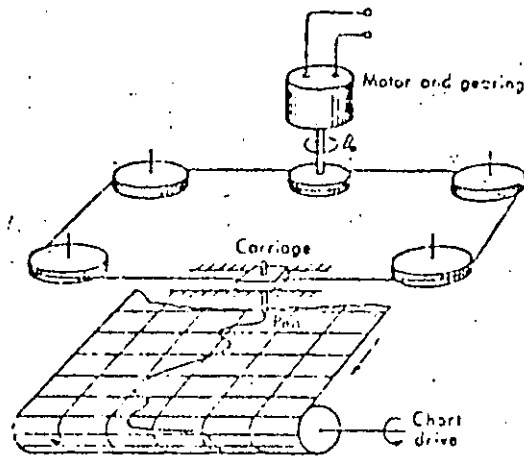


FIG. - 12-C

REGISTRADORES MULTIPUNTO BASADOS EN MICROPROCESADOR

La aparición de este tipo de instrumentos se hace durante la segunda mitad del año de 1985. La capacidad, flexibilidad y características del registrador multipunto basado en circuitos integrados, se ve superada debido a la inclusión de circuitos con microprocesador.

En los nuevos registros las características fundamentales son:

- 1.- Configuración en campo a través de programación guiada permite entradas y lineariza Termopar tipo B, E, J, K, Nicrosil-Nisil, R. S. T, milivolts C.D., Volts C.D., miliamperes C.D., rangos no estandar.
- 2.- Capacidad de Programación en alarmas.
Hasta cuatro niveles por punto, encadenamiento en lógica AND, OR, para accionar salidas de relevador por punto o grupos de puntos.
Alarma por velocidad de cambio en las variables, a incremento o disminución de las mismas.
- 3.- Programación de velocidad de gráfica de 1 a 200 pulgadas por hora, en incrementos de 1 pulgada por hora.
- 4.- Tiempo por punto: seleccionable de 1 a 180 seg/punto en incrementos de 1 seg/punto.
- 5.- Impresión de fecha y hora en margen izquierdo de gráfica estandar. Impresión de puntos en alarma.

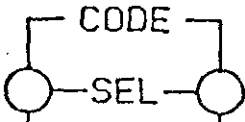
6.- Indicador digital para variables de proceso, programado en unidades de Ingeniería.

En la siguiente página se encontrará una figura de el teclado para programación guiada, en el cual se tienen todas las funciones antes señaladas.

Actualmente varias firmas tienen en el mercado registradores de proceso basados en microprocesador, entre otros L&N, YEW, Honeywell, Molytek, Westronics, Kaye.

Las diferencias de uno a otro son principalmente la apariencia, y presentación de registros en forma tabular o de tendencias, salida digital (puerto RS-232), entradas que se aceptan, lineales o no lineales, etc.

En la pag., 32 se muestra una figura del teclado usado para programación guiada de este tipo de registros. Se cuenta con áreas definidas y teclas dedicadas. Los diodos emisores de luz indican la secuencia para meter los datos.



B	<input type="radio"/>	ALARM	S.PT.	ACTN	OUT	ADV	ENTER
E	<input type="radio"/>	RANGE	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
J	<input type="radio"/>	UPPER	B ↑↑	E ↑	J	OR	CLR
K	<input type="radio"/>	LOWER	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
N	<input type="radio"/>	POINT	K ↓↓	N ↓	R	AND	END
R	<input type="radio"/>	LEVEL	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
S	<input type="radio"/>	OUTPUT RLY	S	T	"X"	ADD	SKIP
T	<input type="radio"/>	SPEED NO.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
"X"	<input type="radio"/>	INCHES-IN/HR	7 mV	8 V	9 NL	CKT	RANGE
NL	<input type="radio"/>	SEC/PT	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
mV	<input type="radio"/>	MONTH	4 HR	5 LR	6 F	LINK	ALARM
V	<input type="radio"/>	DAY	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
CKT	<input type="radio"/>	HOUR	1 H	2 L	3 C	T/PT	CHART
F/C	<input type="radio"/>	MINUTE	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
			+/-	0	•	SPACE	TIME
			<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
						SET	

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

- RECORDERS ; Dr. W.R. Clark , L&N Co.
Reprinted from Enciclopedia of Industrial Chemical Analysis
Volumen 3; 1966 John Wiley & Sons, Inc.

- Manual de Instrucciones 077990 Edición 17 Speedomax H; Leeds
& Northrup Co.

- Suplemento # 8 para manuales 077990 y 177232 Amplificadores
de estado Sólido para Instrumentos Speedomax H&W.

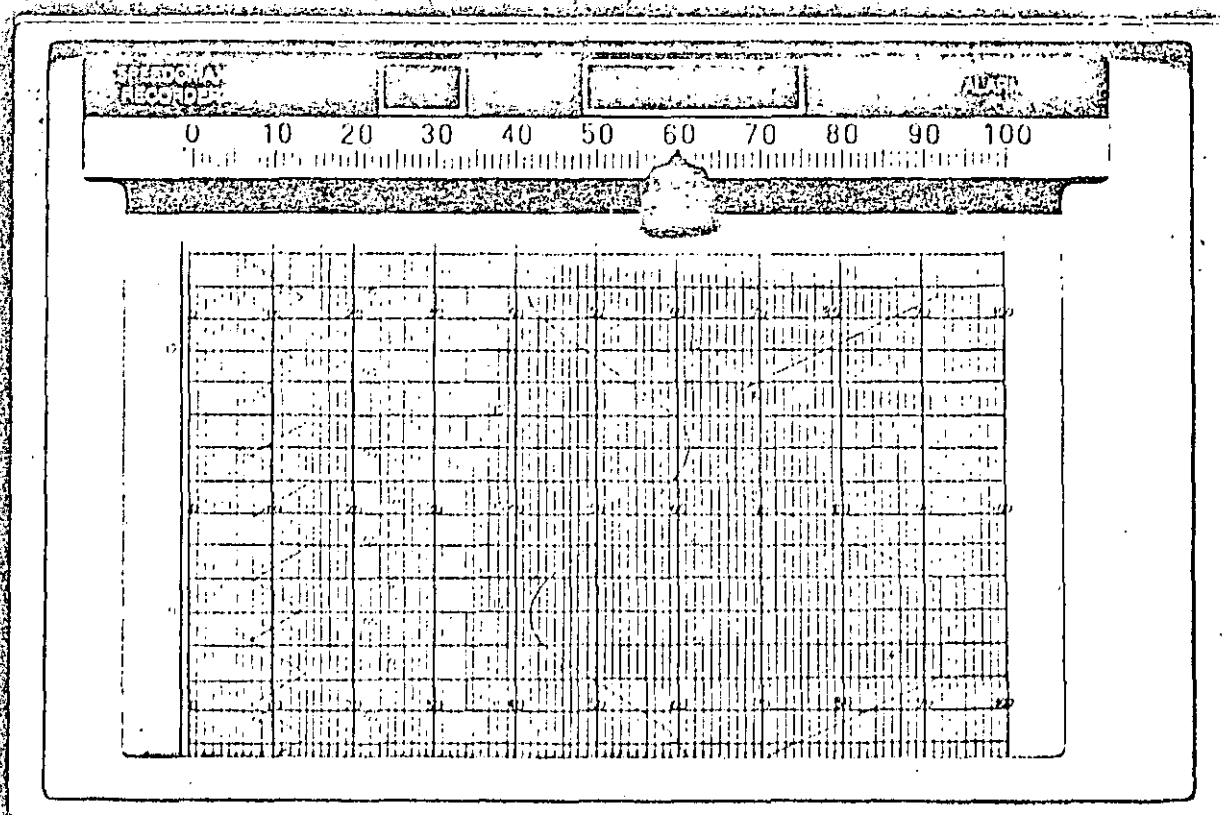
- Manual de Operación y servicio 177976 Rev. B.
Registadores Industriales Speedomax 165 & 250 L&N.

- Measurement Systems.
Doebelin Mc.Graw Hill.

- Publicación BDS-56
Leeds & Northrup Internacionl
Speedomax 1650 & 2500.

SPEEDOMAX

1650 & 2500 Multipoint Recorder



LEEDS & NORTHROP
SPEEDOMAX RECORDER

8



LEEDS & NORTHROP
INTERNATIONAL

Leading technology in process control

SPEEDOMAX

1650 & 2500 Multipoint Recorders Simply the Best

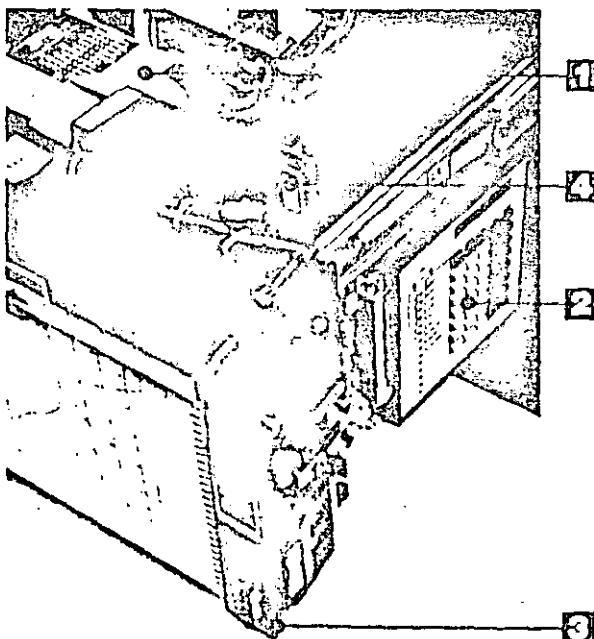
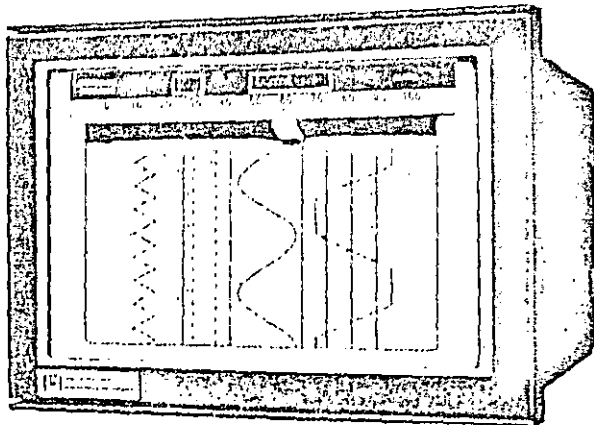
The Speedomax 1650 and 2500 series of Multipoint Microprocessor Recorders incorporate a uniquely broad and flexible range of field programmable facilities which can be tailored precisely to match your application requirements.

Available in intrinsically safe construction to CENELEC standards, both offer a basic 15 Point recording facility but the 2500 can be extended to 30 points by simple plug in card extension. With optional alarming, the 1650 can activate two relays, the 2500 from two to ten relays. The 1650 has a 165mm chart width and the 2500, 250mm chart width. Apart from these differences the models are identical.

Speedomax 1650 and 2500 are sturdily constructed to withstand harsh environments, minimising the need for maintenance and service.

The servo system uses an enclosed conductive plastic slidewire; the servo amplifier has electronic end stops. Digital display and alarm detection and action are independent of the servo balance so that even in the unlikely event of balancing motor failure the recorder alarm function would remain unimpaired. Input relays are hermetically sealed and the print head carriage bushings are sized to prevent end play and print head wobble. Case and chassis in die cast aluminium construction encloses and protects from adverse environments.

Where maintenance or service is needed the procedures are quick and simple. The entire chassis may be lifted out for ease of access, the paper drive can be examined or reloaded without interruption of the point scan cycle.



Chassis withdrawn to detent position. Printed diagram (1) guides programming of DIP switch on CPU board below, calculator-type keyboard (2) swings out and locks to facilitate programming or review

Check what we have - Select what you need.

- Introducing the new Speedomax 1650 and 2500 with 165mm and 250mm calibrated scale and chart widths.
- Intrinsically Safe to CENELEC standards.
- 15 or 30 point recording capability with Speedomax 2500; 15 point with Speedomax 1650.
- Thermal chart marking with numbered dots; selectable vertical spacing between numbers, independent of chart speed.
- Simple guided programming to configure ranges and optional alarms on a per point basis.
- 30 different TC/EMF ranges.
- T/C type B, E, J, K, R, S, T or Nicrosil-Nisil (Type N).
- Large LED display of point number and measured value (to 4 significant figures). LED signal light on alarm.
- Linear or Non Linear recording of TC inputs.
- Programmable chart speeds from 2cm (1") to 500cm (240") per hour in 2cm (1") increments; 2 speed with manual or automatic transfer on alarm or chart start for log-on-alarm.
- Programmable time per point at 1 second increments 1 second to 180 seconds.
- Shift to one second per point on any alarm.
- Up to 4 levels of alarm per point.
- Check-for and alarm-on open inputs.
- Latched or fleeting alarm relay contacts.
- Automatic or manual reset of lock-in alarms.
- Choice of 4 alarm modes for each level: high or low, and positive or negative rate of change.
- Grouping of alarms in "AND" or "OR" logic, to actuate from 2 to 10 relays.
- Chart print of point number and time as point goes into and out of alarm.
- Print each hour, with date at NOON and MIDNIGHT.

Simple to Read

Speedomax 1650/2500 proven thermal print head produces a bright blue dot, with or without an identifying number ("01" to "15" or "30").

An integral pointer provides analogue indication along a backlighted scale above the chart. The LED display shows point number and the value of the measured variable plus "F" or "C." When time per point is greater than 1 second, measured value, alarm status and digital display are updated every second; printing occurs during the final second.

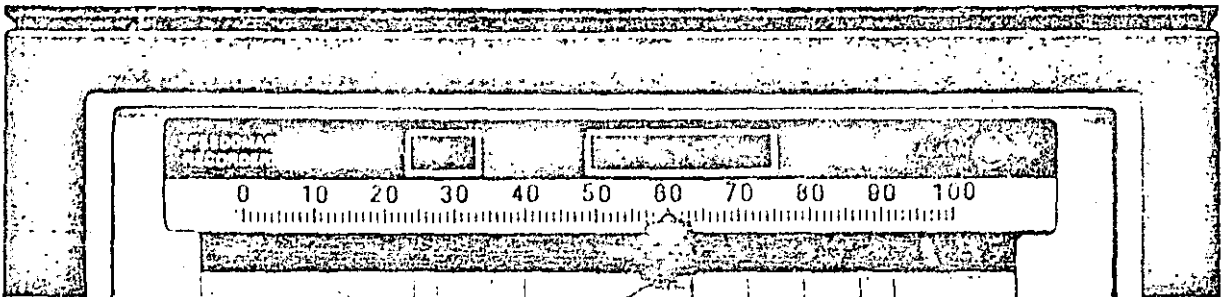
Scanning time per point is programmable from 1 to 180 seconds, in 1-second increments.

The chart stepper-motor is programmable from 2 to 500cm/hr in 2cm/hr increment or 1 to 240 in/hr, in 1 in/hr increments.

manual or automatic transfer to the second speed. A quickly accessible "FAST MODE" button can switch the recorder to a 1-second per point printing speed and the second chart speed, for enhanced display in critical situations.

Vertical spacing between numbers on a trace is selectable in 2.5mm (0.1") increments and is constant.

Month/day/hour (or day/month/hour) is printed at the left edge of the chart at noon and midnight, and the appropriate hour ("01" to "23") in between. With input failsafe selected, an open-circuit input will print at the right edge of the chart, and may activate an alarm; the LED display will read "OPEN."



Bold analogue and digital display of measured points is provided by pointer against backlit translucent scale, and large seven-segment LEDs to identify point number and measured value to four significant digits. ALARM LED signals alarm status.

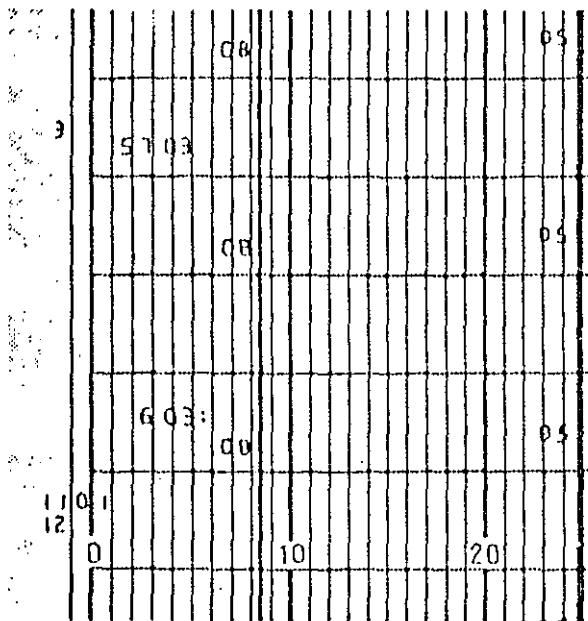


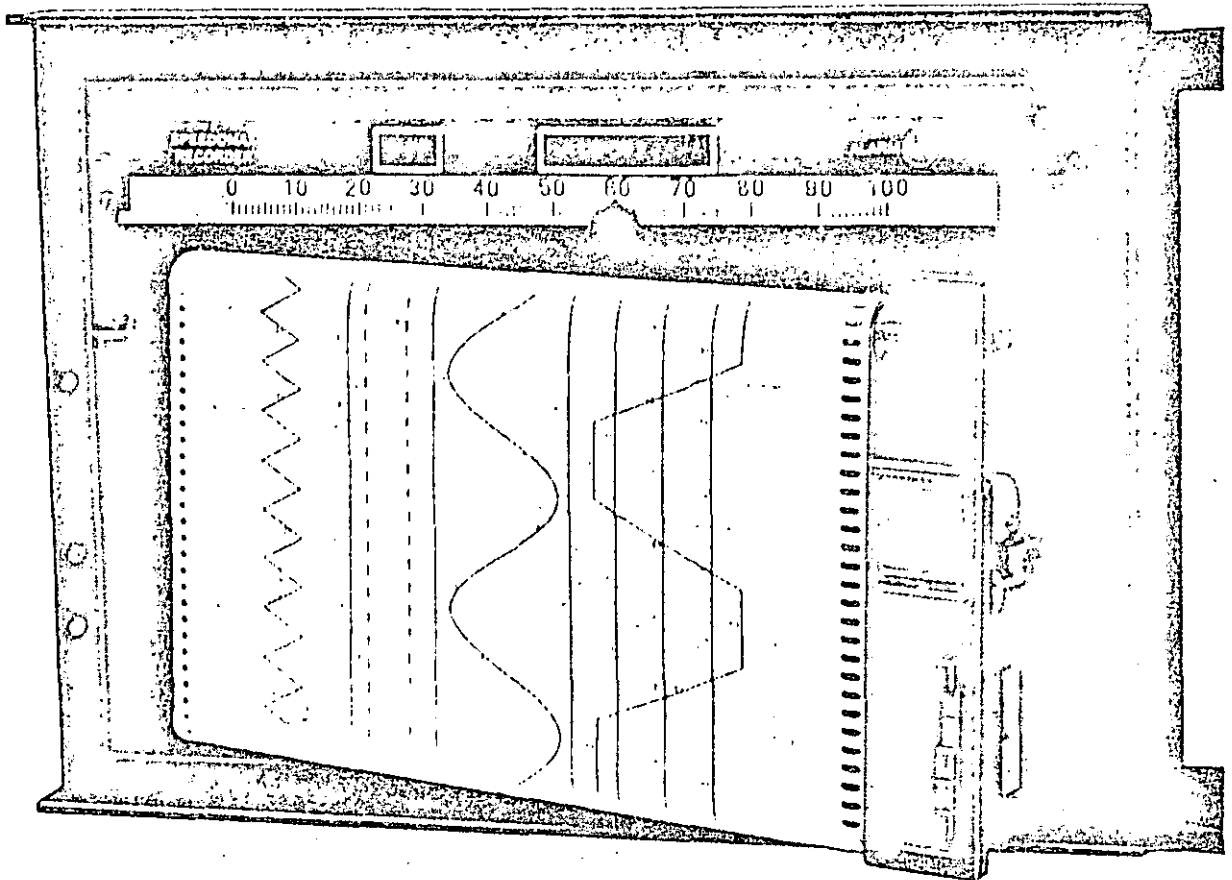
Chart segment shows typical record; vertical spacing of point numbers is selectable, to 25.45cm (9.9"). At left, month/day/hour is printed at midnight and noon, with the hour printed in between. Inside the left edge, a minute-and-point record verifies an alarm status (in - "76 03"; out - "57 03").

- Bright, Bold Scale and Pointer gives extremely helpful analogue indication of measured points; the translucent scale is back-lighted by internal illumination.
- Front Panel Digital Displays of point number and measured value, with programming data displayed on the keyboard, provide improved readability and simplified programme entry.
- Clear Visibility of Current Data since the proven thermal print head is positioned 30° ahead of the top of the chart roll, and this reliable print head lasts much longer than ink pads or ribbons, saving inventory and maintenance costs.
- Clearly Read Traces. Because of the Cleertrend® method of spacing point numbers along each line of dots, traces are easily identifiable even when closely grouped. Number spacing is programmable to 25cm (9.9") with 2.5mm (0.1") increments and does not vary with chart or print speed changes.
- Any Required Chart Speed, because chart speeds are easily programmed via the keyboard from 2 to 500cm/hr in 2cm/hr increments (or 1 to 240 in/hr with 1 in/hr increments), with two speeds instantly selectable.

Simple to Use

The new Speedomax family of microprocessor-based Multipoint Recorders with programming capabilities to meet every need. The 1650/2500 family is the latest generation of Leeds & Northrup's popular 165/250 Series of Recorders, using the most up-to-date technology. Designed to use the same 165 and 250mm width charts, the new 1650 and 2500 Multipoints both handle 15 points while the 2500 can accommodate up to 30 points by the simple addition of a plug-in

card. And the extensive alarming capabilities are impressive – a plug-in module activates two alarm output relays in the 1650 or the 2500, while another plug-in card for the 2500 increases its alarming capability from 2 to 10 relays – these are the fundamental differences between the intermediate size 1650 and the full size 2500. They are identical in operation, programming and performance.



Door swings open 180° providing quick access to pushbuttons at bottom right of recorder chassis. Chart transport swings out to left, permitting easy, rapid chart replacement without interrupting the scanning of measured points.

- a) **The Most Complete Alarm Capability in Recording** – on each point, if needed, with a complete menu of actions: up to 4 high/low and +/- rate-of-change levels per point linking with all kinds of "AND" and "OR" point groupings to actuate from 2 to 10 relays; the point number and time when a point goes in or out of alarm is printed on the chart.
- b) **Per-Point Range Programming** so that just one recorder solves all TC and EMF multipoint needs, and can be easily reprogrammed as needs change.
- c) **Two Alarm Relays** and signal light are standard in both models and are activated by an optional alarm programme module. The 2500 model is expandable to ten relays.
- d) **Electronic Linearisation** to enable the combination of various linear and non-linear inputs on the same chart, or choose non-linear printing and select from the large L&N library of charts.
- e) **Easy to Install** – same cutouts, same mounting holes, same electrical connections as Speedomax 165/250 recorders. Adaptor plates also available for replacing older L&N models.
- f) **Fast Chart Changes & Easy Maintenance** with the same swing-out chart drive and slide-out chassis used in Leeds & Northrup's field-proven 165/250 Series, and the same sturdy die-cast aluminium construction for durability in harsh environments.

Simple to Programme

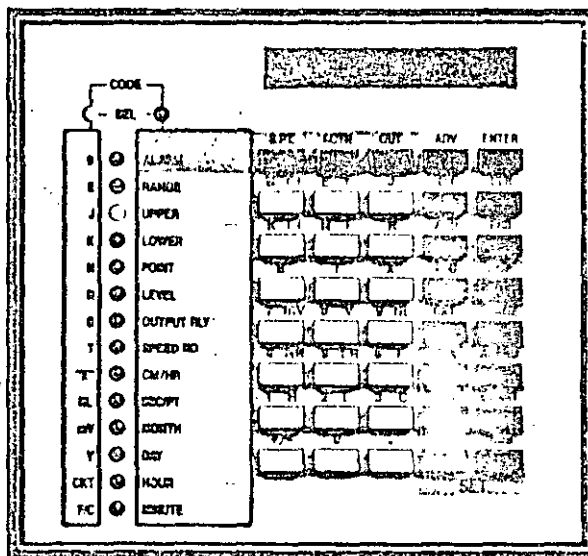
Accessible Master Operating Pushbuttons.

Behind the door are the six switches used for the basic operating commands, without pulling out the chassis, it is possible to hold on a point, advance to the next point or switch to fast mode printing (1 sec./point and faster chart speed) – switch chart speed between the programmed low or high speed or to "OFF" – or reset all alarm relays.

Programming keyboard swings out from side of chassis, includes 16 LEDs on the left for guidance, in plain language, through the programming steps, a display at the top of the keyboard shows the programmed data for review or change.

Simply entered requirements – it takes only a few minutes to set up the exact programme desired; it is possible to programme quickly the ranges desired and assign specific points to each range; establish a new time and date setting; determine two basic chart speeds; select time per point; decide if any points are to be skipped; set the spacing between points; establish the alarm setpoints and assign them to output relays, and, link the alarm points together in logical "AND" and "OR" configurations.

System Security – before anybody can initiate or change a programme, a security code has to be entered – but if it is necessary to change that code number, that's possible, too.



The keyboard features 16 discrete LEDs to guide the operator through 14 range or function-related selections, in conjunction with the pushbuttons. The 14-character display shows programmed data for review or change (here, Range 1 has a range of 200.0 to 6000°C – for Type J thermocouple, as indicated by the LEDs at left); can also display self-diagnostic codes to assist in servicing. Programmed data can be reviewed at any time; changing the data requires a four-digit security code for access.

Function and Programme Selection

Three modules provide switch and pushbutton selection of recorder functions and programming, logically grouped by usage.

1. Six pushbuttons on the front of the recorder chassis (but behind the door) are readily accessible to modify recording action and reset alarm relays. A "POINT HOLD" button locks to

hold the cycle at a selected point. A "POINT ADV" button (non-locking) advances the recorder through the scanning cycle, without printing, until the desired point is reached. "CHART ON-OFF" activates the chart drive. "CHART HI-LO" switches the chart drive from the number 1 to the number 2 programmed chart speed. "FAST MODE" locks in to provide 1-second-per-point printing and number 2 (high) chart speed for enhanced recording display. "ALARM RESET" (non-locking) resets all alarm relays:

2. A calculator-type keyboard, mounted on the right side of the recorder chassis, can swing out to lock in position when the chassis is withdrawn. The keyboard features a 14-character LED display, and 16 discrete LEDs to guide the operator through the programming sequence. Pushbuttons, clearly labelled and in logical groupings, facilitate establishing range spans and alarm actions for each point, chart speeds, time per point, spacing between numbers on the chart, etc. Data is stored in non-volatile memory, assuring retention if power is low or off; the real-time clock is backed up by rechargeable batteries, with 500 hours of operation. All data is accessible for viewing at any time; a security code (four-digit number) must be entered to change any data.
3. A ten-unit DIP switch located on the CPU board, on the recorder chassis, permits selecting basic modes of operation: (a) operation on 50 or 60 Hz; (b) printing selections: time/date printing, in month/day or day/month format, and input failsafe (upscale) printing; and (c) alarm actions: chart- and print-speed change on alarm, alarm action on input failsafe, automatic reset of alarm relays, and latching or fleeting alarm-relay action.

Alarming

Alarm capability is added, by plugging in the Alarm Programme Module. From one to four alarm set points can be programmed for every point. Each level can initiate one of four alarm actions: high or low alarming, or positive or negative rate-of-change alarming. Alarms can also be grouped in "AND" logic – all points in a group must be in alarm to actuate a relay – or "OR" logic – any one point in a group will actuate a relay when in alarm.

Whenever a point goes into and out of alarm status (even if it is in an "AND" logic group), the point number will be printed on the chart just inside the left margin, with the time in minutes (each hour is normally printed at the left margin of the chart).

When a point in alarm is being scanned and printed, the bold LED alarm light above the right end of the scale will also light, if an alarm relay is activated.

A DIP switch on the CPU board within the case permits programming the recorder to change automatically to 1-second per point printing speed and the second (fast) chart-drive speed on any alarm.

Specifications

Available certified Intrinsicly Safe to CENELEC No. Ex -82/2161 and VDE No. 111-B/E-300395, Speedomax 1650 and 2500 Multipoint Recorder specifications meet or exceed performance requirements of ANSI C39.4-1966 safety requirements of ANSI C39.5-1974.

Models

SPEEDOMAX 1650 RECORDER: 15-point capability.
SPEEDOMAX 2500 RECORDER: 15-point capability, expandable to 30-point capability.

Type

Solid-state microprocessor electronics with digitally controlled servo-balance printing.

Measured Circuit

Analogue variable-gain pre-amplifier, with digital control of display and printing.

Ranges

Programmable ranges, assignable to one or more points.

D-C MILLIVOLTS: Minimum span, 1 mV; maximum span, 5000 mV (5 V). Maximum Suppression Ratio, 5:1.

D-C VOLTS: Minimum span, 5 V; maximum high-end voltage, 100 V. (Utilises built-in 20:1 voltage divider.)

D-C MILLIAMPERES: High-level inputs (e.g. 4-20 mA) accommodated by separately-ordered current shunts mounted at the rear terminal board.

THERMOCOUPLES: Standard I.P.T.S. 08 Calibration (BS 4937), ISA Types (B, E, J, K, R, S, T) plus Ni-Cr/Ni-Ni. Reference-junction compensation is automatic.

SPECIAL LINEARISATION: A special PROM containing linearisation data for one non-standard range - assignable to one or more points - can be separately ordered and installed by the user.

Indicating Scale

Fluorescent backlit translucent scale, with uniform 0-100 calibration. Special scales may be specified. For Speedomax 1650, scale 165mm (6 1/2" nominal) calibrated length; for Speedomax 2500, 250mm (10" nominal) calibrated length.

Digital Display

LED two-digit point identification ("01" to "30"), and a measured-variable display - four digits, with decimal point, minus sign ("-"), and "F" or "C," as required. Alarm indicator LED is to the right.

Chart Printout

- (a) **MEASURED POINTS:** Two-digit-plus-dot printing by thermal head, positioned 30" forward of vertical. Recorder balancing motor has electronically controlled end-stops. Spacing between identifying numbers on a trace - adjustable from 0 to 250mm in 2.5mm increments (0" to 9.9" in 0.1" increments) - is independent of chart speed.
- (b) **OPEN INPUTS:** Printed in the right-hand margin; digital display during printing reads "OPEN." (Failsafe operation may be programmed to trigger an alarm.)
- (c) **TIME:** Time is printed in the left margin on the hour, with month/day/hour (or day/month/hour) at midnight and noon. Time printing is switch-selectable.
- (d) **ALARMS:** Point number will be printed just inside the left margin, with the time in minutes, when a point goes into and out of alarm.

Alarm Capability

Programmed by a separately ordered plug-in PROM module.

PROGRAMMING: Digital alarm can provide 1 to 4 set points for each input, individually programmed (to a maximum of 120, for 30 points). Each set point can initiate 1 of 4 alarm actions: high or low alarming (twisted on discrete measured-variable values) or positive or negative rate-of-change alarming.

ACCURACY: Accuracy of the alarm action is equal to the

displayed value $\pm 1/2$ digit; of the rate-of-change alarm setting, $\pm 0.1\%$ of the displayed alarm setting (engineering units per minute) $\pm 1/2$ digit.

ALARM LIGHT: Red LED above right side of scale lights when any alarm relay is activated.

RECORDER RESPONSES: Selectable responses, on alarming, of (a) chart-drive speedup, to a selected faster speed, and/or (b) print-speed increase, to 1 second per point.

Alarm Relays

Two alarm relays - rated at 5A on 120-V a-c, resistive load, and 1A on 240-V a-c resistive load, expandable to 10 relay, by optional plug-in card in 2500.

Relay action is normally lock-in; momentary action may be switch selected (for all).

A given relay may be programmed to indicate an alarm:

- (a) on any one point-level;
(b) on any one of several point-levels, on an "OR" basis;
(c) on all point-levels within a group, on an "AND" basis; or
(d) on any one of a series of groups of point-levels, where all point-levels within a group must be in alarm for the group to be in alarm - in "AND" basis within a group, and "OR" basis between groups.

Relays may be automatically reset, or the "ALARM RESET" pushbutton on the front of the recorder can provide a common manual reset.

Swingout Data Entry Keyboard

With number keys, plus operating and programming buttons, features 14-character LED display and 16 discrete LEDs.

Memory Data

All user-entered data and programming are stored in non-volatile memory. The real time clock is 500 hours rechargeable battery backed. Servicing is facilitated by Self Diagnostics. Programmed data in memory is security code protected. Stored data may be reviewed without using the security code.

Impedance

Input, minimum: 2700 ohms instantaneous, 5 megohms at 200 msec; 100,000 ohms with voltage divider. Source, maximum: 10,000 ohms.

LED Display Accuracy

At 25C. See Note 1.

- (a) For mV and V Inputs: $\pm 0.15 (1 + \text{Suppression Ratio}) \%$ of span $\pm 3 \mu\text{V} \pm 1/2$ digit.
(b) For Volt Inputs with Voltage Divider: Add $\pm 0.5\%$ of span to (a).
(c) For Thermocouple Inputs: Add $\pm 1/2^\circ\text{C}$ to (a); For temperatures other than 25C, add $\pm (0.007\% \pm 0.13 \mu\text{V})/^\circ\text{C}$ to (a) or (b), or $\pm (0.007\% \pm 0.1^\circ\text{C})/^\circ\text{C}$ to (c).

Pointer-Position Accuracy

$\pm 0.20\%$ of full-scale span relative to the displayed variable.

Pointer-Position Deadband

0.1% of full-scale span.

Span Step-Response-Time Rating

1 second, nominal.

Time Per Point

Field-selectable from 1 to 180 seconds per point, in 1-second increments. Pointer position and display are updated each second.

Chart Speed

Field-selectable, from 2 to 500cm/hr in 2 cm/hr increments or to 240 in/hr, in 1 in/hr increments.

Note 1.

For source resistances (R) above 1,000 ohms, add $\pm [0.05 R(\text{k}\Omega) + \text{Span (mV)}] \%$ of span.

Chart

Thermal-sensitive, producing a blue record; calibration and time lines, and calibration data, are printed in red. 0-to-100 uniform chart supplied with each recorder is 36.5m (40yd) long.

Temperature Limits

FOR RATED OPERATION: 15C to 40C (59F to 104F).

For extreme operation: -9C to 50C (16F to 122F).

FOR STORAGE: -40C to 70C (-40F to 158F).

Relative Humidity Limits

10% to 90% R.H., non-condensing.

Common-Mode Rejection

At power-line frequency, 80 dB or 100 volts, whichever is less.

Normal Mode (Transverse) Rejection

Equal to or greater than 60dB at power-line frequency and above.

Radio Frequency Interference (RFI)

No effect on performance specifications at a distance of 1m (31 ft) from a transmitter operating at 27, 150 or 465 MHz.

Power Requirements

115 or 230 V, 50 or 60 Hz, 50 VA. Recorder is supplied for operation on 230 V, 50 Hz; line-voltage rating can be changed with a slide-switch on the rear terminal board, line-frequency rating with an internal DIP switch. Internal on-off power switch and line fuse are standard.

Case Dimensions

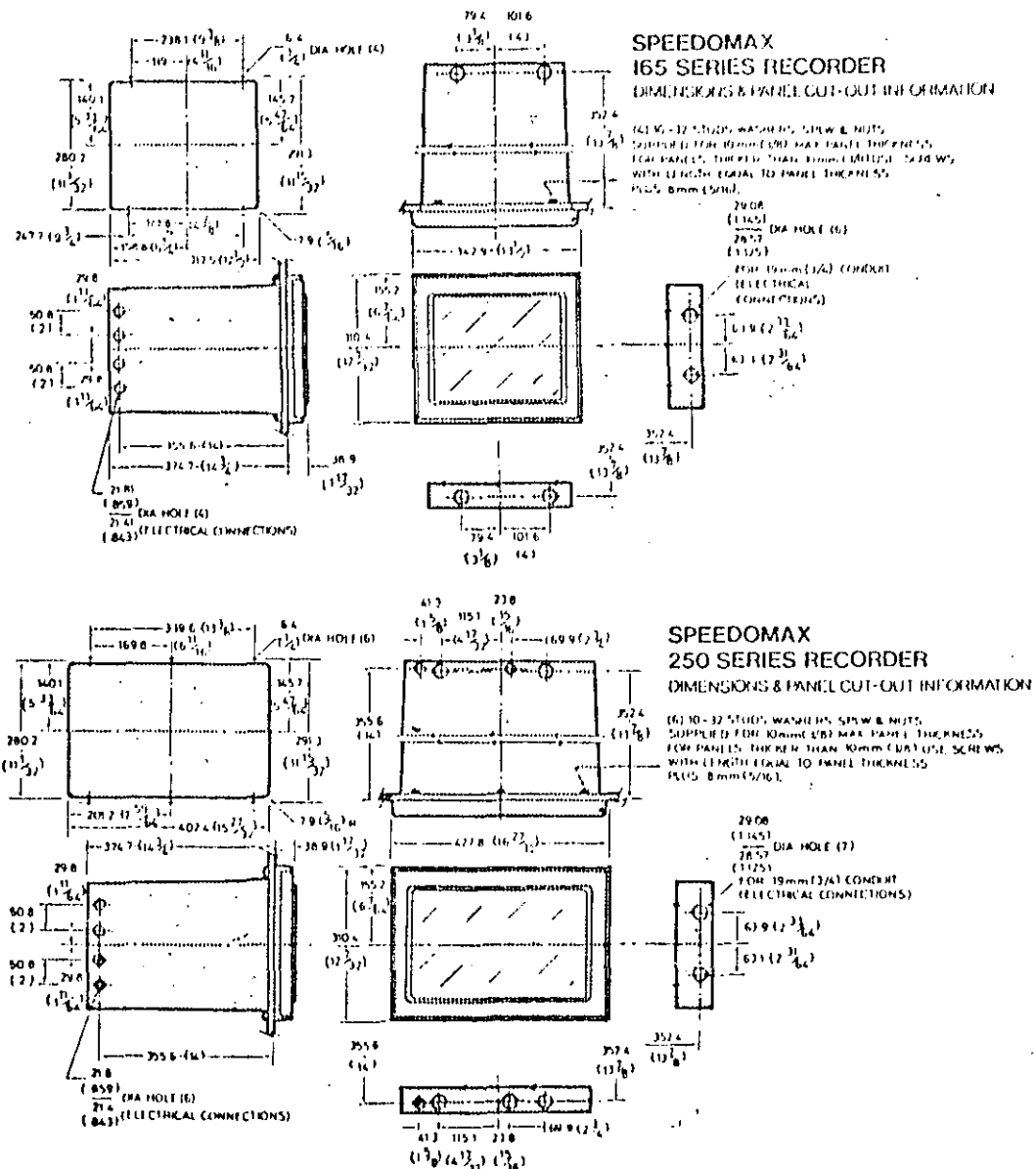
1650 RECORDER: 343 (w) x 310.4 (h) x 374.7mm (d)
(13 1/2" x 12 1/2" x 14 1/4").

2500 RECORDER: 427.8 (w) x 310.4 (h) x 374.7mm (d)
(16 7/8" x 12 1/2" x 14 1/4").

Weight

1650 RECORDER: approximately 21.8kg (48 lb).

2500 RECORDER: approximately 25.4kg (56 lb).



Simple to Order

Ordering Information

Models:

Speedomax 1650 - 15 points.
 Speedomax 2500 - 15 points expandable to 30 points.
 When placing orders for Speedomax 1650/2500 and Expansion Components, the features must be specified as separate order items immediately following the recorder with which they are associated.
 The Expansion Components are packed in the same carton as the recorder.

066575 Speedomax 1650 Recorder (Metric)
 056848 Speedomax 1650 Recorder (Imperial)
 15 point recorder (165mm calibration).
 Includes one 543001 roll of Chart Paper (0-100 calibration), Accessory Kit and Operator's Manual.

066574 Speedomax 2500 Recorder (Metric)
 056849 Speedomax 2500 Recorder (Imperial)
 15 point recorder (250mm calibration).
 Includes one 545001 roll of Chart Paper (0-100 calibration), Accessory Kit and Operator's Manual.

Intrinsically Safe Versions

066575 - I.S.E. Speedomax 1650 Recorder (metric-TC/PMF)
 066575 - I.S.M. Speedomax 1650 Recorder (metric-m/A)
 066574 - I.S.E. Speedomax 2500 Recorder (metric-TC/PMF)
 066574 - I.S.M. Speedomax 2500 Recorder (metric-m/A)

Expansion Components (Plug-in)

056899 15 point Expansion Kit
 053114 15 point Expansion Kit (Intrinsically safe) (Speedomax 2500 only)
 Plug-in card for conversion to 30 point recording capability.

056885 Alarm Module
 Module plugs into C.P.U. card to activate alarm capability in Speedomax 1650 or 2500.
 Two alarm output relays are included in recorder as standard.

056857 10-Alarm Output Relay Card
 Plug-in card for Speedomax 2500 to increase alarm capability from 2 to 10 relays.

277647 Service Manual
 Provides detailed servicing instructions and parts information for Speedomax 1650 and 2500 Recorders.

Series 1650 Speedomax		Series 2500 Speedomax	
15 point Recorder (165mm scale)		15 point Recorder (250mm scale)	
Metric	Imperial	Metric	Imperial
066575	056848	066574	056849
Expansion Components			
		15 Point Expansion Kit (plug-in for conversion to 30 point capability) 056899	
Alarm Program Module (Plug-in to provide alarm capability) 056885		Alarm Program Module (Plug-in to provide alarm capability) 056885	
		10 Alarm Output Relay Card (Plug-in to increase alarm capability to 10 relays)	

Accessories

(Items Specified and Shipped Separately)

Description	1650	2500	Part Number
Tear-off Bar	X		020544
		X	020546
Chart Reroll Mandrel	X	X	008836
		X	008835
Non Glare Glass	X		008889
		X	008890
Lexan Window	X		008891
		X	008892

Custom Scales

Scale calibration(s) other than standard 0 to 100 uniform available. Consult Leeds & Northrup.

Custom Linearization

A special PROM containing linearization data for a non-standard calibration, for user installation, available. Consult Leeds & Northrup.

Accessories for both Recorders

- 1 Special Linearization - for non-standard calibration.
- 2 Special Scales - for other than 0 to 100, linear.
- 3 Tear-off Bar.
- 4 Chart Reroll Mandrel.
- 5 Non-glare Glass Window.
- 6 Acrylic Plastic Window.
- 7 Tagging.
- 8 Service Manual - detailed servicing instructions 277647.

Leeds & Northrup Australia Pty Ltd
 107 Mclvor Street, Melbourne, Vic 3001
 Tel: 69918400 Tel: 27785

Leeds & Northrup Canada
 4100 Midland Avenue, Scarborough, Ont. M1S 1K4
 Tel: (416) 297-7000 Tel: (416) 297-7000

Leeds & Northrup France SA
 7577 Route de la Vallée, 92100 Nanterre, France
 Tel: 480 6181 Tel: 699 9

Leeds & Northrup GmbH
 Floridsdorf, 1210 Donaustadt, Vienna
 Tel: (210) 222 65 Tel: (210) 222 65

Leeds & Northrup India
 40, Havelock Road, Madras 600 016, India
 Tel: (4720) 118 5187

Leeds & Northrup Italy S.p.A.
 Via D. Vico, 20092 Sesto San Giovanni, Milan
 Tel: (02) 240 118 2038

Leeds & Northrup Japan Ltd
 Akasaka Bldg 319, 2-1-1 Akasaka, Minato-ku, Tokyo 107
 Nishi-Shinjyuku Bldg 1115, 1-1-1 Nishi-Shinjyuku, Shinjyuku-ku, Tokyo 163
 Tel: (03) 576 8051 Tel: 577455

Leeds & Northrup New Zealand
 51 Charles Street, Auckland, Auckland
 Tel: (09) 777 1111 Tel: 7721510

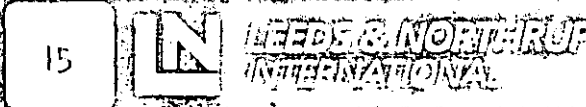
Leeds & Northrup Singapore Pte Ltd
 PO Box 558, 110, Bras Basah Road, Singapore 110
 Singapore 110 Tel: 271 7888 Tel: 8505

Leeds & Northrup South Africa
 PO Box 48274, Schermideklee, Johannesburg, South Africa
 Tel: (011) 839 2106 Tel: 839 2106

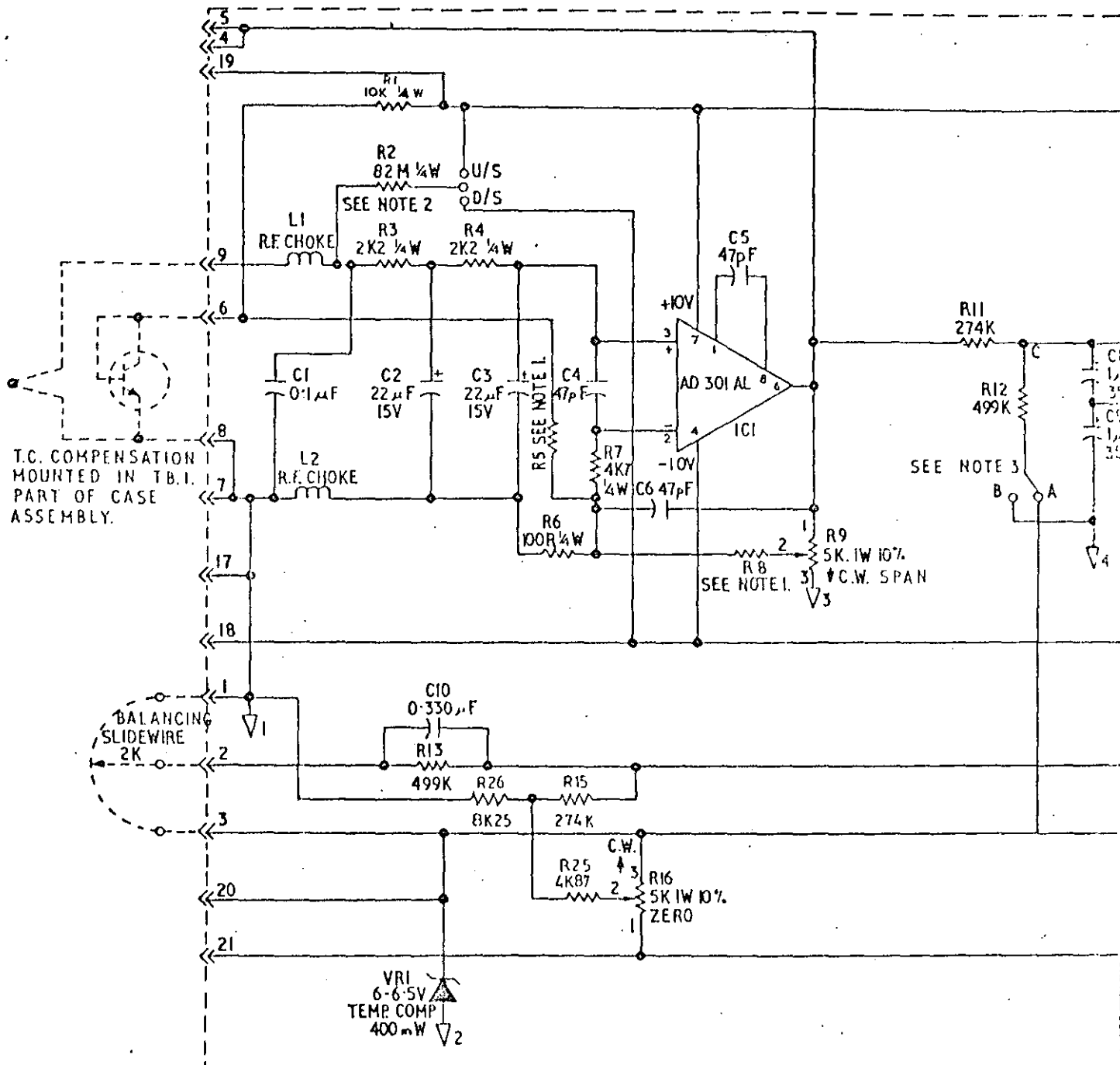
Leeds & Northrup Spain
 167, Ronda de San Pablo, 28016 Madrid, Spain
 Tel: (457) 4305 Tel: (457) 2295

Leeds & Northrup Sweden
 Summit, 100, New York, NY 10014, USA
 Tel: 212 633 2000
 Tel: 04612 Tel: 2503 688 Tel: 612

Leeds & Northrup Taiwan
 Wharfedale Road, Birmingham B1 2BB, England
 Tel: (021) 7066 701 Tel: 83657



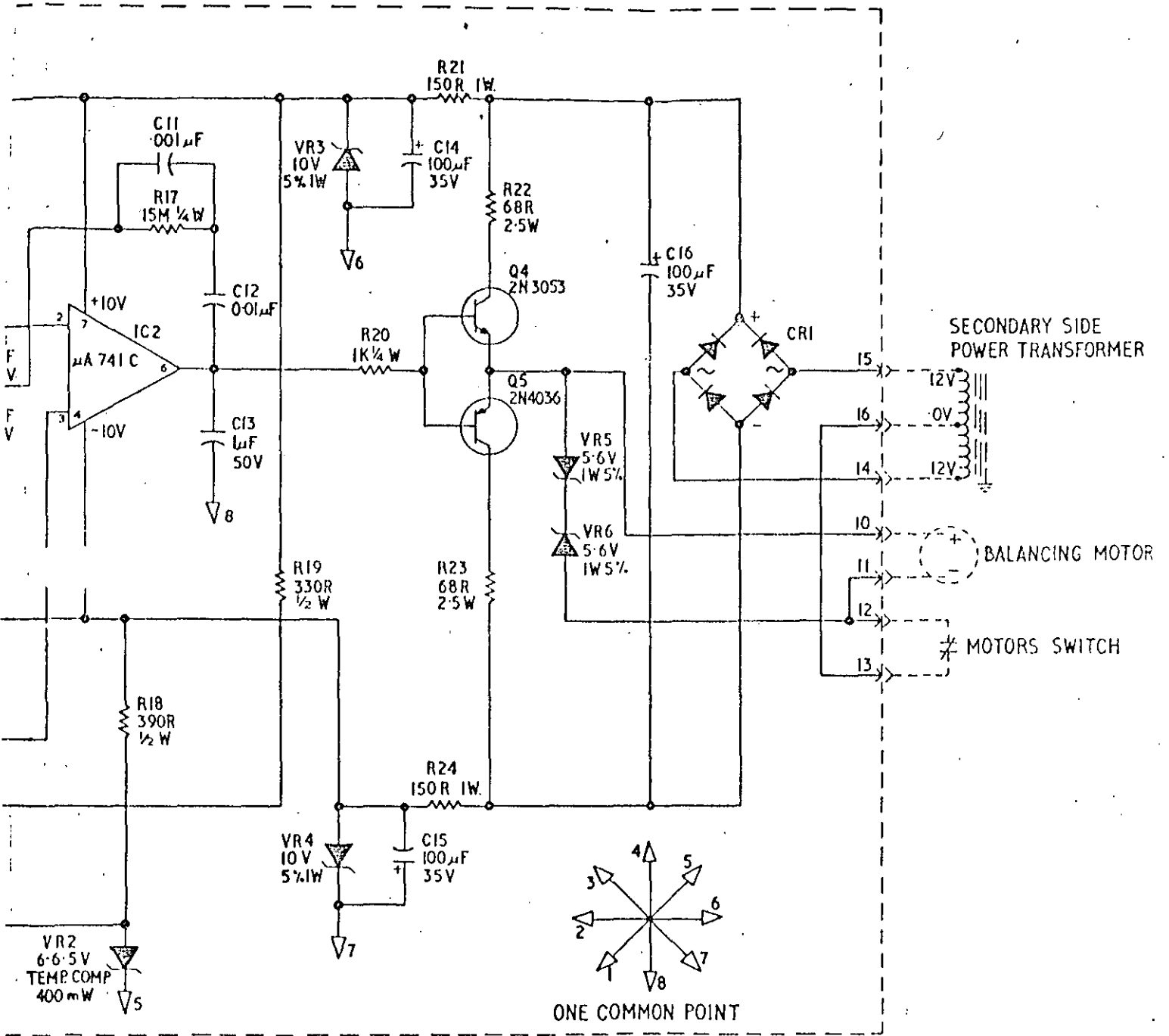
Leading technology to protect critical



NOTES:-

1. VALUE OF R5 (NOT FITTED ON E.M.F. RANGES) & R11 TYPE OF T.C. RANGE PER TABLE
2. MOUNTED IN PARKED POSITION.
3. R12 TERMINATED IN POSITION "B" ON E.M.F. RANGE

Fig. 24



DEPENDS ON

→→→
DENOTES INDIVIDUAL
MALE & FEMALE PRINTED
CIRCUIT CONNECTIONS.

RAM (10 TO 100 mV)

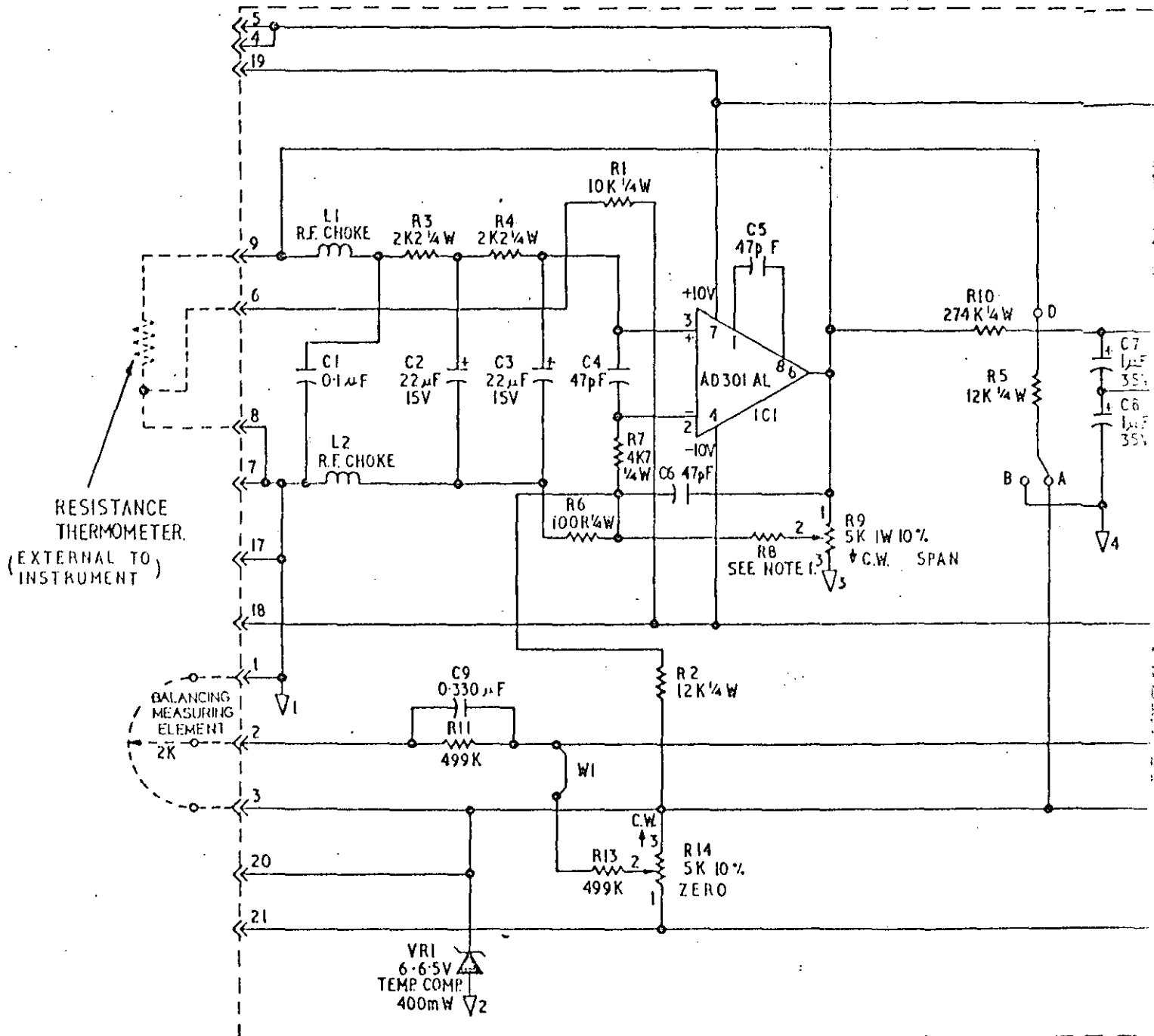
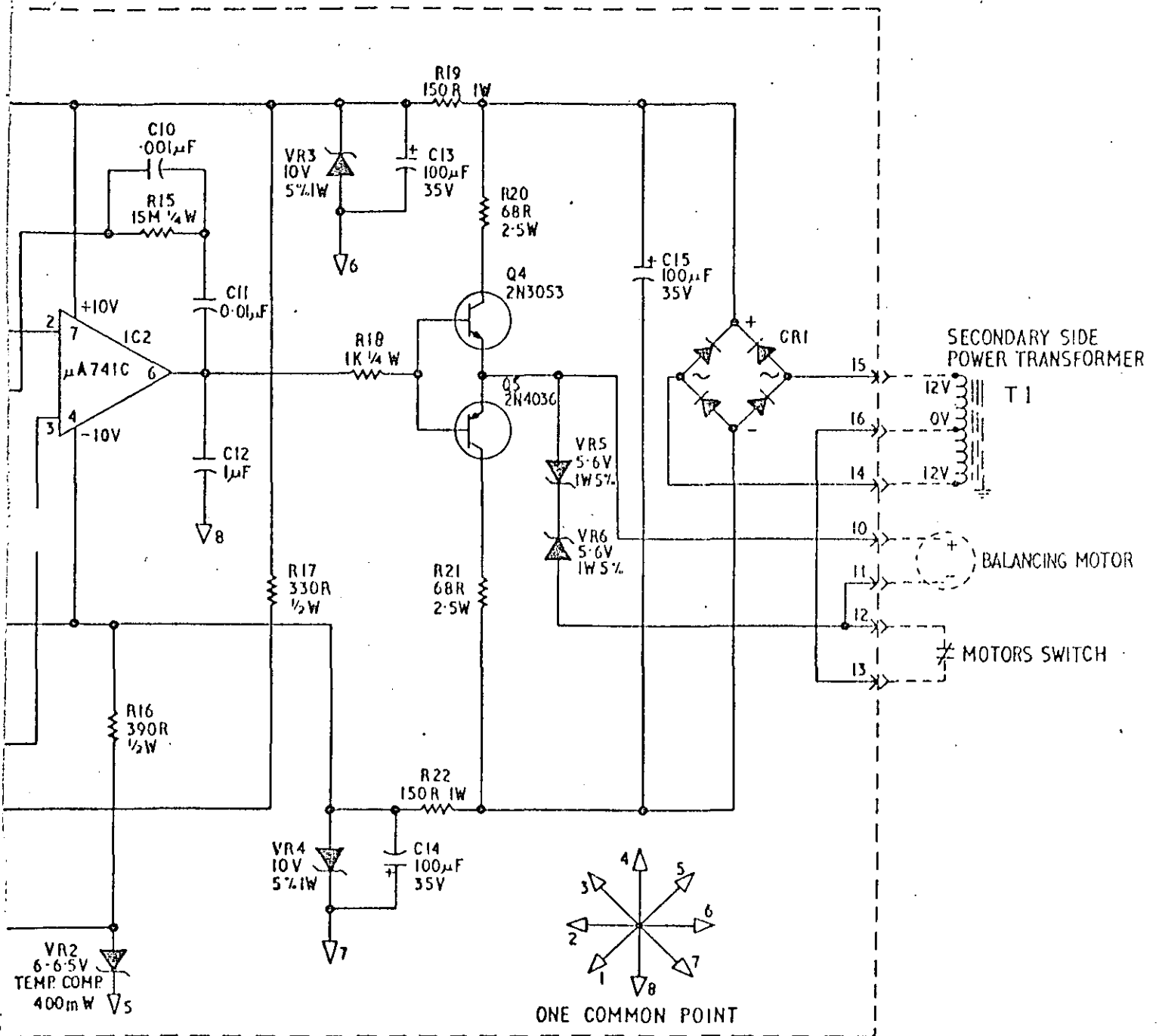


Fig. 26



ON PAGE 30

→→→
 DENOTES INDIVIDUAL
 MALE & FEMALE PRINTED
 CIRCUIT CONNECTIONS.

IAGRAM (20 TO 200 Ohms)



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5. CONTROLADORES

ING. MANUEL HERNANDEZ H.

MARZO, 1985.

TRANSMISORES ELECTRONICOS

TRANSMISOR ELECTRONICO.- Instrumento electrónico capaz de convertir una señal o variable de proceso proveniente de un elemento primario o transductor en una señal de corriente de alto nivel (comúnmente 4 a 20 mA y menos usuales de 1 a 5 mA ó 0 a 5 mA ó 0 a 20 mA). Dicha conversión generalmente es lineal; es decir la señal de salida del transmisor es proporcional a la señal de entrada.

Actualmente existe en la industria, laboratorios y centros de investigación muchos tipos de transmisores cuya señal de entrada puede ser: milivoltaje -- (F.E.M.), termopar; presión absoluta; presión diferencial P.H. ; R.T.D. -- (detector de temperatura por resistencia); voltaje (A.C.); flujo; frecuencia; potencia; nivel y otros.

VENTAJAS.- Uno de los principales beneficios que otorgan los transmisores electrónicos es que la señal que entregan a la salida (comúnmente 4 a 20 mA), es fácil de medir, registrar, procesar, o utilizar para fines de control de procesos; ya que dicha señal de salida es fácil de acoplar en forma directa a otros instrumentos electrónicos tales como: indicadores, registradores, controladores e incluso computadores.

Entre otras ventajas que tiene el uso de transmisores se pueden mencionar:-

- a) la colocación de varios instrumentos (indicadores, registradores, controladores, etc.) en serie con la salida del transmisor, sin que esto provoque problemas por efecto de carga, con sólo no rebasar las especificaciones de salida del transmisor).
- b) La distancia que puede existir entre el transmisor y el ó los instrumentos que reciben esta señal puede ser del orden de varios cientos de metros, sin que ello provoque deterioro o " caída " de la señal.

VERSION.- Existe la versión " 2 hilos " (2 alambres) en muchos de los tipos de transmisores. En un sólo loop viaja alimentación al instrumento y la señal de salida del mismo.

Existe también la versión " 4 hilos ", en la que son 2 hilos para alimentar y 2 hilos para su señal de salida.

CLASIFICACION.- Los transmisores electrónicos se pueden clasificar según su señal de entrada como sigue:

- a) Transmisores con elemento primario o transductor integrado. Son todos aquellos que tienen contacto directo con la variable de proceso, por ejemplo : podemos citar los de : presión absoluta presión diferencial, nivel, frecuencia, voltaje A.C., potencia eléctrica.
- b) Transmisores sin elemento primario (transductor) integrado.- Son todos aquellos cuya señal de entrada proviene de un transductor externo por ejemplo : termobar, milivoltaje (P.F.M.), P.T.D., p.H.

PRINCIPIO DE MEDICION.- El principio de medición en que se basa un transmisor electrónico depende principalmente del tipo de señal de entrada o variable transmitida. Además también depende de la tecnología del fabricante, pues existen varios métodos o principios de medición, para una sola variable.

Principios de medición de un transmisor de MILIVOLTAJE:- Potenciométrico, galvanométrico, a base de amplificador operacional, a base de tubos al vacío (bulbos) .

Principio de medición de un transmisor de termobar .- Similar a los de milivoltaje, con la diferencia de que para termobar, se agrega compensación automática por junta fría a fin de anular efectos por cambios de temperatura ambiente.

Principios de medición de un transmisor de P.T.D.- Puentes de Wheatstone, otros puentes de resistencia.

Principios de medición de un transmisor de PRESION ABSOLUTA, Y PRESION DIFERENCIAL.

- a) Balance de fuerzas.- Aplicable a presiones entre 0.001 y 20.0 milib. columna de agua. Utiliza el principio de equilibrio de dos brazos de fuerza de acción opuesta. El primer brazo es empujado (F1) por la presión que ejerce la variable sobre él. El segundo brazo (mecánicamente sujeto al primero) mueve una de las placas paralelas de un capacitor de núcleo de aire y mueve también a una bobina que se encuentra dentro de un campo magnético que produce un imán permanente. Se forma un circuito RLC, la corriente circulante en la bobina provoca un movimiento (F2) sobre el segundo brazo y de sentido opuesto al del primero. La posición final de los brazos, al equilibrarse las fuerzas F1 y F2, determina la distancia entre las placas paralelas del capacitor, y por lo tanto determina el valor de la capacitancia. El valor de la presión, por lo tanto, queda determinado por el valor de dicha capacitancia, la cual se determina mediante un puente de capacitancias.

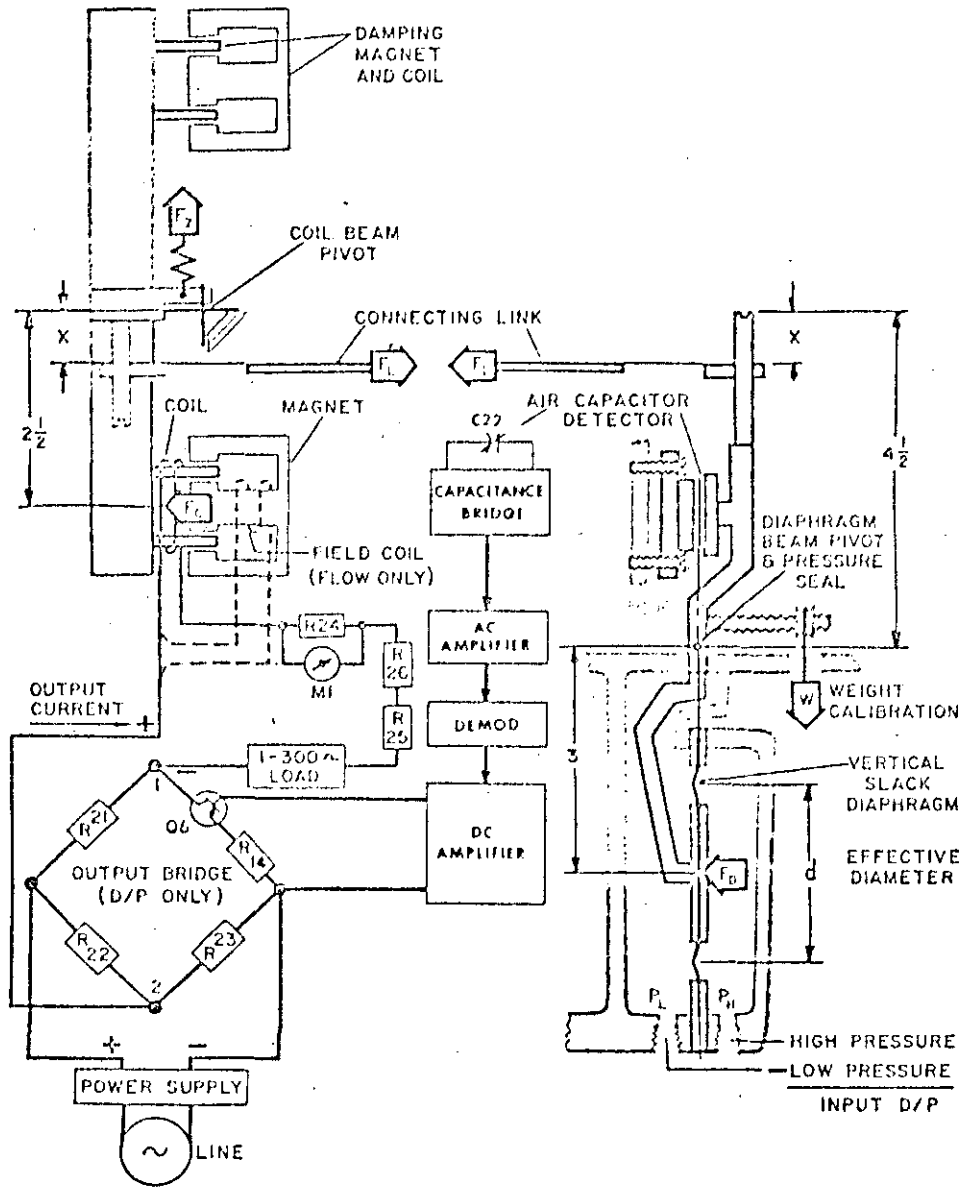


Fig. 9-Schematic diagram of the moments of force acting in the beam-balance system.

b) Strain.- Gage (Detector de deformación) ,-- Para presiones comprendidas entre 6 pulg. columna de agua y 10,000 PSI (libras por pulgada -- cuadrada). Utiliza el principio de deformación de un pequeño tubo metálico cuando se empuja sobre él, de tal modo que pierda la rectitud de su eje central. Esta deformación provoca un cambio en la resistencia eléctrica del tubo, la cual determina el valor de la presión ejercida, cuando se utiliza dentro de un puente de resistencias.

c) Tubo de Bourdon.- Usando un sistema de balance magnético.- Para rangos de 1.5 a 5000 PSI.

La presión se aplica al tubo de Bourdon, la punta del tubo de Bourdon se amarra a un extremo de una sonda de iman permanente.

El otro extremo de la sonda se proyecta dentro de una cavidad de un -- sensor de posición magnético. La distancia que se desplaza la sonda -- es directamente proporcional a la presión aplicada al tubo de Bourdon. El circuito electrónico detecta la posición de la sonda y la convierte en una salida de corriente directamente proporcional a la presión.

Principio de medición de un transmisor de NIVEL.- En general son los mismos que para presión absoluta y presión diferencial.

Principio de medición de un transmisor de POTENCIAL HIDROGENO (P.H.).-

En este caso el transmisor recibe comúnmente la señal de un transductor de P.H. (generalmente son electrodos) previamente amplificada -- por un dispositivo electrónico (preamplificador). El preamplificador otorga una señal de corriente (por ejem. ± 0.5 mA para 0 a 14 p. H.)- al transmisor el cual se encarga tan sólo de convertirla en corriente de alto nivel (típicamente 4-20 mA). Algunos transmisores tienen el -- preamplificador integrado, con lo cual sólo se hace necesario la señal directa de los electrodos de P.H.

Principio de medición de un transmisor de FLUJO.-

a) Utilizando la relación que existe entre presión diferencial y flujo -

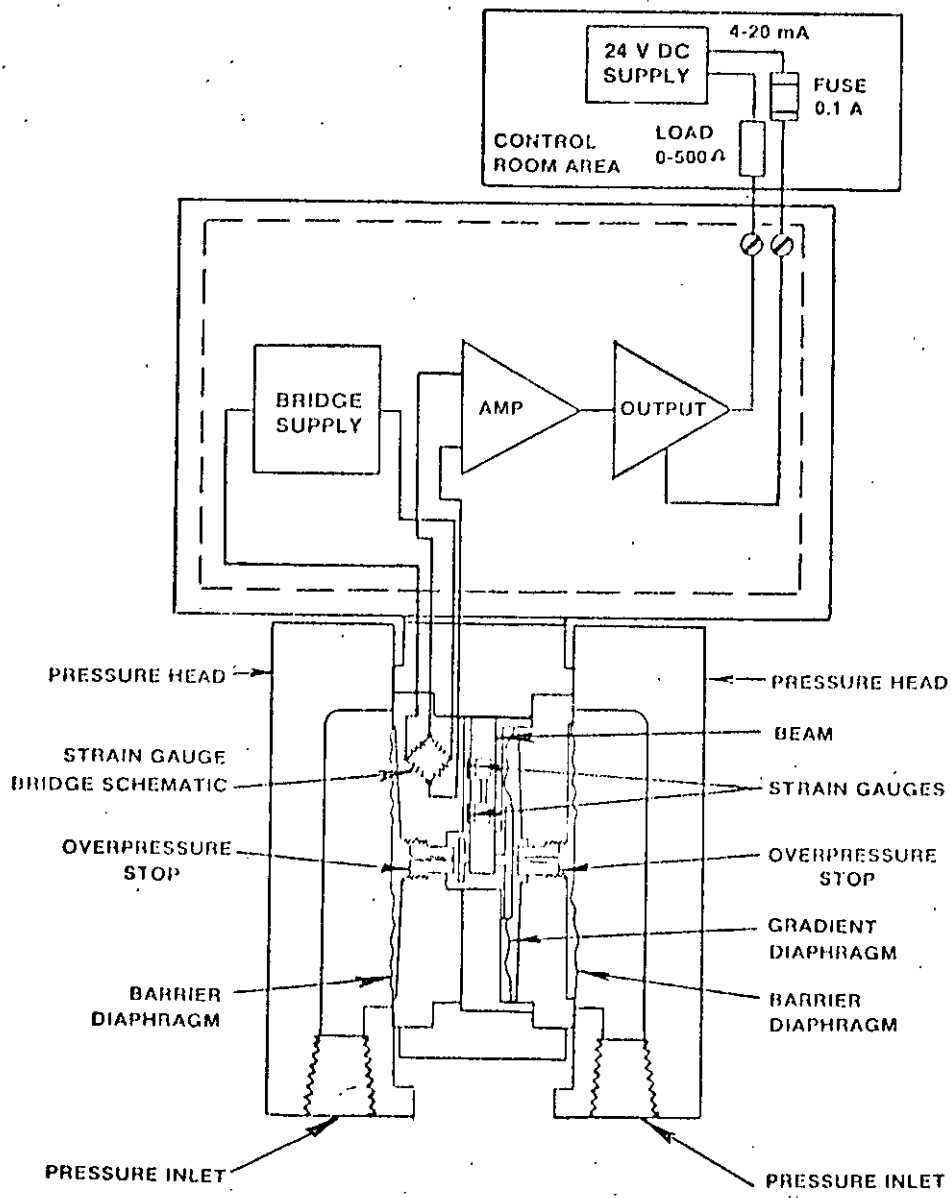
$$F = K \sqrt{\Delta P} \quad \text{donde:}$$

F = Flujo

K = Constante característica del proceso en particular

ΔP = Presión diferencial.

De aquí se deduce utilizar un transmisor de presión diferencial en conjunto con un extractor de raíz cuadrada y finalmente amplificar la señal de salida del extractor K veces.



E8168

Fig: 1.2 — Strain Gage System...

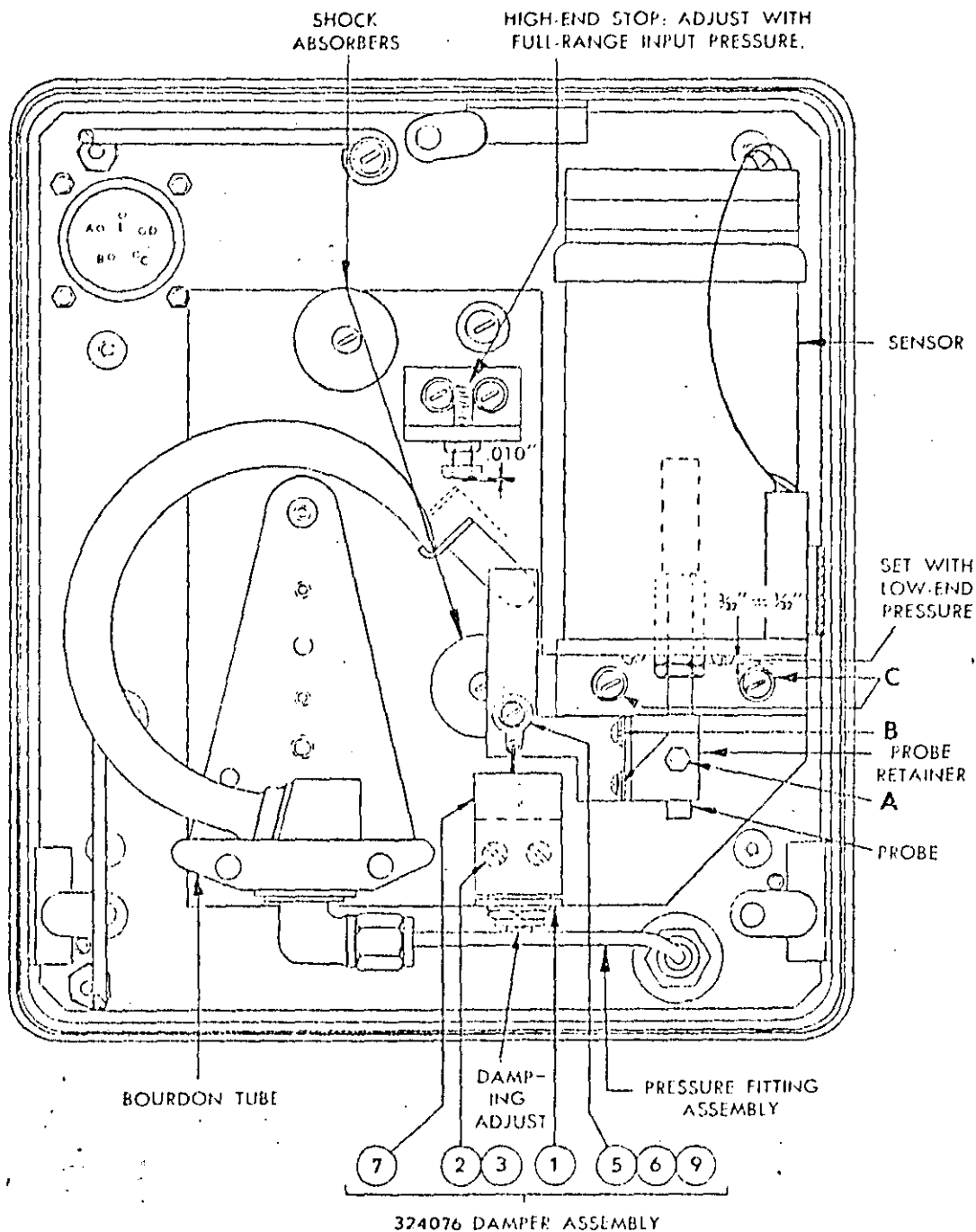


Fig. 7-Back-plate assembly of the 1970 Transmitter, showing adjustments.

b) A ultrasonido y efecto doppler.- Esto se logra mediante un transductor de flujo de líquidos, basado en ultrasonido y efecto doppler. En este caso el transmisor establece una frecuencia (en el rango de ultrasonido) de comunicación con el transductor y procesa la señal de este último en forma similar a como se hace en modulación de frecuencia.

Principio de medición de un transmisor de FRECUENCIA.- Generalmente consiste en aplicar la señal de frecuencia de línea (típico 120 V.A.C. 60 Hz) directamente al transmisor para alimentar y al mismo tiempo para que sea procesada la señal a un nivel más bajo (típico 5 volts) mediante un transformador, utilizado una base de tiempo muy precisa y circuitos convertidores de frecuencia a voltaje, para que finalmente la señal sea convertida en corriente.

PRINCIPIO DE OPERACION DE UN TRANSMISOR ELECTRONICO.-

El principio de operación de los transmisores electrónicos esta basado en uno ó varios circuitos escogidos de una gran variedad existente. En la actualidad existen a base de transistores, amplificadores operacionales, circuitos integrados TTL, CMOS y otros. La elección del principio de operación, bajo el cual se desea que opere el transmisor, depende principalmente de la señal de entrada, aunque también depende de las especificaciones de funcionamiento deseadas, por ejemplo exactitud de la medición, exactitud de la señal de salida, resolución, precisión, estabilidad, histéresis, rango de la señal de entrada, banda muerta, ruido, tiempo de respuesta, límites de temperatura, requerimientos de alimentación, vibración, etc.

En general un transmisor electrónico opera bajo tres etapas principales de circuitos, que son: circuito de medición, circuito de procesamiento de la señal y circuito de salida.

EL CIRCUITO DE MEDICION DE UN TRANSMISOR.- Es en general capaz de recibir la señal de entrada (sin afectarla) y convertirla en voltaje o corriente (típico dentro del rango ± 10 volts ó ± 10 mA) a fin de ser procesada posteriormente por otros circuitos electrónicos. Citemos algunos circuitos de medición para transmisores: circuitos potenciométricos, circuitos puente de Wheatstone, circuitos puente de capacitancia, circuitos seguidores de voltaje, circuitos convertidores de frecuencia a voltaje, circuitos-osciladores.

LOS CIRCUITOS DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL DE MEDICION.

En un transmisor son aquellos circuitos capaces de transformar la señal proveniente del circuito de medición mediante amplificación, modulación, demodulación, muestreo, conversión analógica-digital, conversión digital - analógica u otras, para entregar a su salida una señal, generalmente analógica q^{ue} gobernará al circuito de salida.

LOS CIRCUITOS DE SALIDA DE UN TRANSMISOR.-

Son aquellos circuitos capaces de obedecer a la señal que reciben y convertirla en la señal de salida del transmisor, generalmente corriente directa (típico 4 - 20 mA), dicha salida tiene la propiedad de operar con diferente valor de carga dentro del rango especificado por el transmisor (típico 0 - 500 ohms para una salida de 4 - 20 mA). Generalmente estos circuitos son configurados como fuente de corriente regulada.

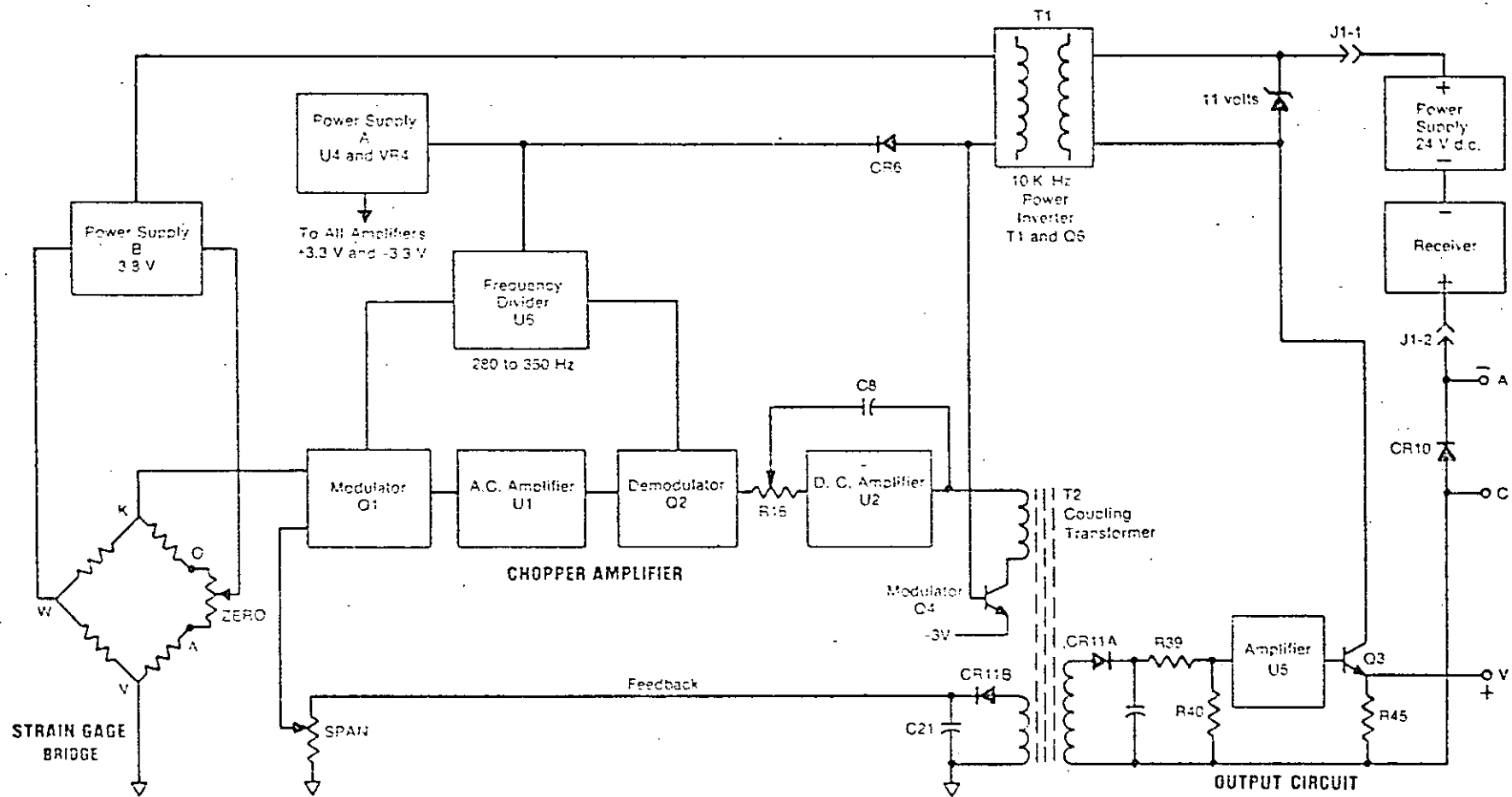
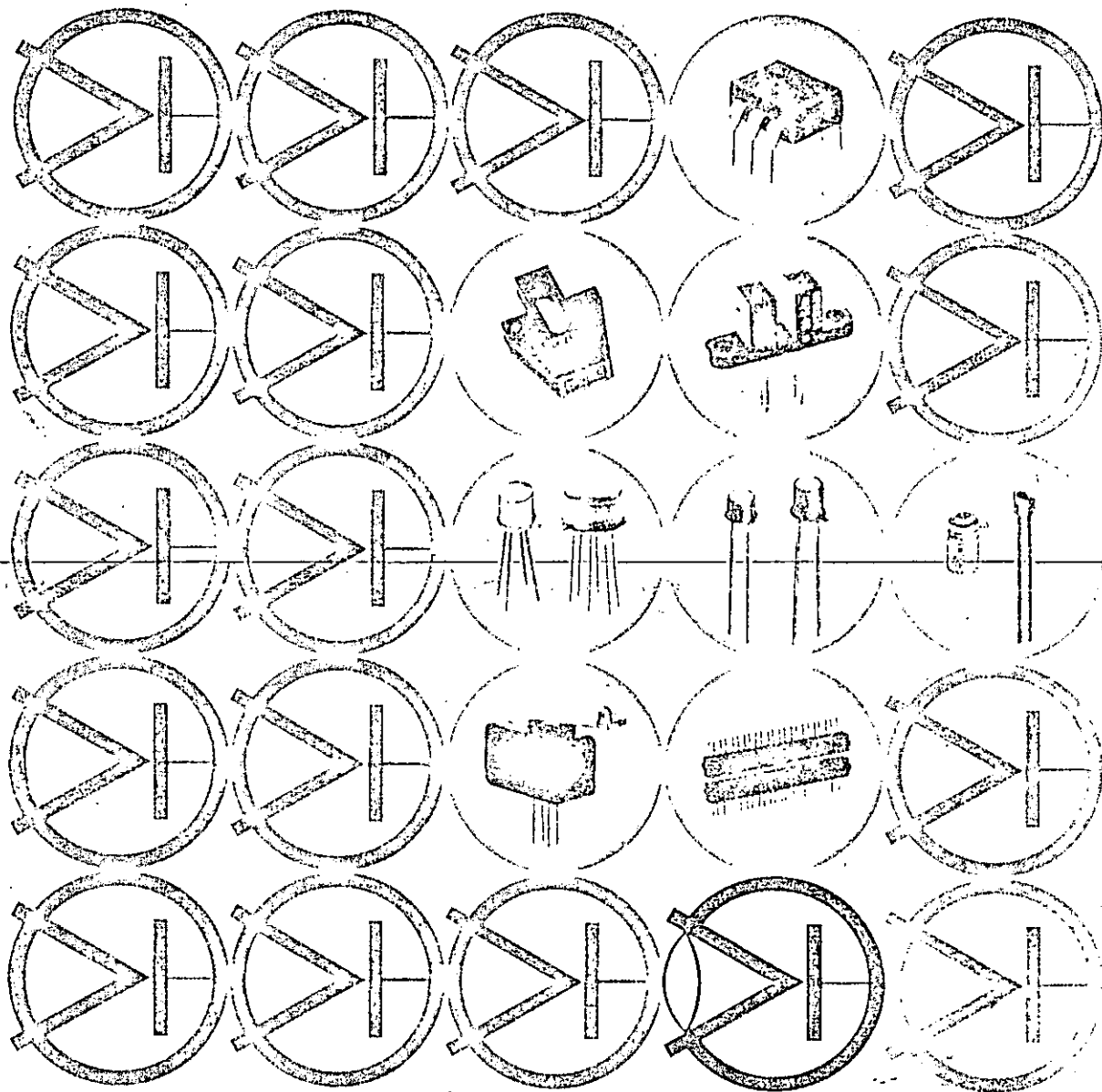


Fig. 4.1 — Functional block diagram of the differential-pressure transmitter.

AE7380

-6-

OPTOELECTRONIC PRODUCTS



OPTRON, INC.

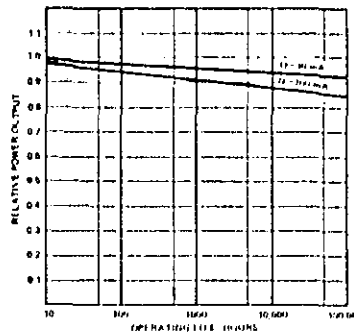
1201 Tappan Circle
Carrollton, Texas 75006
214/242-6571

Complete Optoelectronics for Industry

INFRARED LIGHT EMITTING DIODES

Infrared light emitting diodes are manufactured by OPTRON from gallium arsenide material, providing a narrow band spectral emission centered at 940 nanometers. All devices are fabricated utilizing solution-grown epitaxial techniques, for highest conversion efficiency and long, useful operating life. OPTRON'S unique manufacturing process and screening provides LED's with extremely low degradation rates and operating life of more than 10 years.

Figure 1. AVERAGE DEGRADATION VS OPERATING LIFE—OP 123 LED

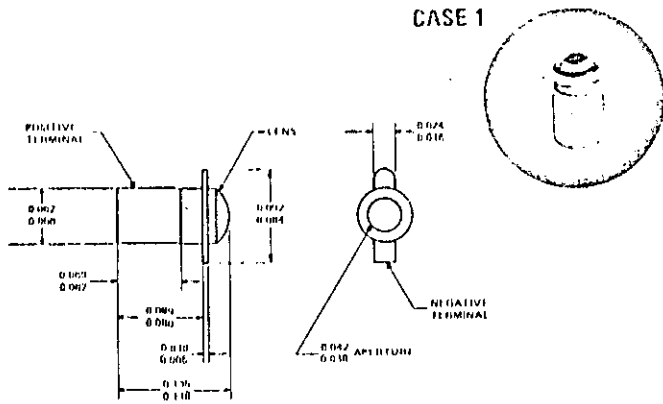


optoelectronic characteristics (25°C)

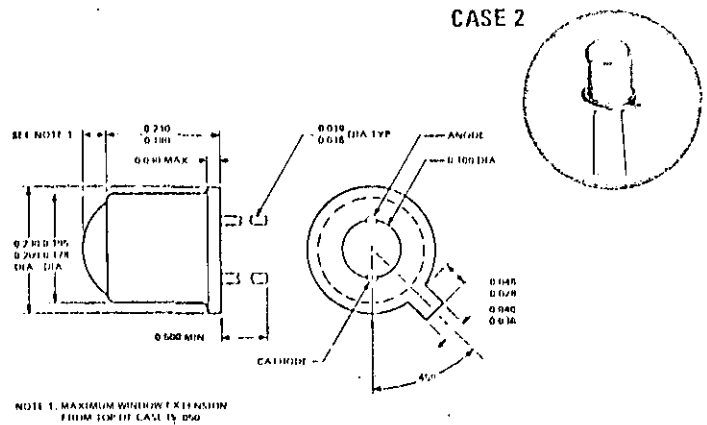
PARAMETER	OPTICAL POWER		BEAM ANGLE	FORWARD VOLTAGE		REVERSE LEAKAGE	RADIATION RISE TIME	CONTINUOUS FORWARD CURRENT	CASE NUMBER
TEST CONDITION	I_F as shown		Note (1)	I_F as shown		$V_R = 2.0$ V		25°C Ambient	
SYMBOL	P_o		θ_{hp}	V_F		I_R	t_r		
UNIT	mW		DEGREES	VOLTS		μA	μsec	mA	
	MIN	I_F mA	TYP	MAX	I_F mA	MAX	TYP	MAX	
OP 123	0.4	50	18	1.5	50	100	0.7	100	1
OP 124	1.0	50	18	1.5	50	100	0.7	100	1
OP 130	1.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 131	3.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 132	4.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 133	5.0	100	10	1.75	100	100	0.7	200	2
OP 130W	1.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 131W	3.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 132W	4.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 133W	5.0	100	25	1.75	100	100	0.7	200	3
OP 160	0.5	20	16	1.5	20	100	0.7	40	4

Note: (1) Angle between peak and half power points

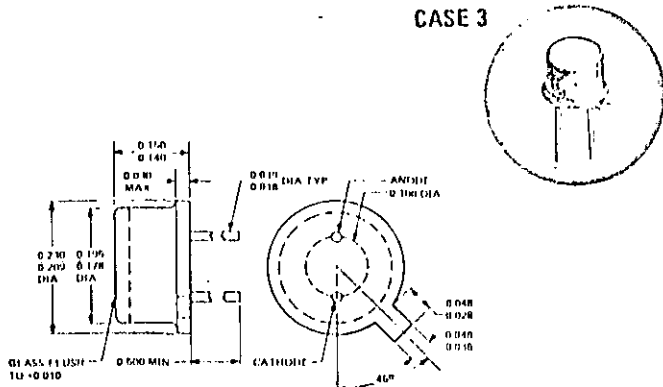
CASE 1



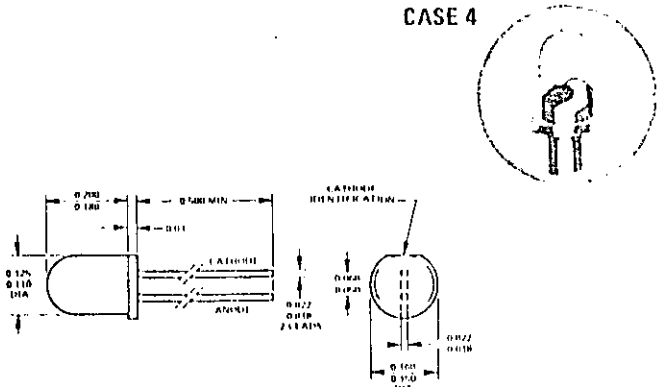
CASE 2



CASE 3



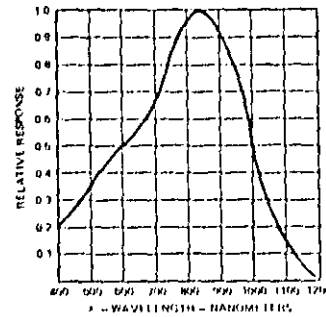
CASE 4



PHOTOTRANSISTORS

OPTF broad line of phototransistors extends from low cost plastic packages for industrial applications to glass-metal hermetic packages for high reliability applications. Packages include TO-18 cans with a large collecting lens for applications requiring highest sensitivity and narrow acceptance angle and the microminiature "pill" package for high density applications. All devices are N-P-N silicon sensors utilizing silicon nitride passivation for the utmost in stability.

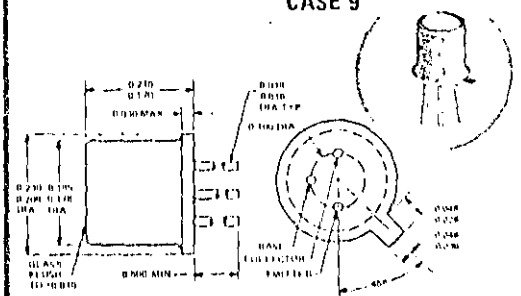
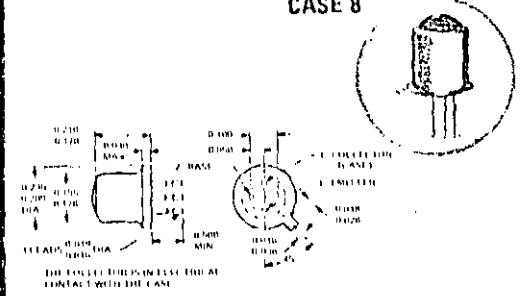
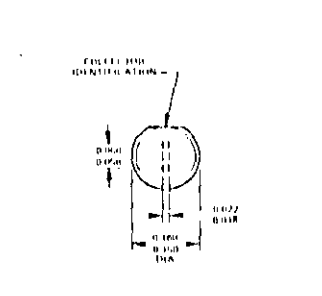
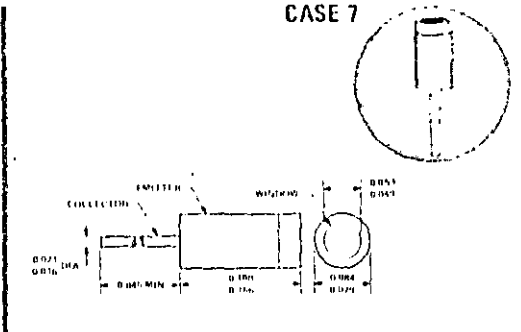
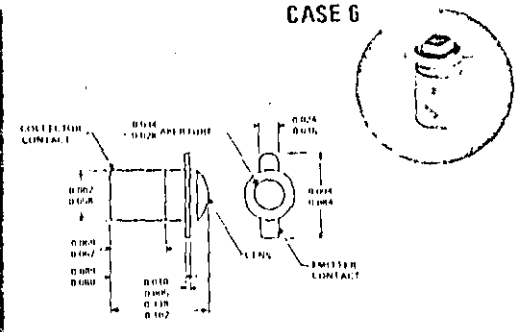
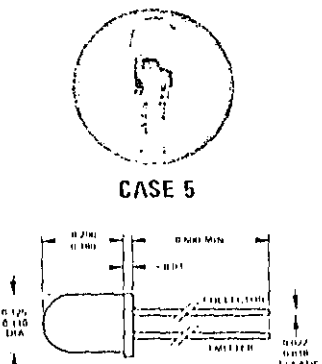
Figure 2. SPECTRAL RESPONSE



optoelectronic characteristics (25°C)

PARAMETER	LIGHT CURRENT			DARK CURRENT	COLLECTOR BREAKDOWN	EMITTER BREAKDOWN	SATURATION VOLTAGE	RISE AND FALL TIME	ANGULAR RESPONSE	CASE NUMBER
	$V_{CE}=5V$ H as shown			$V_{CE}=10V$ H=0	$I_C=100\mu A$	$I_E=100\mu A$	$I_C=0.4mA$ H=20 mW/cm ²	$R_L=100\Omega$ $V_{CE}=5V$ $I_L=9.8mA$	Note (1)	
TEST CONDITION	I_L			I_D	V_{CEO}	V_{ECO}	$V_{CE(SAT)}$	t_r, t_f	θ_{hp}	
SYMBOL	I_L			I_D	V_{CEO}	V_{ECO}	$V_{CE(SAT)}$	t_r, t_f	θ_{hp}	
UNIT	mA			nA	VOLTS	VOLTS	VOLTS	μs	DEGREES	
	MIN	MAX	H	MAX	MIN	MIN	TYP	TYP	TYP	
OP 500	1.0		20	100 (2)	30	5	0.4	5.0	20	5
OP 600	0.8		20	25	50	7	0.4	2.5	24	6
OP 601	0.5	3.0	20	25	50	7	0.4	2.0	24	6
OP 602	2.0	5.0	20	25	50	7	0.4	2.0	24	6
OP 603	4.0	8.0	20	25	50	7	0.4	2.5	24	6
OP 604	7.0	22.0	20	25	50	7	0.4	2.5	24	6
OP 640	0.8		20	100	25	5	0.4	2.5	24	6
OP 641	0.5	3.0	20	100	25	5	0.4	2.0	24	6
OP 642	2.0	5.0	20	100	25	5	0.4	2.0	24	6
643	4.0	8.0	20	100	25	5	0.4	2.5	24	6
644	7.0	22.0	20	100	25	5	0.4	2.5	24	6
OP 700	0.8		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 701	1.5		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 702	3.0		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 703	6.0		20	100	25	5	0.4	5.0	30	7
OP 800	0.8		5.0	100	30	7	0.4	4.0	10	8
OP 801	0.5	3.0	5.0	100	30	7	0.4	4.0	10	8
OP 802	2.0	5.0	5.0	100	30	7	0.4	4.5	10	8
OP 803	4.0	8.0	5.0	100	30	7	0.4	5.0	10	8
OP 804	7.0	22.0	5.0	100	30	7	0.4	5.5	10	8
OP 805	15.0		5.0	100	30	7	0.4	6.0	10	8
OP 800W	0.3		5.0	100	30	7	0.4	4.0	40	9
OP 801W	0.5	3.0	5.0	100	30	7	0.4	4.0	40	9
OP 802W	2.5		5.0	100	30	7	0.4	4.5	40	9

Note: (1) Angle between peak and half power points. (2) $V_{CE}=15V$



PHOTODARLINGTONS

Photodarlington are available from OPTRON in the same wide range of packages as the phototransistor line and use a silicon or electronic characteristics (25°C)

diffused single chip monolithic structure. They are designed for use in low frequency "on-off" applications where extremely high sensitivities are required.

PARAMETER	LIGHT CURRENT			DARK CURRENT	COLLECTOR BREAKDOWN	EMITTER BREAKDOWN	SATURATION VOLTAGE	RISE AND FALL TIME	ANGULAR RESPONSE	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$V_{CE}=5V$ H as shown			$V_{CE}=10V$ $H=0$	$I_C=100\mu A$	$I_E=100\mu A$	$I_C=0.4mA$ $H=1.0mW/cm^2$	$I_L=1.0mA$ $H_L=100\Omega$ $V_{CE}=5V$		
SYMBOL	I_L			I_D	BV_{CEO}	BV_{ECO}	$V_{CE(SAT)}$	t_r, t_f	θ_{hp}	
UNIT	mA			nA	VOLTS	VOLTS	VOLTS	μsec	DEGREES	
	MIN	MAX	H mW/cm ²	MAX	MIN	MIN	TYP	TYP	TYP	
OP 300	0.8		1.0	250	15	5	1.1	20	24	6
OP 301	0.8	2.4	1.0	250	15	5	1.1	20	24	8
OP 302	1.8	5.4	1.0	250	15	5	1.1	20	24	6
OP 303	3.6	12	1.0	1000	15	5	1.1	20	24	8
OP 304	7.0	21	1.0	1000	15	5	1.1	20	24	6
OP 305	14	43	1.0	1000	15	5	1.1	20	24	6
OP 530	0.5		0.5	100	15	5	1.1	20	20	5
OP 830	15		0.5	1000	15	5	1.2	20	10	8
OP 830W	4		0.5	1000	15	5	1.2	20	40	9

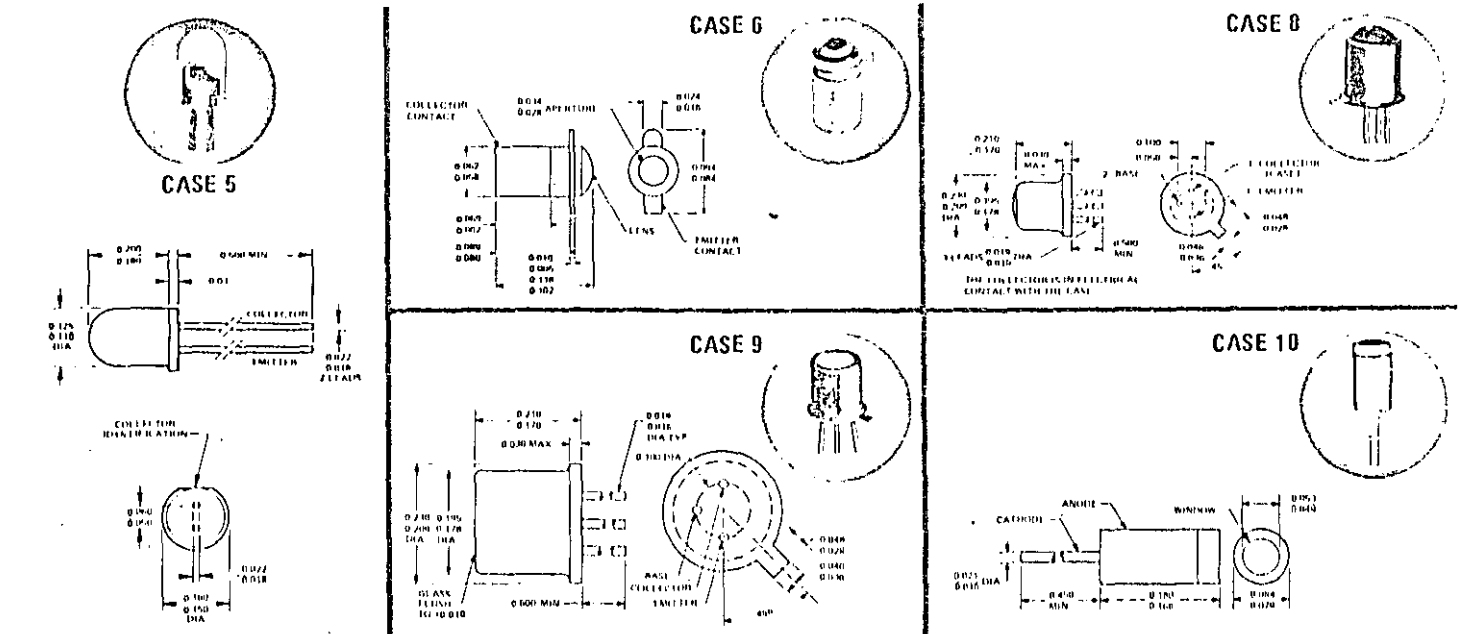
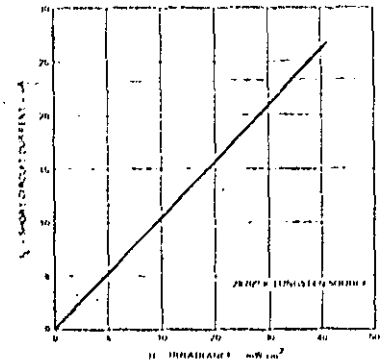
PHOTODIODES

Photodiodes are recommended for use in applications requiring fast speed of response. OPTRON photodiodes may be operated at zero bias (photovoltaic mode) or at any reverse bias up to the diode reverse breakdown voltage. Best linearity is obtained in the reverse bias mode. In the photovoltaic mode, the open circuit voltage varies in a logarithmic manner.

optoelectronic characteristics (25°C)

PARAMETER	LIGHT CURRENT	DARK CURRENT	REVERSE BREAKDOWN VOLTAGE	RISE TIME	ANGULAR RESPONSE	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$V_R=10V$ $H=20mW/cm^2$	$V_R=10V$ $H=0$	$I_R=10\mu A$	$V_R=10V$ $R_L=1000\Omega$		
SYMBOL	I_L	I_D	BV_R	t_r	θ_{hp}	
UNIT	μA	nA	VOLTS	μs	DEGREES	
	MIN	MAX	MIN	TYP	TYP	
OP 790	12	10	100	0.6	30	10
OP 900	8.0	10	100	0.6	24	6

Figure 3. TYPICAL SHORT CIRCUIT CURRENT VS IRRADIANCE.



ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES
0.001 = ±0.010
0.004 = ±0.005

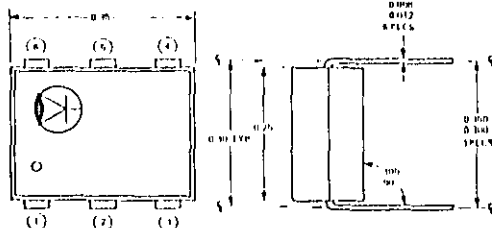
OPTICALLY COUPLED ISOLATORS

OPTRON's optically coupled isolators have a gallium arsenide infrared LED coupled with a silicon phototransistor or photodiode. A wide choice of packages and electrical characteristics (25°C)

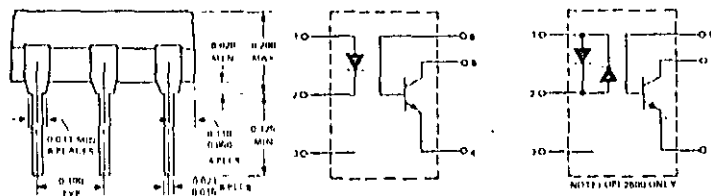
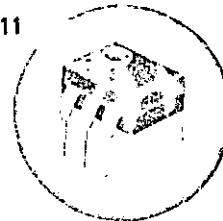
istics offer good design flexibility. Standard packages include low cost DIP's and high reliability TO-5 and TO-18 metal cans. Isolation voltages are 500 volts to 50 kV.

PARAMETER	CURRENT TRANSFER RATIO			DC ISOLATION VOLTAGE	SATURATION VOLTAGE			COLLECTOR DARK CURRENT	LED FORWARD VOLTAGE		RESPONSE TIME	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER	
TEST CONDITION	I _F and V _{CE} as shown			INPUT TO OUTPUT	I _F and I _C as shown			I _F =0 V _{CE} =10 V	I _F as shown		V _{CE} =5 V R _L =100 Ω I _F =10 mA			
SYMBOL	CTR				V _{CE} (SAT)			I _C (OFF)	V _F		t _r t _f			
UNIT	%			VOLTS	VOLTS			nA	VOLTS		μsec			
	MIN	I _F mA	V _{CE} volts	MIN	MAX	I _F mA	I _C mA	MAX	MAX	I _F mA	TYP			
OPI 2150	2	10	5	1500	0.5	50	2.0	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2151	10	10	5	1500	0.4	10	0.25	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2152	20	10	5	1500	0.4	16	2.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2153	50	10	5	1500	0.4	16	4.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2250	2	10	5	2500	0.5	50	2.0	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2251	10	10	5	2500	0.4	10	0.25	100	1.5	10	2	Transistor	11	
OPI 2252	20	10	5	2500	0.4	16	2.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2253	50	10	5	2500	0.4	16	4.0	50	1.4	16	3	Transistor	11	
OPI 2500	12.5	16	0.4	1500	0.4	16	2.0	50	1.5	10	2	Transistor	11	
											Note (2)			
											t _r t _f			
OPI 3150	300	10	2	1500	1.0	10	10	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3151	300	10	1	1500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3152	300	10	1	1500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3153	500	1	5	1500	1.0	10	1.0	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3250	300	10	2	2500	1.0	10	10	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3251	300	10	1	2500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3252	300	10	1	2500	1.0	50	125	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 3253	500	1	5	2500	1.0	10	1.0	100	1.5	10	3	25	Darlington	11
OPI 5000	20	10	5	5500 DC 3750 AC	0.4	16	2.0	100	1.4	16	3		Transistor	11
OPI 5010	10	10	5	5500 DC 3750 AC	0.4	10	0.25	100	1.5	10	3		Transistor	11
4N25	20	10	10	2500	0.5	50	2.0	50	1.5	10	2		Transistor	11
4N26	20	10	10	1500	0.5	50	2.0	50	1.5	10	2		Transistor	11
4N27	10	10	10	1500	0.5	50	2.0	50	1.5	10	2		Transistor	11
4N28	10	10	10	500	0.5	50	2.0	100	1.5	10	2		Transistor	11
											Note (3)			
											t _r t _f			
4N29	100	10	10	2500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	17	Darlington	11
4N30	100	10	10	1500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	17	Darlington	11
4N31	50	10	10	1500	1.2	8	2.0	100	1.5	10	0.6	17	Darlington	11
4N32	500	10	10	2500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	45	Darlington	11
4N33	500	10	10	1500	1.0	8	2.0	100	1.5	10	0.6	45	Darlington	11
4N35	100	10	10	2500 AC	0.3	10	0.5	50	1.5	10	3		Transistor	11
4N36	100	10	10	1750 AC	0.3	10	0.5	50	1.5	10	3		Transistor	11
4N37	100	10	10	1050 AC	0.3	10	0.5	50	1.5	10	3		Transistor	11
4N38	20	20	1	1500	1.0	20	4.0	50 ⁽¹⁾	1.5	10	2		Transistor	11
4N38A	20	20	1	2500	1.0	20	4.0	50 ⁽¹⁾	1.5	10	2		Transistor	11

Notes: (1) Measured at V_{CE} = 60 V (2) Test conditions: I_F = 50 mA, V_{CC} = 10 V, R_L = 20 Ω (3) Test conditions: I_F = 200 mA (pulsed), I_C = 50 mA, V_{CC} = 10 V



CASE 11

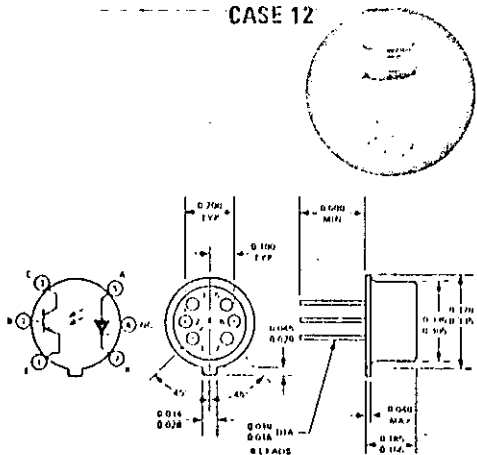


OPTICALLY COUPLED ISOLATORS (CONTINUED)
electrical characteristics (25°C)

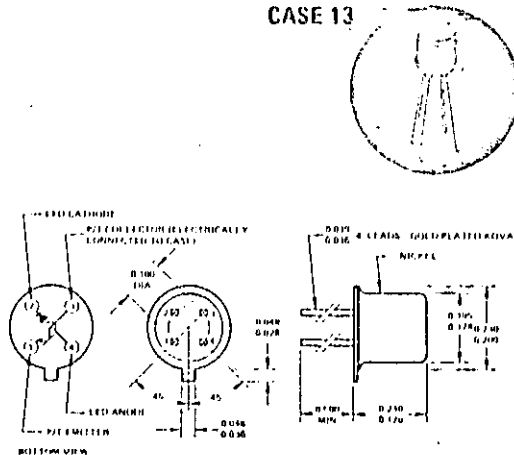
PARAMETER	CURRENT TRANSFER RATIO			DC ISOLATION VOLTAGE	SATURATION VOLTAGE			COLLECTOR DARK CURRENT	LED FORWARD VOLTAGE			RESPONSE TIME	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER
TEST CONDITION	I_F and V_{CE} as shown			INPUT TO OUTPUT	I_F and I_C as shown			$I_F=0$ $V_{CE}=10 V$	I_F as shown			$V_{CC}=10 V$ $R_L=100 \Omega$ $I_F=10 mA$		
SYMBOL	CTR				$V_{CE(SAT)}$			$I_C(OFF)$	V_F			t_r, t_f		
UNIT	%			VOLTS	VOLTS			nA	VOLTS			μsec		
	MIN	I_F mA	V_{CE} VOLTS	MIN	MAX	I_F mA	I_C mA	MAX	MAX	I_F mA	TYP			
4N22	25	10	5	1000	0.3	20	2.5	100 ⁽¹⁾	1.3	10	15 ⁽³⁾	Transistor	12	
4N23	60	10	5	1000	0.3	20	5	100 ⁽¹⁾	1.3	10	15 ⁽³⁾	Transistor	12	
4N24	100	10	5	1000	0.3	20	10	100 ⁽¹⁾	1.3	10	20 ⁽³⁾	Transistor	12	
JAN TX 4N22	25	10	5	1000	0.3	20	2.5	100 ⁽¹⁾	1.3	10	15 ⁽³⁾	Transistor	12	
JAN TX 4N23	60	10	5	1000	0.3	20	5	100 ⁽¹⁾	1.3	10	15 ⁽³⁾	Transistor	12	
JAN TX 4N24	100	10	5	1000	0.3	20	10	100 ⁽¹⁾	1.3	10	20 ⁽³⁾	Transistor	12	
OPI 102	25	10	5	1000	0.3	20	2.5	100 ⁽¹⁾	1.3	10	3	Transistor	12	
OPI 103	100	10	5	1000	0.3	20	10	100 ⁽¹⁾	1.3	10	3	Transistor	12	
OPI 110	12.5	16	5	10,000	0.4	16	1.8	100	1.5	20	2	Transistor	14	
OPI 113	50	16	2	10,000	1.2	16	5	100	1.5	10	3, 25 ⁽²⁾	Darlington	14	
OPI 120	20	10	5	15,000	0.5	30	1.0	100	1.5	30	2	Transistor	15	
OPI 123	50	10	2	15,000	1.2	10	2.0	100	1.5	10	3, 25 ⁽²⁾	Darlington	15	
OPI 130	200	10	2	1000	1.0	5	1.0	100	1.5	10	50	Darlington	12	
OPI 140	15	10	10	1000	0.5	40	1.6	50	1.5	40	2	Transistor	13	
OPI 150	10	10	5	50,000	0.5	16	1.0	100	1.6	50	2	Transistor	16	
OPI 153	25	20	5	50,000	1.2	30	2.0	100	1.6	50	3, 25 ⁽²⁾	Darlington	16	

Notes: (1) Measured at $V_{CE}=20 V$
(2) Test Conditions: $I_F=50 mA$, $V_{CC}=10 V$, $R_L=20 \Omega$
(3) Maximum values

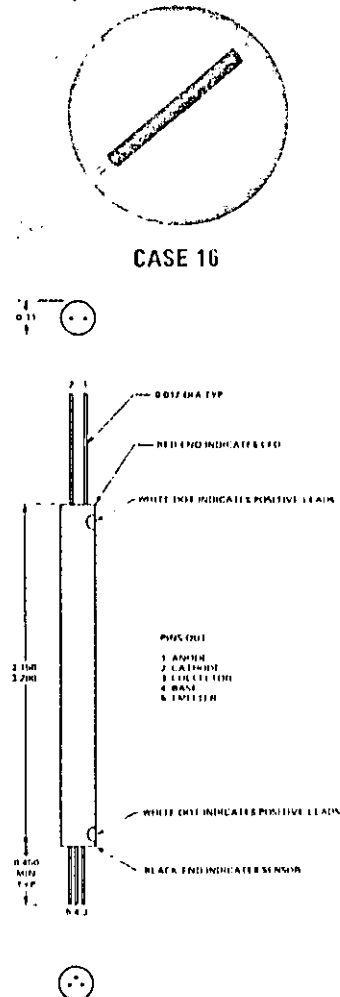
CASE 12



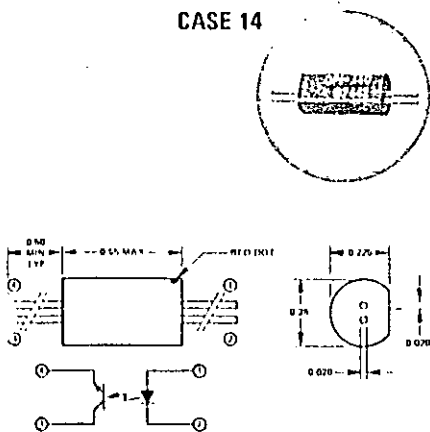
CASE 13



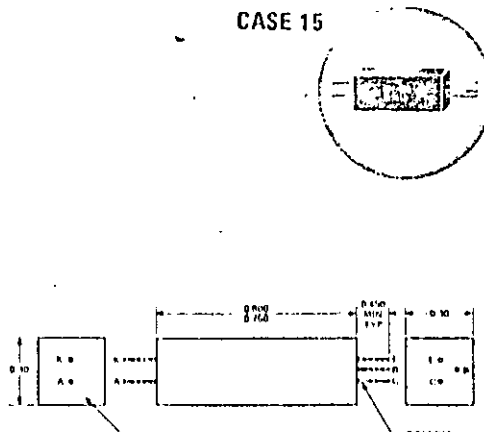
CASE 16



CASE 14



CASE 15



REFLECTIVE TRANSDUCERS

OPTRON's reflective transducers are comprised of a gallium arsenide infrared light emitting diode with a silicon photosensor in a rugged package. The photosensor responds to the electronic characteristics (25°C)

emitted radiation from the LED only when a reflective object is within the field of view of the sensor. Several package designs provide a wide variety of mounting configurations. These assemblies are ideal for such applications as end-of-tape/beginning-of-tape sensing, mark sensing, etc..

PARAMETER	SENSOR LIGHT CURRENT			SENSOR CROSSTALK		DARK CURRENT	LED FORWARD VOLTAGE		RESPONSE TIME	OUTPUT CONFIGURATION	CASE NUMBER
TEST CONDITION	$V_{CE}=5\text{ V}$ I_F and d as shown Note (2)			$V_{CE}=5\text{ V}$ I_F as shown Note (3)		$V_{CE}=5\text{ V}$ $I_F=0$	I_F as shown		$V_{CC}=5\text{ V}$ $R_L=100\ \Omega$ $I_C=1\text{ mA}$		
SYMBOL	I_L			I_{LX}		I_D	V_F		t_r, t_f		
UNIT	mA			μA		nA	VOLTS		μsec		
	MIN	I_F mA	d inches	MAX	I_F mA	MAX	MAX	I_F mA	TYP		
OPB 125	2.0	40	0.2	200	40	250(1)	1.6	50	80	Darlington	17
OPB 253	0.025	40	0.2	10	40	100(3)	1.6	50	2.5	Transistor	17
OPB 700	0.05	40	0.2	5	40	100(1)	1.6	40	10	Transistor	18
OPB 703	0.20	40	0.2	20	40	100(1)	1.6	40	80	Darlington	18
OPB 704	0.06	50	0.4	10	50(4)	100	1.5	50	10	Transistor	19
OPB 705	0.60	50	0.4	100	50(4)	250	1.5	50	80	Darlington	19
OPB 710	0.15	50	0.25	0.4	50(4)	100	1.6	50	10	Transistor	20
OPB 730	1.0	50	0.25	0.5	50(4)	250	1.6	50	80	Darlington	20

Notes: (1) Measured @ $V_{CE}=10\text{ V}$ (2) Reflecting surface is an Eastman Kodak neutral white test card having a 90% diffused reflectance (3) Reflecting surface consists of a surface with a flat black finish having a reflectance of less than 5% (4) No reflecting surface

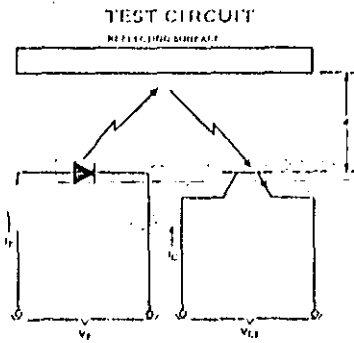


Figure 4. OPB 703 OUTPUT CURRENT VS REFLECTIVE OBJECT DISTANCE

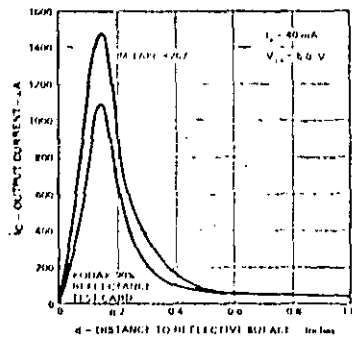
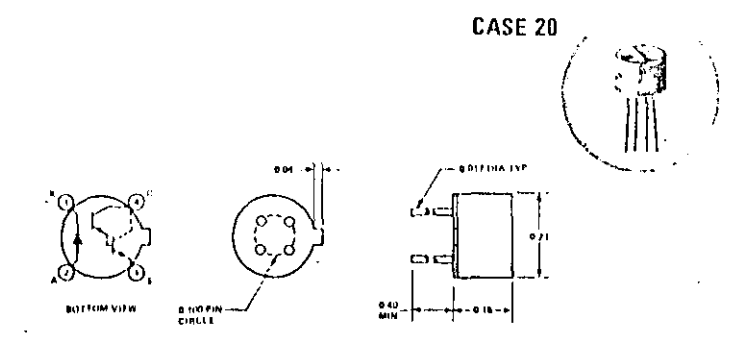
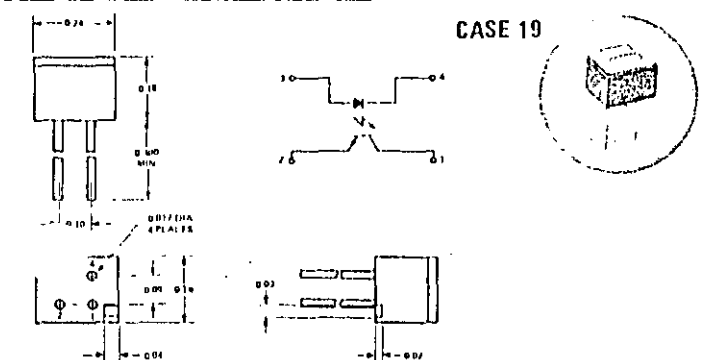
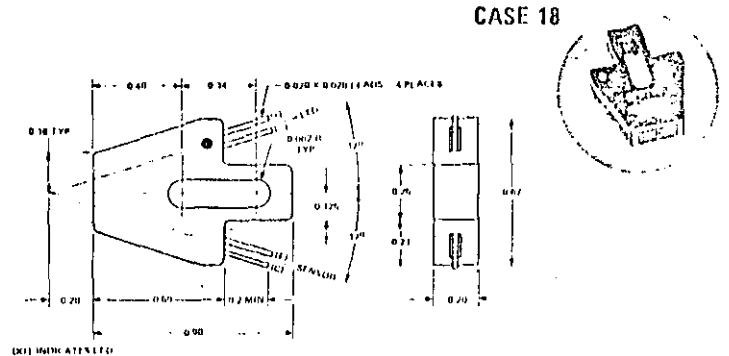
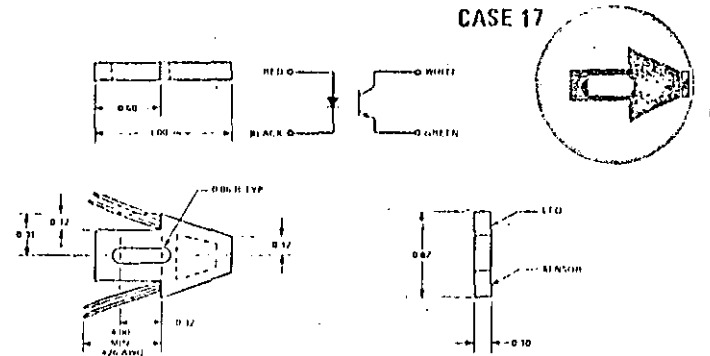
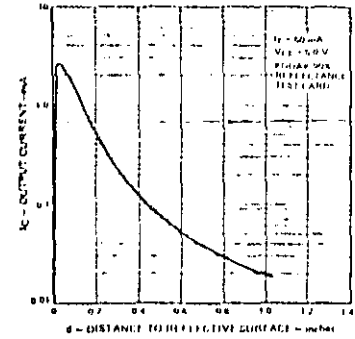


Figure 5. OPB 710 OUTPUT CURRENT VS REFLECTIVE OBJECT DISTANCE



ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES
0.XX - TYPICAL
0.XXX - 0.005

EMITTER AND SENSOR ARRAYS

OPTRON's emitter and sensor arrays simplify the design of optoelectronic data processing equipment by providing a broad range of standard arrays. Arrays are available with nine channels optoelectronic characteristics (25°C)

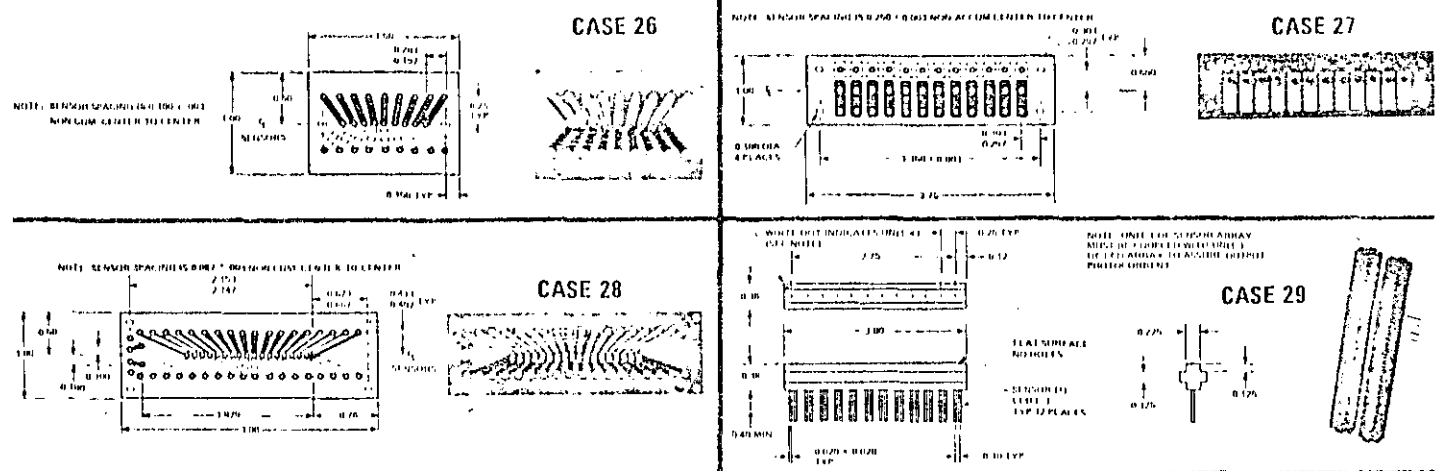
on 0.100 inch spacing, 12 channels on 0.250 inch spacing and 18 channels on 0.087 inch spacing to match most tape and card-reader applications. All arrays use high efficiency, long life gallium arsenide LED's and silicon N-P-N phototransistors with TTL compatible outputs.

PARAMETER	DESCRIPTION	FORWARD VOLTAGE	COLLECTOR BREAKDOWN	DARK CURRENT	LIGHT CURRENT	LIGHT CURRENT	MATCHING FACTOR	CASE NUMBER
TEST CONDITION		$I_F=50 \text{ mA}$	$I_C=100 \mu\text{A}$	$V_{CE}=10 \text{ V}$	$V_{CE}=5 \text{ V}$ $\bar{I}=20 \text{ mW/cm}^2$	$V_{CE}=5 \text{ V}$ $I_F=30 \text{ mA}$ $d=0.1 \text{ inch}$		
SYMBOL		V_F	BV_{CEO}	I_D	I_L	I_L	$\frac{I_L \text{ MIN}}{I_L \text{ MAX}}$	
UNIT		VOLTS	VOLTS	nA	mA	mA		
		MAX	MIN	MAX	MIN	MIN MAX	MIN	
OPA 508	9 Element Phototransistor Array		25	100	0.8		0.5	26
OPB 508	9 Channel LED Phototransistor Pair	1.6	25	100		1.6 6.4	0.25	26
OPA 512	12 Element Phototransistor Array		25	100	0.8		0.5	27
OPB 512	12 Channel LED-Phototransistor Pair	1.6	25	100		1.6 6.4	0.25	27
OPA 518	18 Element Phototransistor Array		25	100	0.8		0.5	28
OPB 518	18 Channel LED-Phototransistor Pair	1.6	25	100		1.6 6.4	0.25	28

optoelectronic characteristics (25°C)

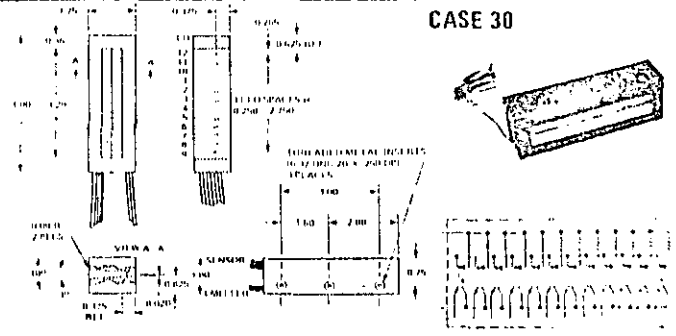
PARAMETER	DESCRIPTION	FORWARD VOLTAGE	COLLECTOR BREAKDOWN	DARK CURRENT	LIGHT CURRENT	LIGHT CURRENT	MATCHING FACTOR	CASE NUMBER
TEST CONDITION		$I_F=40 \text{ mA}$	$I_C=100 \mu\text{A}$	$V_{CE}=5 \text{ V}$	$V_{CE}=5 \text{ V}$ $H=5 \text{ mW/cm}^2$	$V_{CE}=5 \text{ V}$ $I_F=40 \text{ mA}$ $d=0.05 \text{ inch}$	$V_{CE}=5 \text{ V}$ $I_F=40 \text{ mA}$ $d=0.05 \text{ inch}$	
SYMBOL		V_F	BV_{CEO}	I_D	I_L	I_L	$\frac{I_L \text{ MIN}}{I_L \text{ MAX}}$	
UNIT		VOLTS	VOLTS	nA	mA	mA		
		MAX	MIN	MAX	MIN	MIN MAX		
OPA 112 (1)	12 Element Phototransistor Array		25	100	0.2		0.5	29
OPB 112 (1)	12 Channel LED Phototransistor Pair	1.5	25	100		0.5	0.5	29
OPA 113	12 Element Phototransistor Array		25	100	0.2		0.5	29
OPB 113	12 Channel LED-Phototransistor Pair	1.5	25	100		4.5 13.5	0.5	29

Note: (1) Sensors apertured internally to 0.070 x 0.060 inches



12 CHANNEL CARD READER ASSEMBLY (Case 30)

The high performance OPB 812 standard 12 channel card reader assembly offers custom electrical characteristics to fit every application. It can be supplied by OPTRON to drive either standard or low power TTL loads. When operated in the emitter follower mode, maximum card travel distance of 0.010 inch is required for first channel on to last channel on and for first off to last off. First channel on to last channel off requires a minimum of 0.055 inch card travel. Reliable operation is achieved at up to 1500 cards-per-minute. In addition to the emitter follower mode, the OPB 812 assembly can be supplied in the pull-up mode for standard TTL loads.



ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES
0.XXX = 1 THRU
0.XXX = 1 THRU

OPTOELECTRONIC LIMIT SWITCHES

True non-contact, solid state switching is offered by OPTRON's OPS 100 and OPS 200 Series of limit switches. They consist of an infrared LED and silicon phototransistor with a shutter actuated by a mechanical lever arm. These switches

provide the reliability of solid state devices with conventional mechanical miniature switch actuation. With no contacts to bounce or corrode, the switches are capable of over 100 million operations.

OPS 100 (Case 31) optoelectronic characteristics (25° C)

PARAMETER	PHOTOCURRENT CLOSED CONDITION	PHOTOCURRENT OPEN CONDITION	TRANSISTOR COLLECTOR BREAKDOWN	LED FORWARD VOLTAGE	ACTIVATOR TRAVEL FULL OFF TO FULL ON
LIMITS	0.4 mA MIN	20 μA MAX	30 V MIN	1.6 V MAX	0.100 inch MAX
TEST CONDITIONS	V _{CE} =0.4 V I _F =30 mA	V _{CE} =12 V I _F =30 mA	I _C =100 μA	I _F =20 mA	

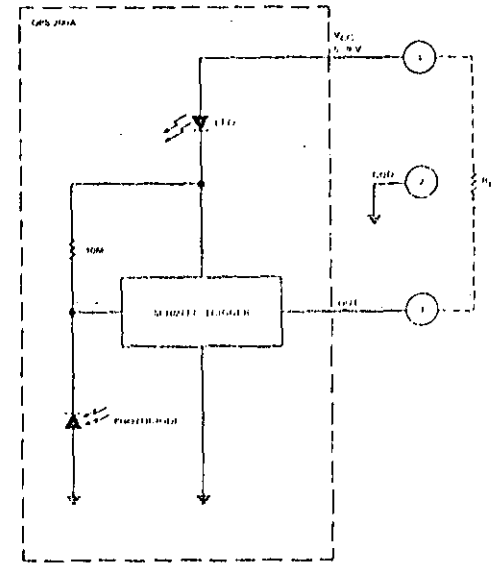
OPS 200-200A (Case 32)

The OPS 200 Series limit switch appears, mounts and is actuated the same as a conventional mechanical switch. Inside, however, OPTRON has added the reliability of solid state design. A shutter controlled by a snap-action mechanism interrupts a light path between a LED and photosensor to provide non-contact switching. The OPS 200 has a N-P-N transistor output. The OPS 200A has an internal schmitt trigger circuit capable of sinking 140 mA.

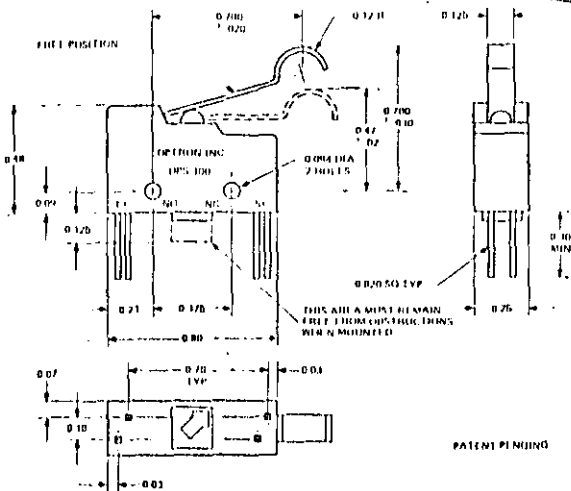
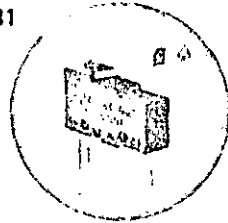
optoelectronic characteristics (25° C)

PARAMETER	LIMITS		TEST CONDITIONS
	OPS 200	OPS 200A	
Photocurrent Closed Condition	1.6 mA MIN		V _{CE} =0.4 V I _F =30 mA
Photocurrent Open Condition	20 μA MAX		V _{CE} =12 V I _F =30 mA
Transistor Collector Breakdown	30 V MIN		I _C =100 μA
LED Forward Voltage	1.6 V MAX		I _F =20 mA
Output Breakdown Voltage		12 V MIN	
Output Saturation Voltage		0.5 V MAX	OUTPUT SINK=50 mA
Power Supply Current		12 mA MAX	V _{CC} =5.0 V
Activator Travel Full OFF to Full ON	0.010 inch MAX	0.010 inch MAX	

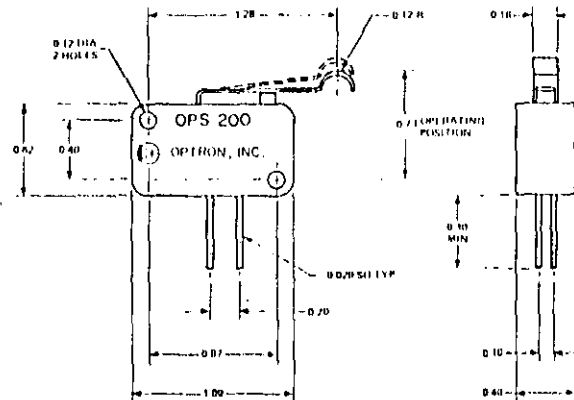
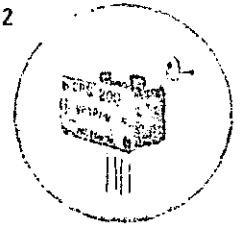
APPLICATION CIRCUIT OPS 200A



CASE 31



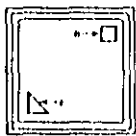
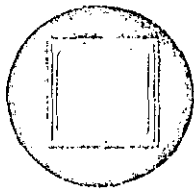
CASE 32



OPTO CHIPS

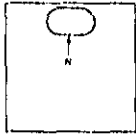
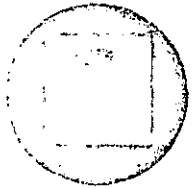
The broad line of OPTRON photosensor and infrared light emitting diode chips meets the requirements of most optoelectronic applications. Silicon sensor chips are offered in phototransistor and photodarlington configurations. Versions also are available which optimize either maximum sensitivity or maximum current handling capability. All OPTRON chips

utilize silicon nitride passivation for the utmost in long-term stability. Gallium arsenide LED chips are fabricated by solution epitaxial techniques providing the highest efficiency and longest operating life available. LED chips of 120-sq. mils provide the highest output at low current levels, and 256-sq. mil chips offer high average current or pulse applications.



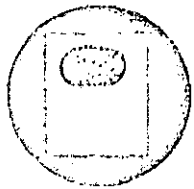
OPC 60X Phototransistor

E = Emitter
 B = Base
 C = Collector Contact
 (on bottom of chip)
 Chip Size = 0.040" x 0.040"
 Sensitive Area = 0.033" x 0.033"
 $BV_{CEO} = 30$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $BV_{ECO} = 5$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $I_{CEO} = 100$ nA @
 $V_{CE} = 10$ V
 $I_L = 0.8$ mA to 22 mA @
 $V_{CE} = 5$ V;
 $H = 5.0$ mW/cm²
 (Note 1)



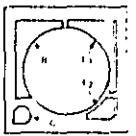
OPC 116 GaAs LED

N = Cathode Contact
 P = Anode Contact
 (on bottom of chip)
 Chip Size = 0.016" x 0.016"
 P_O , Total optical power,
 2.0 mW minimum @
 $I_F = 50$ mA
 $V_F = 1.5$ V typical @
 $I_F = 50$ mA
 $BV_R = 3.0$ V minimum @
 $I_R = 100 \mu A$
 $\lambda_p = 930$ nm typical



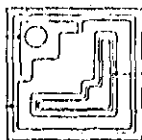
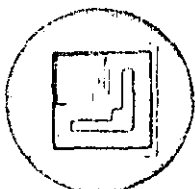
OPC 123 GaAs LED

N = Cathode Contact
 P = Anode Contact
 (on bottom of chip)
 Chip Size = 0.010" x 0.012"
 P_O , Total optical power,
 2.0 mW minimum @
 $I_F = 50$ mA
 $V_F = 1.5$ V typical @
 $I_F = 50$ mA
 $BV_R = 3.0$ V minimum @
 $I_R = 100 \mu A$
 $\lambda_p = 930$ nm typical



OPC 300 Photodarlington

E₁ = Phototransistor Emitter
 E₂ = Amplifier Emitter
 B = Phototransistor Base
 C = Common Collector
 Chip Size = 0.025" x 0.025"
 Sensitive Area = 0.017" diameter
 $BV_{CEO} = 30$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $BV_{ECO} = 5$ V minimum @
 $I_E = 100 \mu A$
 $I_{CEO} = 250$ nA maximum @
 $V_{CE} = 10$ V
 $I_L = 0.8$ mA to 10 mA @
 $V_{CE} = 5$ V,
 $H = 1.0$ mW/cm² (Note 1)
 Spectral Response:
 See Figure 2, page 2



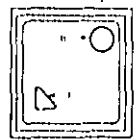
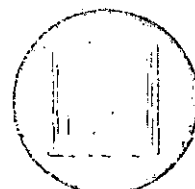
OPC 300L Photodarlington

E₁ = Phototransistor Emitter
 E₂ = Amplifier Emitter
 B = Base
 C = Common Collector
 (on bottom of chip)
 Chip Size = 0.025" x 0.025"
 $BV_{CEO} = 30$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $BV_{ECO} = 5$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $I_{CEO} = 250$ nA @
 $V_{CE} = 10$ V
 $I_L = 1.0$ mA to 20 mA @
 $V_{CE} = 5$ V,
 $H = 1.0$ mW/cm² (Note 1)
 Spectral Response:
 See Figure 2, page 2



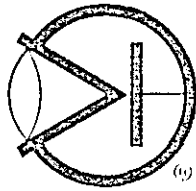
OPC 600 Phototransistor

E = Emitter
 B = Base
 C = Collector
 Chip Size = 0.025" x 0.025"
 Sensitive Area = 0.017" diameter
 $BV_{CEO} = 50$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $BV_{ECO} = 7$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $I_{CEO} = 100$ nA maximum @
 $V_{CE} = 10$ V
 $I_L = 0.5$ mA to 10 mA @
 $V_{CE} = 5$ V,
 $H = 20$ mW/cm² (Note 1)
 Spectral Response:
 See Figure 2, page 2



OPC 600L Phototransistor

E = Emitter
 B = Base
 C = Collector
 (on bottom of chip)
 Chip Size = 0.025" x 0.025"
 Sensitive Area = 0.020" x 0.020"
 $BV_{CEO} = 45$ V minimum @
 $I_C = 100 \mu A$
 $BV_{ECO} = 7$ V minimum @
 $I_E = 100 \mu A$
 $I_{CEO} = 100$ nA maximum @
 $V_{CE} = 10$ V
 $I_L = 0.8$ mA to 10 mA @
 $V_{CE} = 5$ V,
 $H = 20$ mW/cm² (Note 1)
 Spectral Response:
 See Figure 2, page 2



OPTRON, INC.

1201 Tappan Circle
Carrollton, Texas 75006, U.S.A.
214/242-6571
TELEX-73-0701
TWX-910-860-5958



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.5 SISTEMAS DE CONTROL DISTRIBUIDO

ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR

MARZO, 1985.

LA INSTRUMENTACION EN LOS PROCESOS INDUSTRIALES.

Dentro del campo de la instrumentación existen diferentes ramas y una de las más importantes es la que se refiere a la instrumentación empleada en el control de los procesos industriales.

Dichos procesos requieren de la aplicación de técnicas que permitan su adecuado control debido a la complejidad, sofisticación y costo de las materias primas.

Actualmente dichas técnicas de control alcanzan altos niveles de operación, pero para alcanzar tales niveles ha tenido que transcurrir un largo proceso histórico y de estrechamiento de lazos entre los aspectos teórico y práctico ya que muchos de los avances logrados en la instrumentación industrial primero fueron realizados empíricamente y la posterior aplicación de los conocimientos físicos y matemáticos permitieron su perfeccionamiento.

En países como el nuestro se aplican todo tipo de técnicas, desde aquellas en las que la mayoría de las funciones de monitoreo y control se hace manualmente, hasta las grandes plantas en donde se emplean sistemas computarizados y de control distribuido, para implementar el control de los procesos.

Además se emplea todo tipo de tecnologías para instrumentar los procesos: hidráulicos, electromecánicos, equipos eléctricos, electrónicos analógicos y aún digitales, ya sea de la magnitud de las grandes computadoras para control digital directo o supervisorio, y de los dispositivos basados en microprocesadores, empleados para construir controladores de un sólo lazo o sistemas de control distribuido.

Debido al empleo de tal diversidad de técnicas, el ingeniero encargado de diseñar o mantener en operación un proceso debe reunir atributos tan específicos como: capacidad de seleccionar el tipo de equipos a emplearse en la operación de la planta; de evaluación de los diferentes sistemas existentes; de decisión de mantener un equipo en operación o sustituirlo. Solamente reunien

do semejantes características podrá seleccionar adecuadamente los instrumentos que permitan a su proceso alcanzar su máxima eficiencia al menor costo.

- Definición de proceso.

Se conoce como proceso a una colección de equipos (motores, máquinas, tuberías, conexiones, etc.) interconectados entre sí, accionando de acuerdo a una trayectoria fijada de cambios graduales, con el propósito de lograr un objetivo único: la obtención de un producto o un grupo de productos de la mejor calidad, a un costo aceptable y desarrollando la capacidad óptima de la planta.

Ejemplos de procesos son los hornos de vidrio o de cemento, las centrales termoeléctricas, los altos hornos, las torres de destilación, los reactores químicos y las calderas.

Los sistemas de control son implementados con el fin de manejar las variables más importantes del proceso, manteniéndolas el mayor tiempo y tan cerca como sea posible de sus valores especificados (puntos de ajuste), asegurando con esto la consecución de los objetivos de la producción.

Todos los sistemas de control, aún los más complejos, pueden reducirse en su forma más elemental al esquema descriptivo mostrado en la siguiente figura.

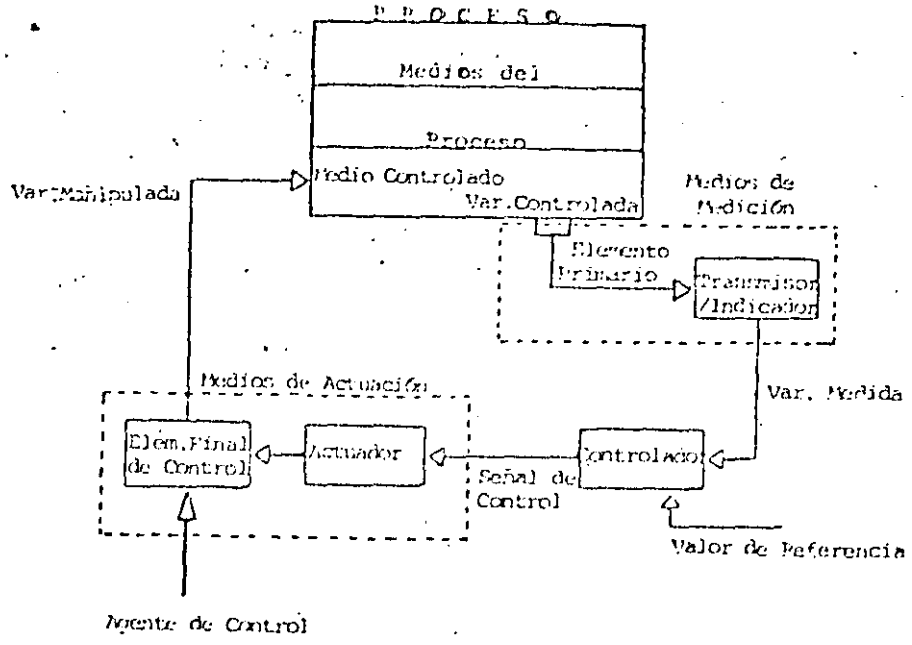


Fig. 1. Esquema de los sistemas de control.

El lazo de control se inicia sensando la variable a controlar, a través de lo que se conoce como elemento primario (termopares, electrodos, celdas de presión, etc.). El elemento primario envía, normalmente pero no necesariamente, su señal de bajo nivel a un transmisor, dispositivo encargado de acondicionar la señal para que pueda ser enviada a grandes distancias a los instrumentos colocados en el cuarto de control, que comunmente se encuentra a cierta distancia del proceso. El elemento primario y los transmisores son lo que se conoce como instrumentos de campo.

Una vez que la señal ha llegado al cuarto de control puede pasar por otros instrumentos, conocidos como de atras de tablero, que se encargan de hacer las funciones iniciales en lo que realmente es la técnica de control (sumadores, divisores, extractores de raíz cuadrada, etc.).

Al frente del tablero se encuentran los equipos que proporcionan lecturas a los operadores (indicadores y registradores), -

además de los controladores, que son la parte más importante del lazo de control, ya que reciben el valor de la variable de la variable de campo, lo comparan con el punto de ajuste deseado, deciden que acción debe tomarse para corregir el proceso y ejecutan dicha acción, generando una señal de control que envían de regreso al campo, para manejar los dispositivos finales de control (servomecanismos, actuadores de válvulas, resistencias eléctricas, etc.).

Deben definirse algunos conceptos que se manejan en el lenguaje de los instrumentistas e ingenieros de control:

- Medios del proceso: Son los diversos entes materiales o energéticos que desempeñan una función específica, como son: insumos, productos o equipos.

- Medio controlado: Es aquel medio en donde existe una condición o variable clave que debe controlarse.

- Variable controlada: Es aquella variable o condición que por tener una influencia notable en la operación del proceso es medida y controlada.

- Agente de control: Es el medio del proceso que al interactuar con el medio controlado determina el comportamiento y la magnitud de la variable controlada.

- Variable manipulada: Es la condición del agente de control que es manejada por el lazo de control para influir sobre la variable controlada.

En cuanto a los instrumentos:

- Punto de ajuste: Es el valor en el cual se desea mantener a la variable controlada y que se ajusta en el controlador.

- Rango: Es la región entre los límites dentro de los cuales una cantidad es medida.

- Gama (Span): Es la diferencia algebraica entre los límites superior e inferior del rango.

Para su concepción, desarrollo, comprensión e interpretación

Las técnicas de control emplean los "diagramas de tuberías e instrumentación" (DTI's). Dichos diagramas emplean diferentes símbolos para la representación de los procesos e instrumentos en ellos.

Si cada individuo, compañía o firma de ingeniería empleara símbolos arbitrariamente sería imposible la interpretación de un diagrama fuera de su lugar de elaboración.

Para evitar la anarquía se han hecho diferentes esfuerzos con el fin de normalizar el uso de los símbolos de instrumentos. La norma más aceptada actualmente es la conocida como ISA S5.1, "Símbolos e identificación de instrumentos", propuesta por la Sociedad de Instrumentistas de América (ISA).

En tal norma se recomienda que los instrumentos sean identificación de letras y números que determinan de que tipo de instrumento se trata y cual es su ubicación en la planta:

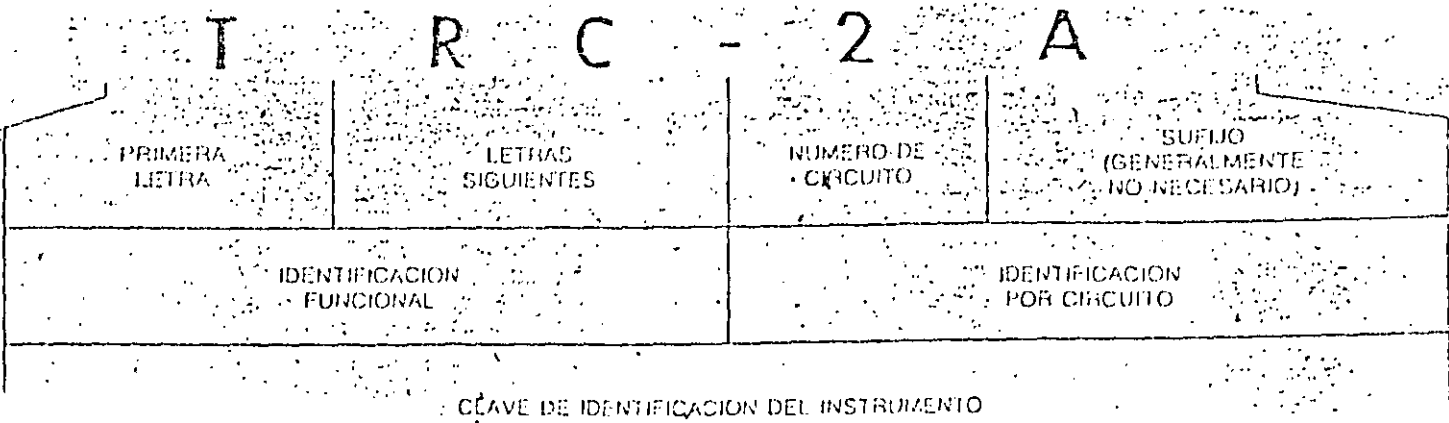


Fig. 2. Ejemplo de etiqueta de identificación.

En primer lugar se emplean letras que, de acuerdo con la tabla anexa, identifican la función del instrumento, y luego números que definen cuantos instrumentos del mismo tipo existen y en donde están localizados.

Las letras identifican a los instrumentos por su relación con la función que realizan, de acuerdo al idioma inglés. La posición de la letra indica la variable que se monitorea, si está

TABLA 1

SIGNIFICADO DE LAS LETRAS DE IDENTIFICACION

ESTA TABLA SOLO SE APLICA A LA IDENTIFICACION FUNCIONAL DE LOS INSTRUMENTOS.

PRIMERA LETRA		LETRAS SIGUIENTES		
VARIABLE MEDIDA O DE INICIACION	MODIFICANTE	FUNCION PASIVA O DE PRESENTACION DE DATOS	FUNCION DE SALIDA	MODIFICANTE
A	Análisis (5)	Alarma		
B	Flama de quemador	Elección del usuario (1)	Elección del usuario (1)	Elección del usuario (1)
C	Conductividad (eléctrica)		Controlar (13)	
D	Densidad (masa) o densidad relativa	Diferencial (4)		
E	Voltaje (FEM)	Elemento primario		
F	Flujo	Relación (Fracción) (4)		
G	Calibre	Medida (9)		
H	Manual			Alto (7, 15, 16)
I	Corriente eléctrica	Indicar (10)		
J	Potencia	Escusa (7)		
K	Tiempo o secuencia		Estación de control	
L	Nivel	Luz (pilot) (11)		Bajo (7, 15, 16)
M	Humedad			Medio o intermedio (7, 15)
N (1)	Elección del usuario	Elección del usuario	Elección del usuario	Elección del usuario
O	Elección del usuario (1)	Orificio (restricción)		
P	Presión o vacío	Punto (conexión) de prueba		
Q	Cantidad o evento	Integrar o totalizar (4)		
R	Radioactividad	Registrar o imprimir		
S	Velocidad o frecuencia	Sequencia (8)		Interrumpir (13)
T	Temperatura		Transmitir	
U	Multivariable (6)	Multifunción (12)	Multifunción (12)	Multifunción (12)
V	Viscosidad		Válvula, compuerta o persiana (13)	
W	Peso o fuerza	Temporozo		
X (2)	No clasificada	No clasificada	No clasificada	No clasificada
Y	Elección del usuario (1)		Relevar o computar (13, 14)	
Z	Posición		Actuar, operar o elemento final de control no clasificado	

en primer lugar en la etiqueta, o el tipo de instrumento, si está en segundo o tercer lugar. Así por ejemplo un TT será un transmisor de temperatura (Temperature transmitter) y PRC será un transmisor controlador de presión (Pressure Recorder Controller).

Para distinguir los diferentes tipos de instrumentos en los DTI's se emplean círculos de acuerdo a la siguiente figura:

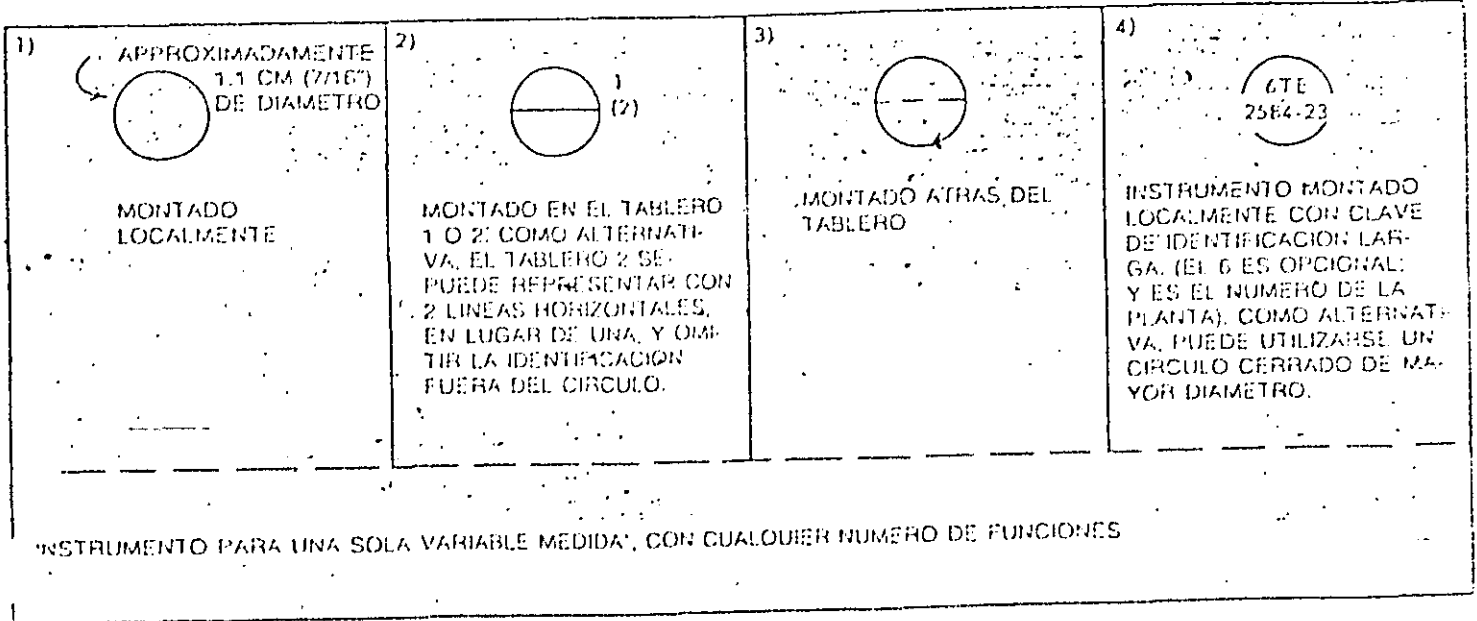


Fig. 3. Representación de los instrumentos en los DTI's

Dentro de los círculos se escribe la etiqueta del instrumento, para su total identificación.

Las señales que comunican a los instrumentos pueden ser de diferentes tipos: neumáticas, eléctricas, hidráulicas, electro--magnéticas, etc. Se recomienda que su representación en los DTI's se haga de acuerdo a la siguiente figura:

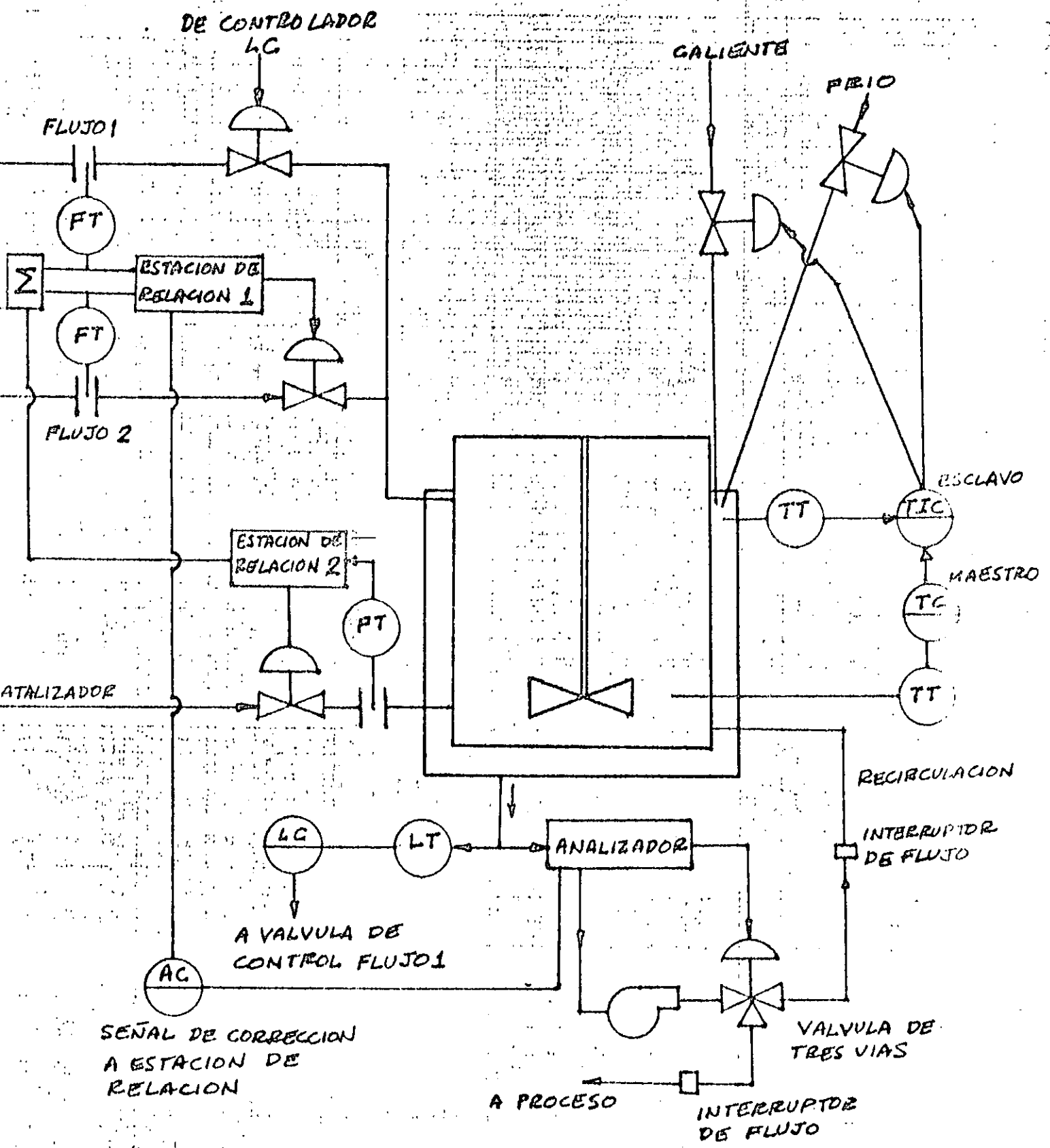


FIGURA 116

Conexión a proceso, unión mecánica, o suministro a instrumentos	—————
Señal neumática o señal indefinida para diagramas de flujo de proceso	-#-#-#-
Señal eléctrica	- - - - -
Tubo capilar (sistema lleno)	—————
Señal hidráulica	—————
Señal electromagnética o sónica (sin alambrado o entubado)	~~~~~

Fig. 4. Señales de proceso.

Para representar los equipos del proceso (turbinas, hornos, cambiadores de calor, torres de destilación, etc.) se acostumbra emplear dibujos que representan la silueta del equipo en cuestión, como se muestra en la siguiente figura.

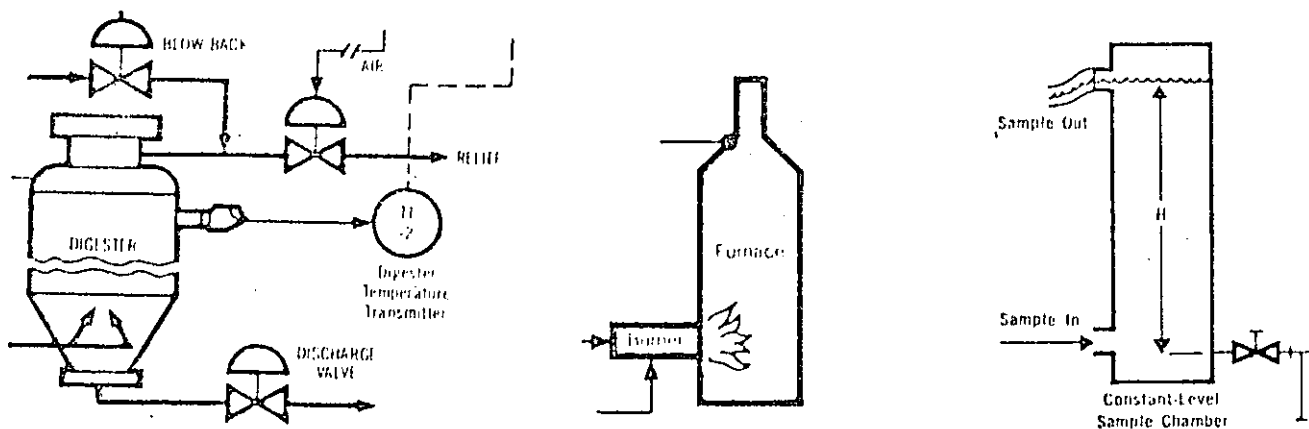
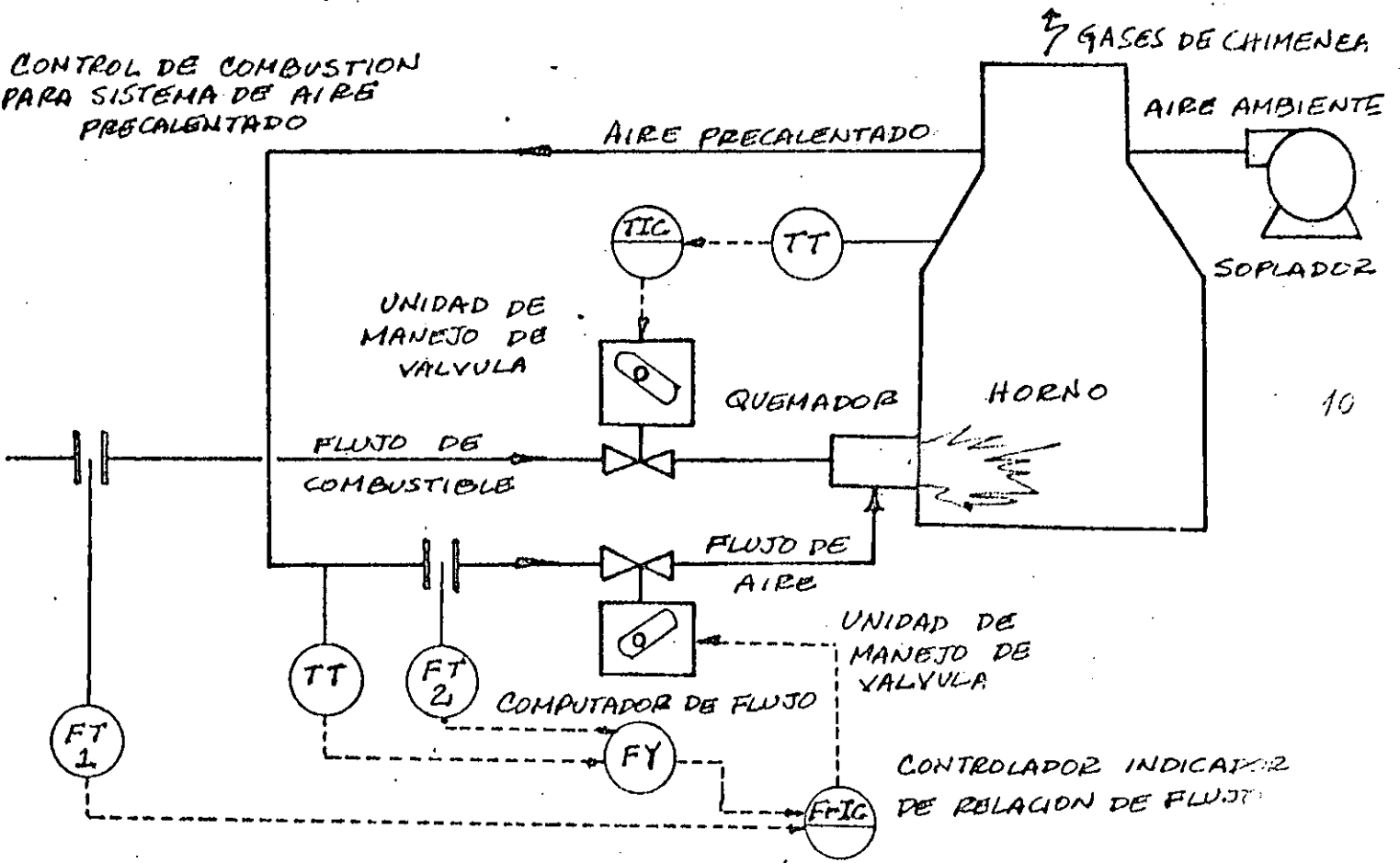


Fig. 5. Representación de equipos de proceso.

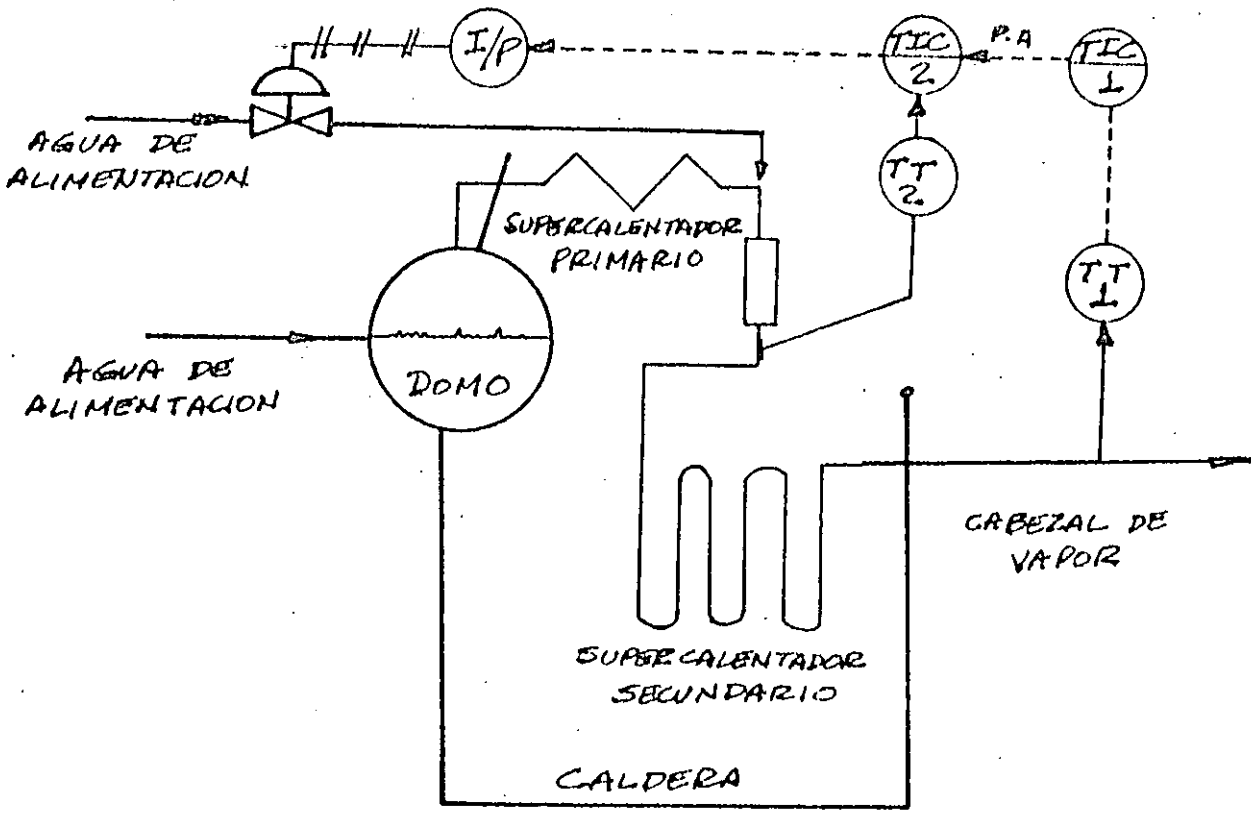
Independientemente del tipo de simbología que se emplee para que un diagrama de instrumentación o el desarrollo de una técnica de control, para su total aprovechamiento, debe contar con la información y documentación adecuada.

Finalmente, en las figuras nos. 6, 7 y 8 a continuación, se--
 presentan algunos ejemplos sobre la instrumentación utilizada para el control de reactores, torres de destilación y calderas. Cabe señalar que el objetivo de los mismos es mostrar diagramas de instrumentación un poco más completos, donde se muestran algunas gazas de control completas.

CONTROL DE COMBUSTION
PARA SISTEMA DE AIRE
PRECALENTADO

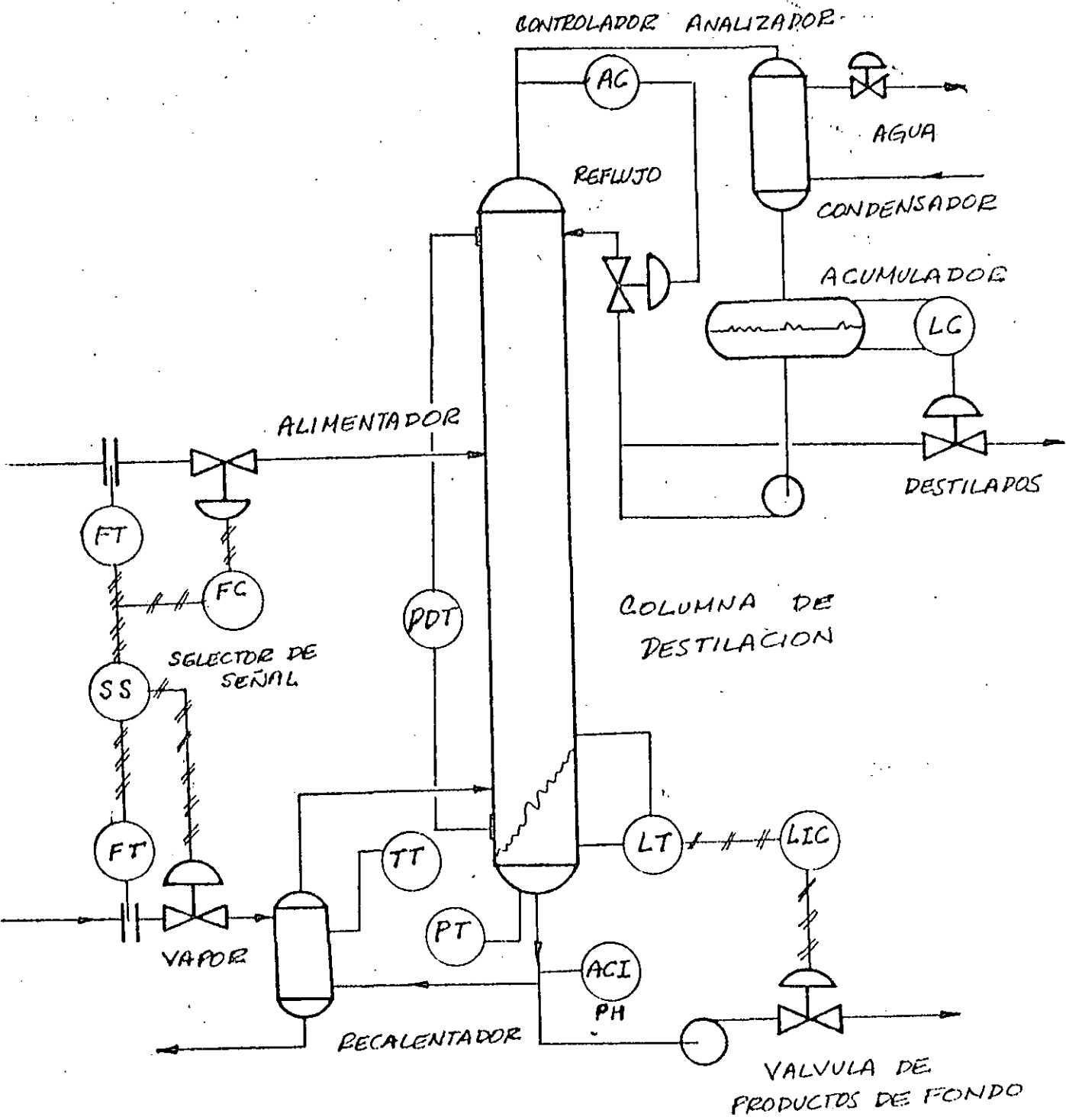


- FIGURA C # 7 -

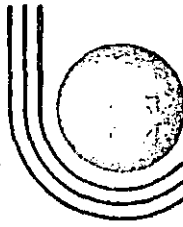


CONTROL DE TEMPERATURA DE VAPOR

- FIGURA C # 8 -



CONTROL INTEGRAL
FIGURA CD#9



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.5 SISTEMAS DE CONTROL DISTRIBUIDO
(ANEXO)

ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR

MARZO, 1985.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

5.5 SISTEMAS DE CONTROL DISTRIBUIDO (ANEXO)

MICROPROCESSOR CONTROL SYSTEMS, THE CONCEPT - THE REALITY

System engineering of microprocessor-based systems

Selection strategy for distributed control systems

Distributed processing. The control strategy of the 80's

Digital optimization of utilities with maximum security

(Proceedings of the 1982 symposium. Instrument Society
of America. Newark, Delaware.)

ING. EUSEBIO AMENEYRO AGUILAR
MARZO, 1985.

MICROPROCESSOR CONTROL SYSTEMS, THE CONCEPT — THE REALITY

Proceedings of the 1982 Symposium
Newark, Delaware
April 27-29, 1982

Programmed by the following Divisions of the
Instrument Society of America:
Computer Technology
Process Measurement and Control

INSTRUMENT SOCIETY OF AMERICA
Research Triangle Park, North Carolina

SYSTEM ENGINEERING OF MICROPROCESSOR-BASED CONTROL SYSTEMS

Louis L. Taylor
Fluor Ocean Services
Houston, Texas

ABSTRACT

The design process for a microprocessor-based control system must take into account more factors than for an analog system to perform the same tasks.

System Engineering is a method for systematically solving problems and developing concepts and designs that are affected by multitudenous input variables, requirements and constraints.

This paper provides a practical and basic approach for the use of system engineering to develop the design and implement a microprocessor-based control system. Centralized control, distributed control and variations, with examples, are compared. Factors that must be considered, but quite often are ignored when designing a microprocessor-based control system, such as software requirements, need for editors, digital sensors, documentation, redundancy, etc., are discussed.

MICROPROCESSOR-BASED CONTROL

It is assumed that the reader is familiar with present day analog control systems and the use of ladder diagrams to show the sequence of activity in an electrical control circuit. Microprocessor-based control provides, in a single hardware type, an alternative method of controlling the same variables as a conventional analog system, plus a means of implementing control sequences depicted in a ladder diagram. In addition, microprocessor-based control offers the capability of data presentation in numerous forms and formats not available with analog techniques.

The most significant difference between microprocessor-based control systems and the familiar analog control systems is the fact that in the older familiar systems, the relationship between input measurement and output control is based upon

first and second order equations, with few variables which are solved by electrical or mechanical constants built into the device; while in the microprocessor-based systems any desired input information versus output control transfer function can be provided, and can be changed easily whenever desired.

To illustrate the difference, consider a continuous process in which four fluids are fed into a tank for mixing and reaction. The viscosity, acidity and temperature of the resultant product are used to control the flow rate of the four feed stock fluids, and the properties of the feed stock fluids may vary with time. It can be visualized that the implementation of a process of this kind would involve special controllers and once implemented, the system would be difficult to change if a different product were desired. With a microprocessor-based control system the same sensors and control valves could be used, but the analog controller would be replaced with an off-the-shelf, solid-state device called a "programmable controller" that uses a microprocessor as the controlling element. A keyboard would be used to set the controller for the desired relationships of flow of each feed stock fluid on the basis of the three measurements of the resultant product. The programmable controller could be programmed to present status and trend forecast information to the operator and to activate an alarm, if the trend were forecasted to go outside of pre-established limits of viscosity, acidity or temperature.

If it were desired to use the tank for another product the programmable controller could be changed very quickly to accommodate the new recipe, and could be programmed to shut down one process, purge the tank and lines and start up the new process. In fact, any logical sequence of activities desired can be performed by programmable controllers, if they are

provided with the necessary input information and the control of the functions necessary to cause the activities to occur.

The use of a programmable controller is the simplest form of microprocessor control and each programmable controller contains at least one microprocessor. More complex systems link programmable controllers together, control programmable controllers with other programmable controllers, control programmable controllers with remote computers and use programmable controllers to provide operator interface via elaborate symbiotic displays.

In summation, microprocessor-based control is the use of a microprocessor as a basic "building-block" component in a control system.

MICROPROCESSORS

Microprocessors currently represent the highest plateau of digital electronic component development and technology. A microprocessor that can be held in the palm of your hand and cost tens of dollars will perform in a similar number of functions that hardware of ten years ago would require several six-foot racks and cost tens of thousands of dollars -- in fact, newer, smaller, less expensive units will actually out-perform their predecessors.

Lack of standardization, intense competition and the rush of the uninitiated to "get into the act" have spawned semantic difficulties, due to different meanings assigned to various terms. For the duration of this report the term "microprocessor" will connote a device that contains an arithmetic logic unit (ALU) which can perform addition, subtraction, multiplication, division and logic (e.g., and, not, nor) functions; a non-volatile read-only memory (ROM); a random access memory (RAM) and an input/output (I/O) section. The simpler microprocessors are contained on a single slice of silicon and packaged to plug into a printed circuit (PC) board. Microprocessors with more capabilities may consist of several plug-in components and be mounted together on a single PC board.

A microprocessor cannot perform any useful function by itself. It must receive power, be interfaced with the outside world and "told what it should do" in response to each input, i.e., it must be programmed.

Power input normally is provided by a power supply that is packaged with the microprocessor and its other peripheral devices. Power supplies can be provided that will work from any commercial power source.

Interfaces of microprocessors with the outside world can be varied, but some conventions must be observed. First of all, the basic microprocessor can only transmit and receive digital information in a binary form with a plus five volts, or so, representing a binary "1" and a zero voltage representing a binary "0". A newly manufactured microprocessor, just like a new-born baby, will recognize no input commands and can produce no useful output language -- they both must be programmed. A microprocessor is provided with an initial repertoire of language and protocols by instructions and formats put into the ROM. The instructions and formats enable the microprocessor to act upon input messages and commands as desired, and to generate the desired outputs.

Communication with a microprocessor is by binary bytes, words and groups of words called frames. Frames include all intelligence data bits and all communication protocol overhead bits. Binary words vary by the number of bits contained in them as a function of the design and construction of the unique microprocessor hardware. Bytes are the basic building blocks of words and there are six or eight bits in a byte. A byte contains the minimum number of bits needed to encode one alphanumeric character. Four-bit word size microprocessors have a low level of performance and are used for simple sequencing and control for games, calculators and home appliances. Eight-bit word size microprocessors are medium level performance devices and are used for sequencing, device control and simple data processing for elementary machine controls, computer peripheral devices and computer terminals. Sixteen-bit word size microprocessors are high level performance devices and are used for closed loop control, complex arithmetic computations and data processing. The sixteen-bit word size microprocessors have applications for industrial process and vehicular controls, "smart" instruments and intelligent peripheral devices, such as terminals, controllers and communication equipment.

Communication with a microprocessor is affected by the operational speed of the microprocessor system clock. Common clock rates for the four, eight and sixteen bit word size microprocessors are two, four to five and twelve MHz respectively. High speed (four to eight MHz) eight-bit word size microprocessors occasionally are employed to perform single duties that normally are assigned to sixteen bit microprocessors. This has occurred due to the sequential evolution of the four, eight and sixteen bit microprocessors. The big brothers to microprocessors, minicomputers, have 16, 24, 32 or 48 bits per binary word

and are designed for high speed operation. The greater the number of bits in a word, the larger the addressability potential and data throughput of the microcomputer. The maximum number of different combinations for a word length of x bits is given by the formula 2^x . In actuality, the maximum number usually is less than 2^x as some bit positions are reserved for synchronization, error detection and correction and other communication protocol overhead requirements.

If it is impossible to generate the input to the microprocessor in binary words using a language the microprocessor understands, it will be necessary to use interface devices that "talk" with the microprocessor in binary language format and to the outside world in some other format. Keyboards, display devices, printers, analog-to-digital (A/D) converters, digital-to-analog (D/A) converters and MODEMS are the most common of the interface devices.

Programming of a microprocessor is the least understood and most maligned factor of microprocessor specification, costing and implementation. Programming is but one element of the overall microprocessor system software that must be specified when procuring a microprocessor-based control system. The term "software", as used here, is not the set of handbooks of instructions, spare parts lists and other paper products that must accompany a system, but consists of two major classes, Systems Software and Applications Software.

Systems Software can be subdivided into three subclasses:

1. Operating System
2. Language Processor
3. Data Management System

The operating system determines the characteristics of the microprocessor. It is analogous to the gears, springs, bellows, moment arms, potentiometers and interconnections of a mechanical controller -- but several orders of magnitude more complex. Two physically identical microprocessors with different operating systems will have entirely different potential applications. The design of the operating system will determine the response time of the microprocessor under different conditions and situations, the interactions of the different internal parts of the microprocessor, the interfacing of the microprocessor with its peripheral devices and the degree of difficulty a programmer will have in adapting the microprocessor to a specific task. The operating system may be supplied by the original equipment manufacturer (OEM) of the microprocessor and

reside in the ROM, in which case it may be called "firmware". In other instances, the operating system will be placed in the programmable read-only memory (PROM) by the OEM that uses the microprocessor as a component in his product.

The operating system should be accompanied by diagnostic programs which will either be non-resident or will be installed as firmware. These routines enable troubleshooting the microprocessor system software and control hardware when the microprocessor-based control system fails to operate. Equipment errors can be detected down to the PC board level with these routines. This black box troubleshooting and PC board replacement technique are essential to the hardware technician. Running this software is analogous to using volt-ohm-meters for troubleshooting relay systems to trace continuity and correct contact operation. Diagnostic programs should be furnished by the OEM and readable in English.

The language processor is the program that enables humans to communicate with microprocessors, and vice versa. The language processor has a source program with which the programmer interacts using symbolic representations, such as, "multiply", "sort", "print", "add", "array", etc., plus arithmetic numbers.

The language processor translates the symbolic language into object programs with which the microprocessor can interact. The final object load module contains multiple object programs linked to instruct the microprocessor to perform the tasks required by the user. The data management portion of the software enables the manipulation of data within the RAM memory of the microprocessor. In the simpler systems, especially those with minimal operator interface, the data management software may be quite abbreviated, but in the more sophisticated systems, which approach computers in functional capability and complexity, the data management software will become quite extensive and will permit the organization of data into files, the editing of data files and the manipulation of files. The data management portion of the software in word processing systems is predominate, while the data management portion of a simple programmable controller is practically non-existent.

Applications Software, as the name implies, contains the instructions necessary to tell the microprocessor how to do a specific task. A handful of identical microprocessors with identical systems software could be used, with different applications software, in various roles ranging from controlling a process loop, to an automobile engine control system,

an electronic game, or a thousand other uses. The applications software is prepared through use of the language processor, but is based upon the task at hand and uses the microprocessor resources available through the operating system and the data management system.

USE OF MICROPROCESSOR-BASED CONTROL

The application of microprocessors is limited only by the imagination. A computer that uses a microprocessor as the central processing unit (CPU) is called a microcomputer. The same microprocessor that could be used as the basis of the microcomputer could be used as the basis of a programmable controller, a TV game, or a microwave oven controller. A typical microprocessor-based control system will have a central microcomputer and microprocessor-based controllers, i.e., programmable controllers, located in each process, or aggregate of processes throughout the facility. The differences in the systems provided by the different suppliers of microprocessor-based control systems are caused by the different assumptions made when developing the system designs; the differences in cost trade-offs due to differing marketing goals; and the differences in technology available when the systems were designed.

Any logically definable control function or process that involves physical or electrical manipulation of control devices in response to measurable input variables can be controlled by a microprocessor. Remember--"All generalizations of man, including this one, are false". If a one-for-one linear relationship exists between input variable and output control, and operator monitoring and over-ride is provided locally, it may prove to be a better solution to use analog control instead of the digital technique of the microprocessor. As the number of input variables increase and as more complex relationships develop between input and output, the use of the microprocessor becomes more attractive.

The most common error made by control system engineers in applying microprocessors is to arbitrarily place a microprocessor-based unit, usually a programmable controller, someplace in a system. The selection of the point of application may be based upon whim, upon a lunch provided by a salesman, upon the desire to use a microprocessor someplace, or upon not having a better controller for the job. None of these is the correct reason for the use of a microprocessor. A microprocessor-based control system should arise as the result of a system engineering activity that has the objective to develop a control system for a specific facility.

SYSTEM ENGINEERING OF A MICROPROCESSOR-BASED CONTROL SYSTEM

The term "system engineering" has evolved into a myriad of confused meanings and its application has become obscured in recent years. Many individuals purport to use system engineering, but actually use a "hit-and-miss" approach based upon emotions instead of logic, and false applications of system engineering in attempts to rationalize self-serving decisions. Other reasons contributing to the degradation are the voluminous quantities and esoteric contents of the material on the subject, which cannot be understood by those not well versed in the discipline. Added to this is the poor press the subject receives as a result of its improper and haphazard application.

System engineering is one of the best approaches to the solution of problems that have numerous variables and alternatives, and it consists of proceeding from problem realization to the optimum solution of the problem in a logical and orderly manner with a minimum of wasted effort, time and funds. The system engineering process can be divided into a sequence of 18 steps that must be followed in an iterative manner and six additional activities that must be performed in parallel with some, or all, of the first 18. The 18 steps are:

1. Problem recognition
2. Problem definition
3. Establish objectives
4. Develop system requirements
5. Recognize constraints
6. Requirements analysis
7. System synthesis
8. System analysis
9. Design optimization
10. Component description
11. Component analysis
12. Implementation planning and cost estimation
13. System optimization
14. System and component specifications
15. Cost revision
16. Bidding
17. Vendor (or contractor) selection
18. System implementation

The additional six activities are:

1. Operator and user training
2. Maintenance and personnel training
3. System support services
4. Operation, improvements and maintenance
5. Funding
6. Documentation

Within each step and activity one must:

- a. Determine the objectives of the work to be performed
- b. Synthesize alternative methods of achieving the objective
- c. Analyze the alternatives and select the best
- d. Optimize the selected alternative
- e. Execute the resultant plans
- f. Document the inputs to the effort, the work that was performed and the developed outputs

Reiteration is required to ascertain that the original objectives were attained in an optimized manner.

Following is a discussion of the use of the iterative system engineering process to develop and optimize the design of a microprocessor-based control system and to insure that the system will proceed into implementation and use with minimum difficulties.

Problem Recognition -- The very first step in the system engineering process is to recognize that a problem exists and to identify the problem. Many engineering projects are doomed to failure from the beginning because a solution is sought for the wrong problem. If one is assigned the responsibility to design a control system, he should be certain of the reason for the assignment. What is the process, or overall system, that the control system will control? Is a new control system really the answer, or is an update of an existing system desired? Is the present system, if one exists, really inadequate? Or, was the assignment made because there were some extra funds to be expended? Or, was the assignment a palliative? Or, or, or -- the question needs to be answered honestly and correctly before proceeding.

Problem Definition -- The problem recognition process leads into the problem definition process. Problem definition is slighted frequently. The result is, personnel working on the project have a fuzzy or distorted concept of the problem and are not all working toward the same goal -- or, in many cases, are attempting to solve the wrong problem. Information required to complete the problem definition includes the plot plan, process design, process flow sheets, piping and instrument diagrams and answers to the following questions:

What is wrong with the present system -- people problems, equipment problems, or a combination of both?

What control features are required that cannot be provided by the present system?

What trouble(s) is/are experienced by the present system?

How are malfunctions in the present control system affecting the operation of the overall facility?

Could it be, for example, that proper use of all of the capabilities of the present control system would alleviate the problem?

If a new facility is being implemented, what is the physical, operational and political environment in which the control system must operate?

What pressures are being exerted on the choice between analog and digital control? What are the origins of these pressures? Are they based on logic or emotions or self-centered interests?

Objectives -- What is your objective? Do you want to fix the present system and eliminate the problems; do you want to implement a new system; do you want to implement a microprocessor-based system only to gain recognition in a new field; are you really striving for a promotion -- what is your honest objective? This question must be answered honestly and fairly. If the objectives are not recognized and agreed upon by all those working on the project, the team effort will be compromised.

System Requirements -- At this point in the project it must be decided what the control system you are to develop must be capable of doing. The greatest difficulty in this step is to avoid stating "how" the system must perform or "how" the system must be constructed. Instead, it must be decided "what" the system must be capable of doing. Many engineers start (or are) shopping through manufacturers' brochures and are wined and dined by salesmen at this point, which is a sad mistake. System requirements development effort demands that the following questions be answered:

What capabilities, features and installations are required for the system that are not already provided? Are these capabilities, facilities and equipment items available?

Where will measurement of analog parameters be converted to digital data -- at the sensors, at MODEMS, at a Host unit or where? Why?

What information must be sensed and transmitted to the control center for normal (and emergency) control of the facility?

What information may be sensed and used locally to generate control commands?

Where will control commands be converted to analog signals?

May control commands be originated in analog format?

What are the transfer functions necessary to generate each control command?

What information must be sensed and used in over-ride modes of operation? What are the transfer functions for all over-ride commands?

What accuracy is needed for each control command? What is the available accuracy at each sensor? What is the error budget left for the control system?

What control actions ~~must be made~~ automatically; may be made automatically; must be based upon human judgment and must be made in emergencies? What information must be used as the basis for each of these control actions? What is the order of each transfer function? What time lag can be permitted for each control action?

What growth, or other changes are expected in these requirements in the future?

At what points in the system are stability problems apt to be encountered?

This list can go on and on, but as it is expanded it will tend to become more and more detailed. It is apparent that the generation of this list must be accomplished with a knowledge of what technology has to offer in the way of capabilities and how much money can be spent on the system -- i.e., the constraints.

Constraints -- The constraints upon implementation of the ideal "dream" system must be recognized. A system will be implemented only if it is socially and technologically feasible and considered to be economically justifiable by those in

control. Constraints consist of funding limitations, code and legal restrictions, hardware capability limitations and human frailties. It should be realized that more systems are destroyed (or never implemented in the first place) because of people than for any other reason. Some ways in which people negate system engineering are personal animosities, personal self-centered goals, lack of management understanding and the lack of trained personnel to operate and maintain the system. All of these deficiencies and impediments must be recognized and taken into account or removed by training, cajoling and/or briefing.

Requirements Analysis -- The preceding five steps require an intimate knowledge of the overall process, or system that is to be controlled, but require only a modicum of technical expertise. When system requirements analysis must be performed, a detailed knowledge of existing technology is required. Decisions of basic system architecture; analog versus digital operation; types of inputs from instrumentation to the control system; types of outputs from the control system to actuators, recorders, alarms and displays; transfer functions that will be mechanized locally; transfer functions that will be centrally mechanized; use of an over-riding scram system; human factors decisions; etc., must be made at this stage. ~~The basic question that must be answered is "What do the requirements mean in the way of macroscopic system design?"~~ One of the outputs of this stage should be a block diagram, as shown in Figure 1 which indicates the basic system configuration required and the decisions that must be made. This step leads into detailed system design, known as system synthesis.

System Synthesis -- The successful consummation of this step requires technical expertise in the fields of instrumentation and control and a thorough knowledge of instrumentation and control system practices and procedures. Activities performed in this step should be more than the usual scattering of instrumentation symbols over expanded process flow sheets to create piping and instrument diagrams, and the ripping off of a set of instrument specification sheets based upon familiar equipment and the help of vendors. System synthesis requires the application of inductive logic to investigate all possible solutions to the problem which will enable reaching the objective and to satisfy the requirements without violating the established constraints. Imagination must be used during the synthesis step to avoid stereotyped thinking and the omission of viable solutions. The mark of a superior system engineer is the ability

to develop numerous practical solutions to a problem without becoming stuck on any one of them until the next step -- system analysis. A top-flight control system engineer will have several instrumentation diagrams and control system configurations at the end of this step. Each diagram will represent a different approach to providing the necessary instrumentation and control system.

In this step the control system engineer must answer the questions posed in the system configuration block diagram developed during the requirements analysis step and determine the feasible methods of implementing the indicated system in light of the answers to the questions. A basic factor which must be determined in this step is the balance between distributed control and centralized control. Each control system equipment supplier will argue that his company's equipment provides the best balance, and the best vehicle for communication between the central control location and the field locations.

It is recommended that flowcharts be developed in this step. Each sensor input, each control action, each operator presentation and each operator output command should be shown on at least one flow chart.

Alternative methods of satisfying the requirements should be shown on alternate flow charts. Reference (1) is a discussion of the considerations necessary at this point.

After the flowcharts have been prepared the chore of selecting candidate instruments, control devices, controllers, displays and operator controls can proceed. At this stage microprocessors will find their way into the control system as components, unless a purely analog control system evolves.

System Analysis - The system analysis step is the point in the project where a solution is selected from the synthesized alternatives that will best achieve the stated objective(s). This requires evaluating each synthesized solution by deductive logic and, perhaps use of modeling and/or other mathematical tools. The experienced system engineering practitioner will perform some optimization of each synthesized solution to determine the relative potential of each solution. At the end of the system analysis step the control system engineer will have a set of instrumentation drawings (P&ID's if a petrochemical process is involved), one complete set of logic diagrams, and the answers to the questions indicated in the system configuration block diagram.

Reference (2) contains many suggestions that will assist in this step, and some of the previous steps.

Design Optimization - The solution selected in the system analysis step is examined carefully and improved to maximize its capabilities while minimizing its cost during this step. Design optimization of instrumentation and control systems includes the following:

- Revision of instrumentation diagrams
- Preparation of an instrument summary
- Preparation of a set of instrument index sheets
- Operator(s) control and display configuration finalized
- All control valves sized

Equipment Description - Describe the equipment that is to be used in system implementation. Several sets of instrument specification sheets and loop wiring diagrams should be prepared at this point with each set representing a different approach to implementing the system. The description of the hardware capabilities and the software requirements for each microprocessor-based unit, and the design of the communication system interconnecting the microprocessor based units will be finalized in this step.

Equipment Analysis - Review the instrument specification sheets developed in the preceding step and select the best way to implement the solution. Are there alternate complements of equipment that will do the job? Is some R&D necessary to modify existing equipment or develop new equipment, or can equipment already available do the job? How much equipment on hand, if any, can be used? Are there several sources of each microprocessor-based unit in the system? If an integrated microprocessor-based control system is indicated, is the design one that it can be specified so several suppliers can bid on it? These, and similar questions must be considered carefully.

Implementation Planning and Cost Estimation -- Determine how the equipment items of the system will be implemented. How will it work; how much will it cost; how much will it cost to install it; how much will it cost to maintain it; how much will it cost to operate it; what is its total system life cost? The panel diagrams, installation drawings, instrument wiring diagrams, pneumatic tubing diagrams and hydraulic line diagrams should be prepared in this step.

System Optimization - Review the work performed in all of the aforementioned steps and determine if the correct approach is being employed. Here is your final chance

HARDWARE CONSIDERATIONS -- 1982

Macroscopic design of microprocessor-based control systems requires integrating several control networks of hardware and associated software to develop a system which will control a process. The networks include human operators, distributed control hardware, central control hardware, local microprocessor based programmable controllers, end-device instruments to measure process parameters, and end-device actuators to regulate process inputs. These system components must be interfaced to create a distributed control system. Distributed control networks have hardware controlled by firmware and software to provide the following features and advantages:

1. Reduce the overhead burdens placed upon upper level control computers.
2. Relieve the critical effect of the communication link to the overall system operation during system interruptions.
3. Provide ease of interfacing one process control system with higher tiers of regional network data base systems.

Centralized control networks require one central CPU to perform all logic necessary for each system event. A communication link must be provided between the central CPU and each even location -- and the loss of this link causes loss of control of the event. System events are directly interrupt driven and serviced by interrupt priority schemes in the CPU which are governed by the speed of the CPU.

Microprocessor-based programmable controller hardware includes a local process data and logic decision concentrator to interface between the process monitoring, control devices and the upper levels of the control system hierarchy.

The following paragraphs detail the hardware building block considerations of interest to the control system engineer involved with the selection and evaluation of control system components and development of a control system design.

There are several basic types of microprocessor-based systems. The simplest is the one previously described in which a programmable controller is used, where previously a nonprogrammable analog controller or hardwired logic would have been used. There are numerous manufacturers and many different types of programmable controllers. The better

sources for lists of these manufacturers, who may be contacted for descriptions of their wares, are INTECH, INSTRUMENTS CONTROL SYSTEMS, CONTROL ENGINEERING, CONTROL EQUIPMENT MASTER and the THOMAS REGISTER.

A microprocessor-based programmable controller usually is utilized for controlling several process loops, or several functions but there are instances where one controller has been used effectively for controlling a single loop. The advantages of using the microprocessor-based programmable controller in lieu of an analog controller are that the programmable controller can perform the following functions which are not performed normally, by an analog device:

1. Alarm checking
2. Status reporting
3. Event logging
4. Remote control of set points

Programmable controllers can be obtained with practically any combination of characteristics desired. The factors that need to be considered when specifying a programmable controller include the following:

Environmental factors

- Temperature
- Humidity
- Shock and vibration, noise, air circulation

Input Power

- Voltage, voltage variation
- Frequency, frequency variation

Standby Power

- Source type
- Capacity
- Recharge or refuel method

Inputs

- Signal formats, communication speed, and protocol
- Level and dynamic range
- Number of input ports
- Polled or reporting
- Surge and transient isolation for each input
- Isolation between ports
- Common mode isolation

Outputs

- Signal formats, communication speed, and protocol
- Level and dynamic range
- Number of output ports
- Surge and transient isolation for each output
- Isolation between ports

Internal Characteristics

- Transfer functions for each input-output relationship
- Remote control of set-points
- Remote control of internal functions
- Logging storage capability, remote programming capability
- Memory size

Software

- Relay ladder logic
- Interactive response to the user
- Arithmetic capability
- Timing logic
- Counter logic
- Pulse input/output control
- Power fail logic
- ESD logic
- Editor characteristics*
- Watchdog timer
- Failover capabilities
- Presentation formats
- Printing of status logs periodically or upon demand
- Failure modes

Hardware

- Diagnostic and status lights
- PC ground terminal extension beyond other PC interface pins
- Power on/off switch accessibility
- Front panel baud rate selectability
- Expansion capability
- Monitoring capability
- Watchdog timer
- Failure modes
- Clock
- Interfaced with local switched public telephone system
- Bypass methods in case of failure.

The next major step up the control system design complexity hierarchy is represented by an interconnected set of programmable controllers or microcomputers operating under the command of a local centralized control facility.

A centralized control system, as the name implies, uses a central computer, which is wire-connected to all sensors, controllers, and actuators in the field, to make all control decisions, and to interface with human operators.

With this configuration the control system engineer must decide what control decisions are to be performed by programmable controllers located in the field, by the central control facility, and by the human operators in the system. Other design decisions include modes of facility operation during all permutations of possible control system failures, use of human operators versus microprocessor-based control during process changes, output displays indicating the system status, and the logging and documentation of time and events occurring during real time operation. Some large plant operations require all inputs to be processed under one large, high speed minicomputer. Other plant operations permit local distribution of process controlling devices, each capable of independent logic decision when links to the central control center are inoperative. Complex central control centers require separate minicomputers for process work and for optimization/management functions. Intercommunication of these computers enables them to function as a local central control system.

Direct digital control (DDC), as opposed to analog loop control systems, is making inroads into many different types of control systems. The principal drawback, at the present time, to DDC in the petrochemical environment is the lack of large valve actuators that can utilize a direct digital input. A secondary drawback is the paucity of flow and pressure sensors that provide digital outputs. Until these components are accepted by the industry, the programmable controller field outputs and inputs will be analog and the advantages of digital communications will only be realized between programmable controllers or microcomputers and central control facilities.

Another step-up in hierarchy is reached with the distributed process control system implementation. The implementation involves completing the control system integration by interconnecting all local central control facilities to a host central control dispatching center, which can be remotely located.

These centers provide process optimizations, control, and reporting. Due to extremely critical accuracy and speed of some process startups and shutdowns, computers assume complete control over the process. Responsibility for final process

*Generally, programmable controllers will not contain editors, as the introduction of this capability crosses the boundary to microcomputers.

control decisions are vested in the operating dispatchers. Record keeping equipment for historical and governmental requirements are maintained in these centers. All data contained in lower hierarchy equipment are retrievable for display and printing after appropriate formatting tasks are complete. High level software languages make processing less tedious for the end user.

Lower level equipment employs microprocessor-based programmable controllers or microcomputers in the field to monitor sensors and control actuators. The operation of these devices is monitored, supervised, and controlled by the host central computer and human operators. This is accomplished through one or more tiers of a stratified control system as illustrated in Figure 2. Any tier in this control scheme can interface with human operators to provide override control during system malfunctions. Hard-wired links between components require twisted pair cable, coaxial cable, or fiber optic media in most applications, but may be implemented with UHF, microwave, and satellite links.

Interfacing of these host control centers with networks of other independent large systems enable creating regional data base centers required to benefit all participating systems and personnel involved through data sharing.

In summary, the top position of the central control system design complexity hierarchy is shared presently between distributed control systems and centralized control systems. All microprocessor-based control systems can be considered to be either one of these two types of systems, or a degenerate form of one of them. Their objective is to achieve flexibility in control strategy, system configuration, changing I/O by simple card replacement, local and/or centralized computer control. Benefits are cost savings in cable installations, eliminating amplifying equipment, and use of master controllers rather than minicomputers, while retaining the benefits of the central control room.

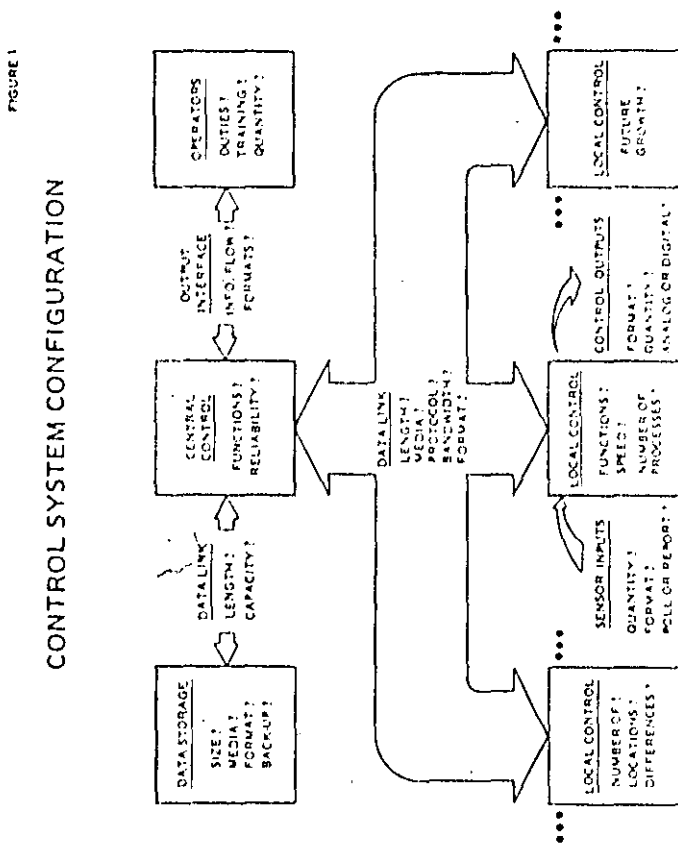
The trade-off of which of these two basic system approaches is better for a particular application can be determined by comparing them on the basis of the following factors:

- Reliability
- Hardware costs
- Software costs
- Installation costs
- Flexibility
- Ease of expansion
- Environmental requirements
- Return on investment

- Data scan rates for the unique system
- I/O interface equipment available
- Locating equipment in the process area
- Upward compatibility of hardware and software
- Noise and grounding signal problems

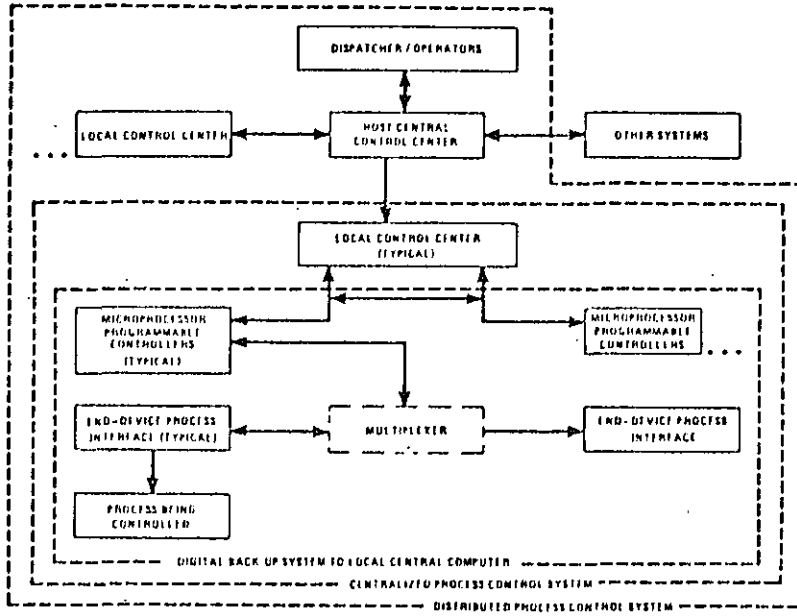
REFERENCES

- (1) Dobrowolski, Mark, "Guide to Selecting Distributed Control Systems", InTech, June 1981, pp. 45-52.
- (2) Cocheo, Steve, "How to Evaluate Distributed Computer Control Systems", Hydrocarbon Processing, June 1981, pp. 95-106.



HIERARCHY OF CONTROL

FIGURE 7



SELECTION STRATEGY FOR DISTRIBUTED CONTROL SYSTEMS

Mark S. Fisher
Product Line Manager
Network Products
Western Digital Corporation
Irvine, California

ABSTRACT

This paper deals with the general concepts involved in creating a distributed control network in a manufacturing environment. The first section deals with an historic overview of the computer and its growth in connection with distributed control. The second section covers the area of system analysis and will deal with the "how to" in approaching the problem of distributed intelligence. This section will cover problem definition, analysis of the environment and implementation reminders. The third section will deal with the technical aspects of networks and their relationship to this general class of problem. It will draw on earlier discussions to help the reader evaluate the competing targets of applications cost vs. performance. Finally, the summary will detail some of the general design methodology presented in this paper.

GENERAL OVERVIEW

As potential new users and implementors of distributed control systems, we are faced with many unresolved questions. The most important questions facing us are those dealing with methodology. In other words, "How do I start?", and "How do I go about selecting a system?" To prepare ourselves for this process, the paper will begin by presenting a brief overview of the computers development.

We begin by reviewing the computers growth pattern, since the computer is the main element causing the rapid growth of distributed systems and telecommunications. In this way, we begin to build an understanding of how systems were previously implemented.

In the second section, we will use this historic data as a foundation, along with our own related experiences to build a methodology for analyzing the system. In this section, we will deal with both gen-

eralized concepts and detailed items, which should prove helpful in starting the analysis process.

The third section will deal with the technical aspects of local networks with emphasis on the process control environment. This area should help the reader in understanding the detailed questions presented in the analysis section and in generating questions concerning their own system.

Finally, the summary will review the general design methodology to use when evaluating a system or approach.

HISTORIC OVERVIEW

Throughout their short span of existence, computers have become prevalent in almost every facet of life. During this time, they have been given credit for many wonderful contributions and blamed for an equal number of catastrophes. On the whole, they have proved effective as tools.

When computers first came into being, they were used as high-speed adding machines. Architecturally, they were centralized systems which meant all their processing power was in one area. By today's standards, these machines were large and bulky pieces of equipment. From this humble beginning and with the help of rapid technological advances, they have sunk their physical size while increasing their computational ability.

At this point, I wish to remind the reader of one very important fact which they are likely to forget during implementation which is "computers are tools and as such have no inherent quality to make them perform good or bad. They must be implemented wisely if we are to gain from their inherent computational capabilities".

During their span of existence, computers

have changed both physically and conceptually. In the beginning, or first generation, computers were large units, used mainly for computing mathematical equations, which would normally have proved too difficult and time consuming for the normal person to handle. It's high speed allows us to compute more and more data in a shorter and shorter period of time. This decreasing in computing time soon freed us to consider handling other forms of data. We then began to consider using the computational power of the computer to handle billing, inventory control and other general business functions. In order to get the data into the computer, it was no longer handy to directly wire in the data, so new devices were added to handle this function. These peripherals, as they are called, began as dumb devices to move data into the central unit. But, slowly these peripherals had intelligence added which relieved the central unit from the overhead of controlling the peripheral.

This pattern of distributing the intelligence or control has been used repeatedly throughout the existence of the computer. Following a distribution of intelligence in one phase, the next phase usually seen is a centralization of these and other features.

This pattern of centralized, decentralized (distributed) systems has repeated itself many times and will into the future.

This distribution is partially due to technological innovation and partially due to our constantly increasing use of computer services. Each phase of this process is pushed along by the technology which allows us to pack more and more power into smaller amounts of space. This process is evident in the increased power of mini and micro computers. As we strained to handle large amounts of data for business, the mini became useful in distributing enough intelligence to "batch" together this data and pre-process it before it was passed to the central computer system.

As the cycle continued, more of the generalized functions were performed by the remote systems. At many sites, this allowed local processing and reporting until the demand on these systems became so great so that they had to distribute their control to micros.

In the process control and instrumentation industry, we saw this distribution of intelligence in the form of smarter instruments. These instruments, usually sub-systems of other process equipment had micro computers built into them to handle normal functions along with diagnostics, self-test and calibration.

At the same time that these improvements

in our factory equipment was going on, the management became more comfortable with the use of computers. As usual, the more they used the data, the more data they wanted and the more quickly they wanted it collected. Along with the increase in the speed of data collection, they wanted greater assurance of the validity of the data.

SYSTEM ANALYSIS

Problem Statement

To analyze a system and generate a cost-effective solution requires two items. First, a problem must exist which needs analysis. Second, a system or elements of a system must exist.

The first step of understanding the problem and defining it, are far from a trivial exercise. This is because we must differentiate between a real problem and symptoms of the problem. For example, a "bottleneck" problem in the shipping department may be a problem of scheduling. Also, the problem definition may not be definitive enough to allow for easy understanding.

When analyzing a computer-related problem, the most important task is to view the problem without regards to the potential solution. In effect, the problem must be isolated and described in its functional terms, rather than its detailed terms. Although this may appear to be the natural way to proceed, in reality we tend to describe problems in terms of their solutions. An example of this, would be when a group of workers are trying to decide where to go for lunch and they begin by discussing whose car to take. Generally, in our daily life making this intuitive jump works in our favor, since it speeds up our final resolution.

Unfortunately, when we are working on system, it doesn't work because lack of proper description forces others to make inference concerning the reason behind our actions. Historically, poor problem analysis in the computer field has caused many applications to be delayed or fail completely. We must approach the system with as much knowledge as possible concerning the technology available, but with a limited amount of its assumptions.

FUNCTIONAL ANALYSIS

The next step is to define the objectives or outputs of the system. We use these to help determine and define the system requirements. For this area, there are many possible starting points, but probably the most effective is the critical areas. For example:

Maximum error rate

- . Terminal operator characteristics
- . Hardware characteristics
- . Equipment location
- . Backups
- . Minimum downtime/error reporting

Other items implicit to our network will be covered in the technical section on Local Area Networks.

OTHER CONSIDERATIONS

While going through the steps of the function analysis, we must consider the secondary outputs. These are the items which will come into play during or final decision, as users, in the selection of the solution or hardware.

The items to consider are the following:

- . Maintenance
- . Installation schedule/requirements
- . Ease of Training
- . Vendor Support
- . Ease of Updating

NETWORKS

Before we begin the analysis phase of our work, we will want to consider how the pieces of our system tie together. The device or concept that will allow all the systems equipment to communicate with one another is a local network. In this case, we use a local network as opposed to a public network because of the cost factor. On a public network, we would need many extra devices to allow the systems equipment to communicate with other equipment. Calls have to be originated and switched or directed to another piece of equipment. On the local network, all equipment is tied together via some common media, so in effect all equipment is attached to each other.

For this article, a local area network (LAN) will be defined as privately owned and/or administered by the user along with being geographically restricted (100-25,000 M.).

Often mentioned, when considering networks is the International Standards Organization Open System Interconnection (ISO/OSI) reference model. The model is used to help develop a conceptual relationship between various elements of the communications protocol. Unfortunately, for local networks, the model is extended to include an access layer. (see figure 1). Using the model, rules are then set up to define how each

level passes information to each upper or lower level. The overall model then gives communications specialists a way of viewing the total protocol or set of rules which define system to system communication. In our case this means, for example, where the position of the address of the device we are talking to is to be found in the transmitted data.

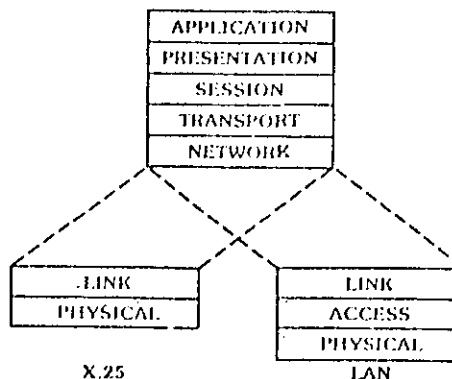
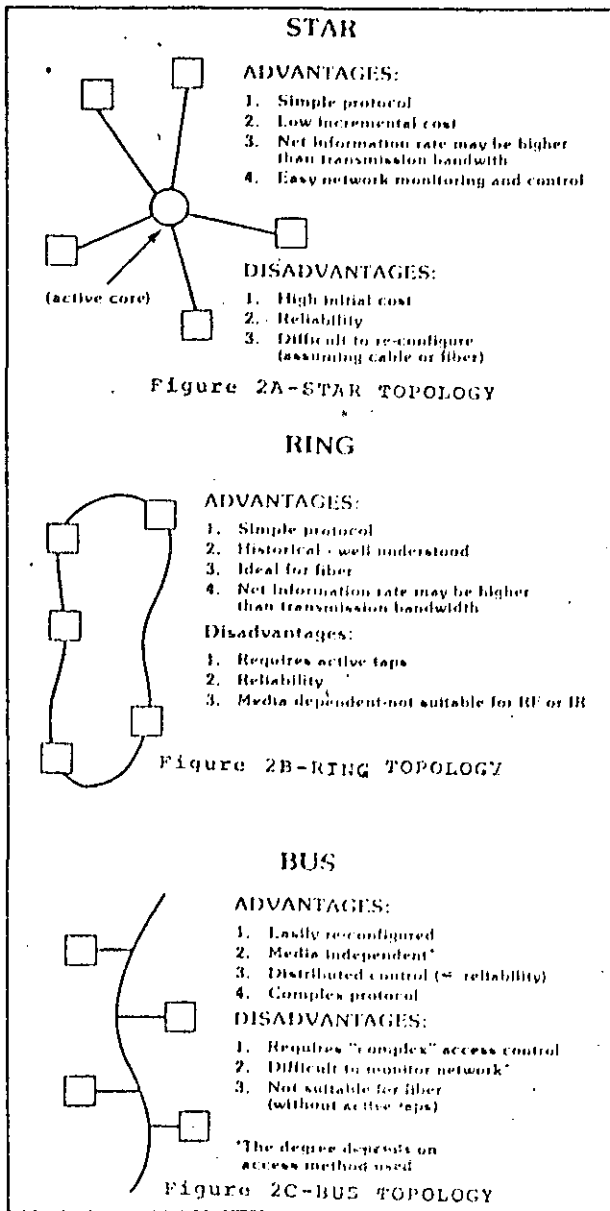


Figure 1 ISO - LOCAL NETWORK APPLICABILITY

Another consideration in the building of a network is the configuration (topology). Some examples of common topologies are star, ring and bus (see figure 2). The ring and star are used to minimize contention problems, which arise when multiple devices try to transmit data at the same time. The bus topology is used in local area networks because it allows for easier reconfiguration of the network. Along with this fact, is that the system reliability is inherently higher. This is because in a ring or star an active element (switch) is required to pass data along its path, where as the bus has the data accessible to all devices simultaneously. Although adding reliability, in the form of redundancy, is possible to the other topologies it makes it more difficult to reconfigure.

To those readers now panicked over the concern of broadcasting sensitive or confidential material over their network (i.e. partyline) there is a solution. Technology now exists to encrypt the data using the National Bureau of Standards data encryption standard. To this end, LSI implementing this standard is available in a cost effective range to implement into the system. Therefore, secured data can be readily transmitted over the network configuration. Another area of concern when implementing the system is that of the media which will allow the physical movement of data. This media can be anything: twisted pair, coax or radio. Which media is used is dependent on the access method. In fact, the fundamental decision to be made in designing a local network is the choice of which access method to use. The main access techniques at present are the carrier sense multiple access and token passing.



Time division breaks up time into small increments and effectively assigns a time when each device may talk. Frequency division does the same by breaking up the bandwidth of the media into distinct frequencies for talking. Both fixed assignments schemes require some centralized control, which from our previous discussion leads to a different topology. This scheme does not lend itself well for a factory environment where no significant data activity happens until an event is completed or an interruption occurs. For example, a reactor has 60 temperature sensors sending an updated reading every minute. Therefore, you assign sensor #1 the first second, sensor #2 the second second, etc. This fixed scheme is alright as long as nothing goes wrong, but if it does, the equipment cannot communicate its data because it may be someone else's time. Therefore, the data that would tell the host system what problem occurred and how the machine was rectifying it wouldn't be reported. The solution to this problem is to use a demand access scheme which allows devices to talk when necessary.

CARRIER SENSE MULTIPLE ACCESS (CSMA)

In this demand schedule, a device wishing to talk (transmit) listens first for the channel to be free, and then transmits its data. But, if two or more devices wish to talk at the same time, a problem arises. They both listen for the channel to be free than both would transmit and a collision would occur. Because the data will be garbled, some detection scheme must be used to correct and recover from this condition. In the simplest conceptual form, a higher "level" could check the data and force recovery and retransmission. But this process may have undo delays, therefore, carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) was devised. This scheme enhances its responsiveness by detecting collisions, while the data is being transmitted. The most serious drawback to this approach is the dependency on the media. This is because special cables, taps and hardware are needed to measure minute energy changes which might indicate multiple transmitters. Thus, cable installation and modification become time consuming, costly and requires specialists. Although several systems using CSMA/CD are available, the most notable is Ethernet, a joint offering by Xerox, Intel and DEC.

The CSMA scheme is basically simple, but has some faults which are especially serious to the process control or manufacturing environment. Because CSMA allows and expects collisions, access to the media cannot be assured in a specific time. Therefore, your sensor may not be able to tell the host that a process or temperature is increasing too rapidly. Although it may be acceptable for the office environment, it

ACCESS METHODS

Conceptually, the access method sets the rules for allowing devices to transmit, sequence and recover data. In its implementation, it insures that one device "talks" at a time. But, if more than one device is talking, the system and each device will recover correctly. When considering access methods, we must also consider the assignment scheme.

Two types of assignment scheme are: fixed and demand assignment. Two standard fixed assignment methods are frequency division and time division multiplexing (FDM and TDM).

is not feasible for the process control environment.

TOKENS

Token passing is a deterministic process, since each device has the exclusive right (one device at a time) to talk. It may then talk or pass the token to the next device, in an ordered logical ring. (figure 3). Each device sends the "token" or baton, to the next device with a higher address until the highest addressed device passes back to the lowest to start the process again, thus forming the logical ring.

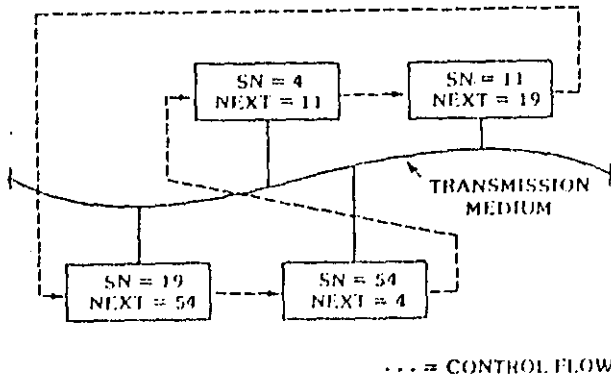


Figure 3 - Access Control Flow

Taking the time to pass the token completely around the ring without any messages the baseline or minimum system response time. Assuming that each device will transmit its total buffer during its time frame gives the maximum response time. Taking these two times into consideration can allow the user to make sure any action will be responded to within time. Also, the access scheme is media independent because complex logic does not have to be created to handle collision detection, because the normal mode of operation does not expect to allow collisions.

With this method you may also prioritize the devices on the bus. For instance, several devices or sensors may be of such a critical nature that you will allow these devices to transmit everytime they receive the token. But for other equipment which may have non-critical data, you may set their token priority such that they may transmit their data every fourth pass of the token.

In the past CSMA/CD was used because it was easier to implement. This was because the equipment only had to check that the media was free. Whereas the token method was more complex in that the token had to be passed in a logical manner. Fortunately, implementation of this access method in LSI allows the system designer to implement the token method easily.

SUMMARY

To begin, the problem must be defined in functional terms. Following this very explicit description, the analysis of the system should begin. The functional aspects of the system must be looked at. During this time, much thought has to be given to:

- . who will use the system
- . who will set-up the system
- . who will maintain the system
- . what will be the system outputs
- . when will the process begin
- . where will it be located

Other areas to investigate are response time, implementation strategy, how to change the system and how often will the system change. In the area of response time we need to consider what time is acceptable to respond to errors, etc. Remember, instantaneous to us may be several thousand cycles to a computer. Finally, check with others in the field and use a method that is acceptable to your environment such as a deterministic network for the process control environment.

REFERENCES

1. Stieglitz, Mark, "Local Network Access Tradeoffs," Computer Design, October, 1981.
2. Konsynski, B.R., and Bracker W.E., "Software Packages for Solving Network Puzzles," Data Communications, July, 1980.
3. Nelson, Jim; Graybe, Maris "Development of the IEEE 802 Local Area Network Standard", National Electronic Conference, October 26, 1981.
4. Stieglitz, Mark, "Local Area Networks, LSI's Next Challenge," Wescon, September 17, 1981.

DISTRIBUTED PROCESSING
THE CONTROL STRATEGY OF THE 80's

John L. Bala
Vice President of Engineering
Electronics Corporation of America
Cambridge, Mass. 02142

ABSTRACT

The advent of low cost microprocessor technology has revolutionized the design of control systems to be delivered in the 1980's. The availability of relatively inexpensive microcomputer systems has enabled a new generation of designs to be applied to control systems problems relating both to burner management systems and plant logic systems. The challenges of these designs are particularly critical when considering the safety requirement of these types of systems and the problems they pose to the design engineer. Providing a safe system that offers increased operational characteristics that can tolerate non-critical problems thus, allowing the plants of the future to operate more effectively is the control strategy of the 80's.

The key to success in these control systems is a more efficient combination of redundancy and distributed processors each handling a very small responsibility of a much larger system configuration.

INTRODUCTION

The advent of the microprocessor and associated advances in very large Integrated Circuits (VLIC) has created new opportunities for the design of control systems. The VLIC technology has made possible the use of relatively powerful computers, in even the simplest controls. The application of microprocessors in safety oriented systems requires a totally different engineering design strategy than in laboratory instruments, calculating devices or machine controls not requiring fail-safe operation.

Designing with Very Large Integrated Circuits does not mean that reliability is sacrificed for safety. The opposite is true; the microprocessor permits the control system to differentiate between failures that are unsafe and require critical action, and those failures that degrade performance but have no impact

on safety. Reliability is improved with a strategy that couples a distribution network of control processors and involving a multiplicity of processors and redundancy in which distributed processing alone does not provide adequate reliability. An example of this concept is in Burner Management Control Systems. Most process and utility boilers utilize multiple burner configurations. The loss of any particular burner would result in a load change, but seldom would a boiler be lost if a single burner were to fail. However, if the common logic of a multiple burner boiler fails, the normal control system action would require tripping the boiler.

The design approach to match the boiler operation is ideally suited for microprocessor based systems which allow for both redundancy and load distribution. This concept is the basis of the ECA 5100 System design.

A major problem of distributed processing networks is the ability to communicate from processor to processor. This problem is more severe in safety oriented systems in that the communication of trip signals must be safeguarded to minimize false trips and not jeopardize safety. This paper deals with various microprocessor systems and the design techniques to insure secure processor-to-processor communications.

All modern control systems, and particularly those in Burner Management Systems, utilize voltages in excess of 48 volts to burn away contact oxidations. These voltages obviously are too large to be used directly in microprocessor control systems, therefore, these signals must be attenuated to those levels that are compatible with logic circuits. Typically, opto-isolators are the most common means of attaining this conversion. Fail safe designs require that these field inputs be proven, or that the failure mode be one that is detectable. In addition, the modern control system must be capable of sensing

hundreds of field inputs while generating hundreds of outputs, to operate a modern boiler. Securing the electronic communications system associated with inputs and outputs is just as critical as securing interprocessor communications.

The hardware used in control systems must be complemented by equally capable software. Process-capable software must be able to distinguish between those faults that represent potential safety hazards, and those which represent degraded performances. An example of this determination can be equated with memory failures as compared with an indicator failure. The software in fail safe systems must be capable of identifying and categorizing all system related failures. An independent means must be provided as a "last ditch" tripping means independent of the software failure detecting means, in all other case the software must be capable of isolating hardware and software errors.

The operating system which appears to be ideal in control system designs involves the execution of sequential logic. This approach has the advantage of a "raceless" form of logic that is ideally suited for the digital filtering of transient conditions to eliminate the effects of electrical noise. The sequential logic execution permits full use of the processor, to cycle repetitively much like a music box playing the same tune continuously. Alternative approaches using interrupt processing or change detecting techniques, lack the corrective capability of the sequential execution.

The system is designed to minimize the number of components and maximize the dependence on software. The major advantage is that the designer need not be concerned with the electronic failure mode of the logic. Since the sequential logic has no short or open circuit conditions it is inherently safe. Therefore, the system must be capable of diagnosing it's own status and tripping the load circuits on critical failures. The logic designer need only be concerned with boiler logic.

In addition to the operating system a complete range of utility programs are necessary to effectively utilize microprocessors in diverse applications. The availability of skilled programmers and engineers would limit the use of microprocessors if unique machine language programs would have to be developed for each new design. Even compilers like PASCAL and PI create applications problems for the average engineer. However, a simplified BOOLEAN compiler designed to the level of the application engineers, requires little software training and enables logic problems to be solved in

familiar terms. Real-time simulation programs enable the process engineer to evaluate the applications software for errors of logic as well as clerical errors. This is extremely important when analyzing many diverse boiler designs and operating conditions and qualifying those operations which are safe and those that are not.

The basic software described in this paper provides additional capabilities necessary to integrated computer-aided design and manufacturing principles (CAD/CAM).

DESIGNING FOR SAFETY

The design techniques utilized today for safety, fall into two basic classes. Safety through redundancy and safety through voting processors.

The redundancy approach consists of synchronizing two identical processors and utilizing coincident outputs (Figure 1).

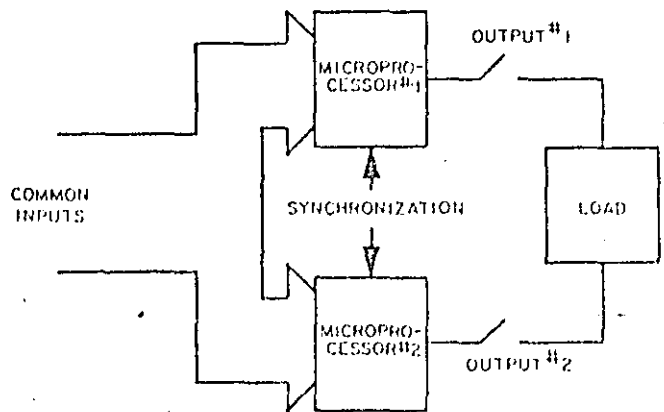


FIG. 1 COINCIDENT SIGNALS FROM TWO MICROPROCESSORS PROVIDE FAIL SAFE CONFIGURATION.

The block diagram shows two processors with shared inputs whose outputs require coincident signals for each processor to energize a given output. In this case, processor synchronization must be maintained through the entire operation of the system. This type of system has the disadvantage that synchronization will depend on the tolerances of many of the systems components, in addition to the additional circuitry to provide the redundant design approach.

A second approach that has been utilized to provide fail safe operations through redundancy is in a voting technique (Figure 2),

with a dynamic fail safe circuit.

This unique circuit eliminates the complexity of voting and redundancy schemes while providing a direct means of disengaging the load circuits.

The circuit operates from a continuous pattern of coded pulses transmitted from the microprocessor to each Input/Output module connected to the processor. These pulses are compared to a fixed reference and coupled thru a low pass filter element into a current pump circuit that energizes a relay coil. The pulse train with the correct frequency and mark space ratio, must be maintained or the circuit will automatically trip, removing power directly from the output circuits. Failure of any component, frequency clock or data code, will cause the fail safe circuit to trip. This circuit operates independently of any control action that the processor may be involved in, and acts as both a hardware check and software check of the microprocessor. All critical failures drop the outputs by shutting off the pulse coded failure data. The circuit is initiated with an external reset push button or by an automatic reset with the removal of power.

ADDITIONAL FAIL SAFE MEASURES

In addition to the "last ditch" fail safe circuit the micro-system design has the capability to exercise the control system and determine faults that might normally go undetected. The faults degrade the system operation, but allow the system to continue running until the fault condition is determined to be unsafe; at which time the software fail safe code is halted and the safety circuit trips.

The diagnostic system runs continuously, testing both hardware and software. The processor checks include dynamic RAM, Instruction and ROM sum checks.

Hardware checks utilize a watchdog clock to monitor the crystal clock, input quality check, output quality checks and data base checks.

The software checks the program execution of all sub-routines, timers, and data base. These programs are tested for sequential operation with entry and exit sequences maintained. The data base checks insure that the logic portion of the program is properly executed. Figure 4

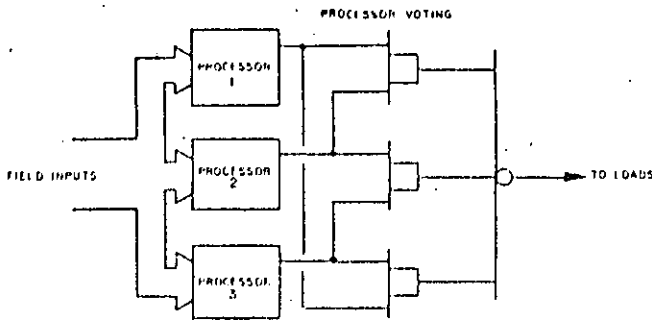


FIG. 2 FAIL SAFE OPERATION THROUGH REDUNDANT VOTING

whereby three processors are used and the control algorithm is based on a voting of the best two out of three commands.

Although this arrangement improves reliability, its cost and complexity does not lend itself to implementing this approach to the industrial environment.

One negative aspect of the designs just described, relate to the lack of means of disengaging control outputs independent of the processor itself. One could conceive of an electronic control directly engaging a valve spontaneously. The circuit described in Figure 3

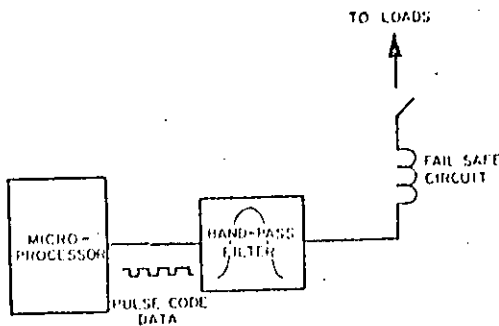


FIG. 3 E.C.A. MICROPROCESSOR DYNAMIC FAIL SAFE CIRCUIT

provides a means of disengaging outputs and utilizing a single processor control

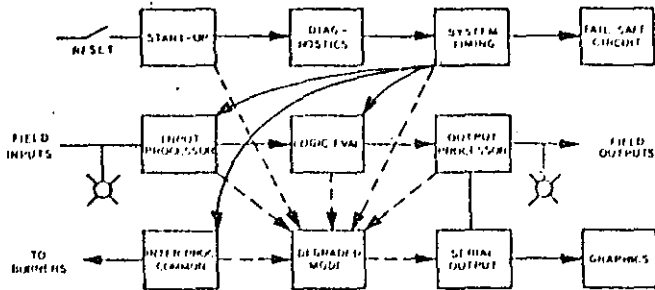


FIG. 4 SOFTWARE INFORMATION FLOW

shows the software interaction and safety checks. The system utilizes redundant timers in a coincident up-down count to ascertain correct timed functions.

INTERPROCESSOR COMMUNICATIONS

Interprocessor communications are controlled by selecting one processor as a data bus master. This master processor sequentially addresses each processor tied to a data network and initiates a synchronous bi-directional data transmission. Only the addressed processor can effect a data transfer, any other processor tied to the data bus has its output circuits electronically reset; only the addressed processor can transmit data. Data transmitted in each direction on the bus is encoded, so that the loss of several data lines can still provide proper transmission of data. In this manner, the processor trip commands can be secured when transmitting via the data bus.

The master processor is totally in control of the interprocessor communication. In order to maintain controller integrity, each remote processor must sustain its own operation for several seconds until the master processor updates the data base. Failure to update the data base will effect a trip of the remote processor fail safe output control circuits. Remote processors are sequentially addressed by the master controller. A command signal existing for a few milliseconds interrupts the local processing and transmits and receives a block of data.

Data is coded by the transmitting processor and encoded by the receiving

processor. The theoretical error rate of this decoding technique is one bit in error every 1000 years. The encoding technique permits three of eight data lines to be inoperative and still maintain proper communication, thereby increasing both reliability and safety.

TYPICAL APPLICATION OF THE CONTROL SYSTEM STRATEGY

The application of the distributed processor system concept to a four burner boiler, is exemplified in Figure 5.

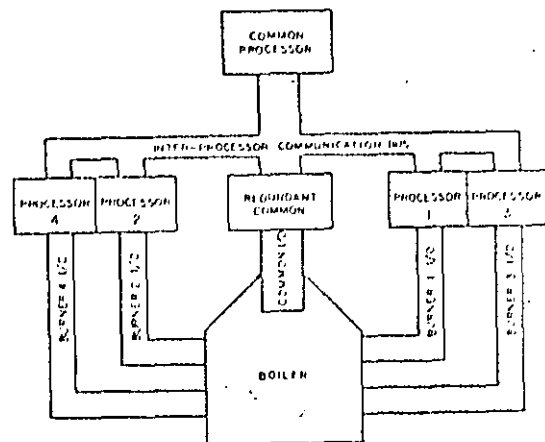


FIG. 5 TYPICAL 4 BURNER DISTRIBUTED SYSTEM

This example identifies the typical interconnection hierarchy of field inputs brought into the system from remote areas of the boiler to the individual burner and common controls. Data is processed in the assigned manner whereby burner #1 represents all the processing necessary to maintain itself independent of the other burners. The common controller acts on the data bus master to control all common boiler functions.

The common also provides a means to provide diagnostic data to a message center and means to record events in real time. A serial data channel provides the greatest flexibility and standardization for this class of output device. Figure 6

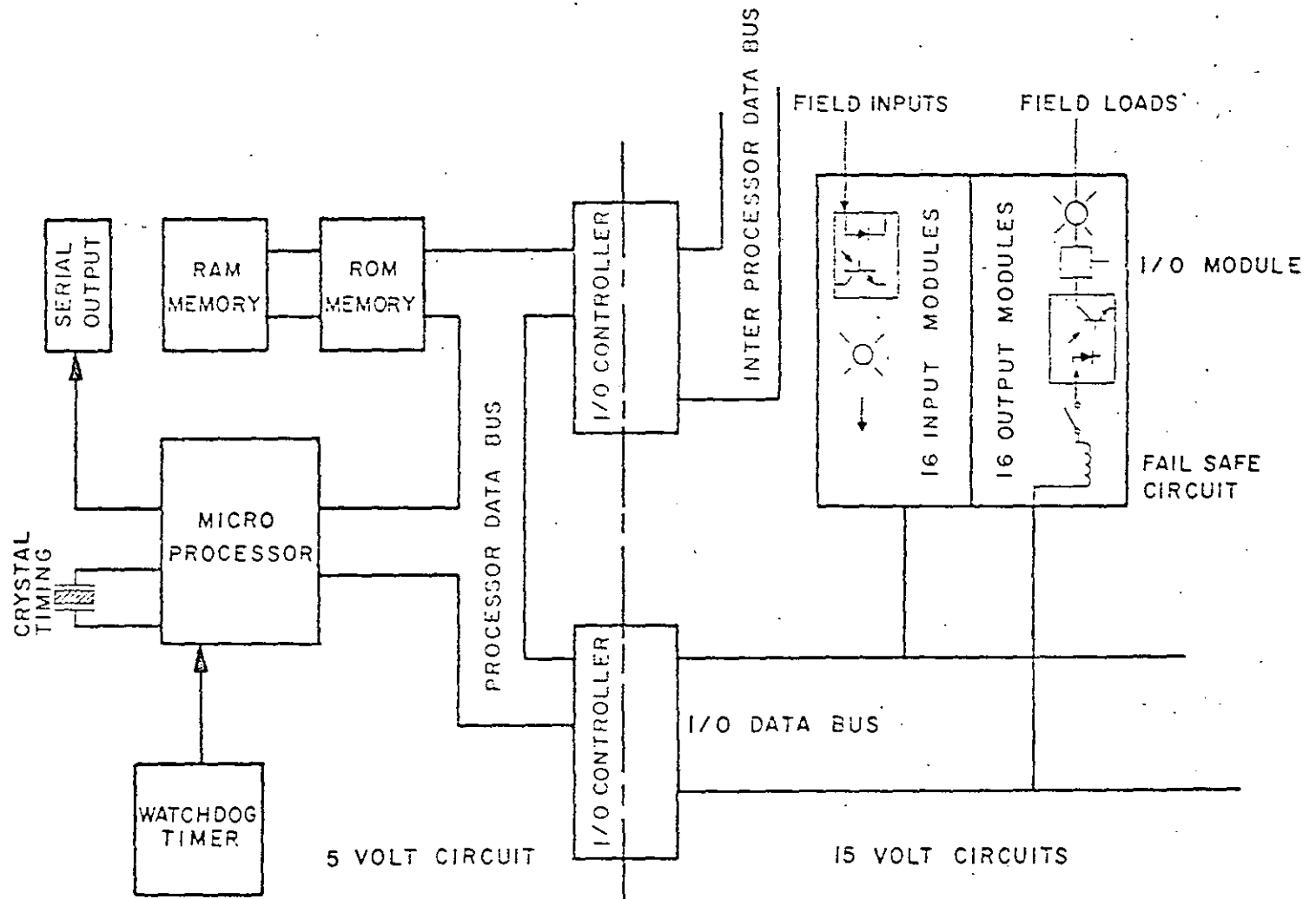


FIGURE 6. ECA 5100 SYSTEM ARCHITECTURE

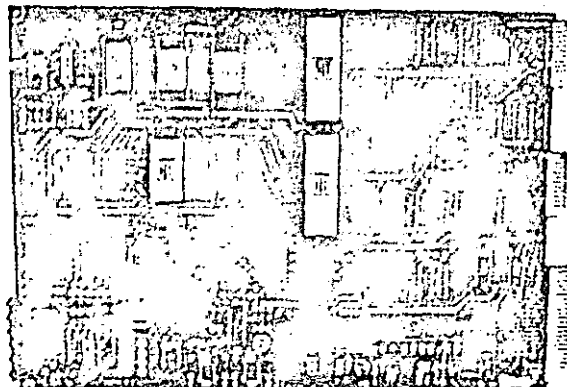
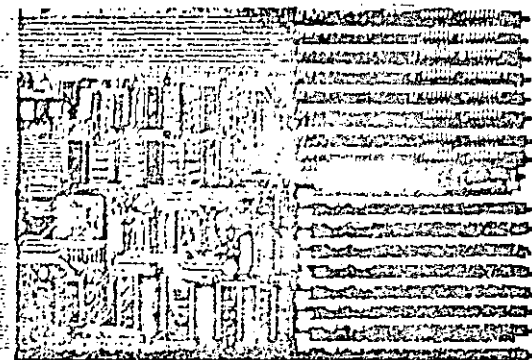


FIGURE 7

breaks the control hardware to a greater level of detail, whereby each processor addresses its own input/output by means of a data bus as well as its connection to an inter-processor communication data bus. The fail safe code accompanies the I/O data structure. In this structure each processor maintains its own local I/O while transmitting and receiving data with the common processor.

The common logic contains a redundant processor that monitors the fail safe data. Any timing interruption of the pulse coded data will cause the redundant processor to automatically take control of the I/O and intercommunication data bus and force the primary processor into reset. The input/output bus has the capability to address 16 inputs circuits and 16 output circuits per card. A design maximum of 15 modules limits the total number of I/O per processor. In addition, the I/O modules monitor fuse and power conditions. The system software is designed to exercise the electronic circuitry to call out any circuit failures either on the data bus or in the I/O circuitry.

The output circuits utilize 3 terminal regulators to protect them and eliminate the need for fusing field connections. Additional circuits sensing the output status indicate to the processor that the outputs have followed the processor commands.

The system configuration outlined in this paper represents not only concepts but, in fact, applied technology. ECA has delivered, made operational, and has on order, many 5100 systems utilizing the distributed concept of fail safe process systems.

shows a photograph of the two modules that make up the ECA 5100 distributed processing system. The controller module contains a microprocessor based circuit with the elements of control outlined in this paper, memory, timing, logic and dynamic diagnostic activity monitor. The I/O module contains the capability of 16 field inputs and 16 field outputs per module. Optical isolation circuits are packaged two per module and plugged into connectors permitting a selection of wide array of field input voltages of both AC and DC.

The I/O modules each contain the fail safe circuit that automatically disconnects the load upon a trip command. The ECA 5100 system sources electrical current to the plant loads. These devices are current limited to protect the system from short circuits. The block diagram in Figure 6 provides the architecture with the emphasis on automatic diagnosing monitoring.

The assembly of the controllers and I/O modules, into a complete system, is shown in the following examples.

This paper has dealt with the application of a control system strategy of computer based devices to control plants and factories with the additional requirement of fail safe operation in hazardous applications. However, it also provides new challenges as industry strives to reduce costs by improving efficiency.

ACKNOWLEDGEMENTS

The author is indebted to my colleagues R. Zapolin and B. Hruil who were instrumental in developing this unique control system strategy. I also wish to acknowledge the support of Dr. A.G.B. Metcalf and his confidence in the engineering team and technology that made the 5100 system possible.

REFERENCES

- (1) Intel 8085A Reference Manual.
- (2) National Fire Protection Association. Ref. 85B.
- (3) Pegler, S.M., Jones, G.E. and Weall, P. The Application of Microprocessors to Burner Controls.

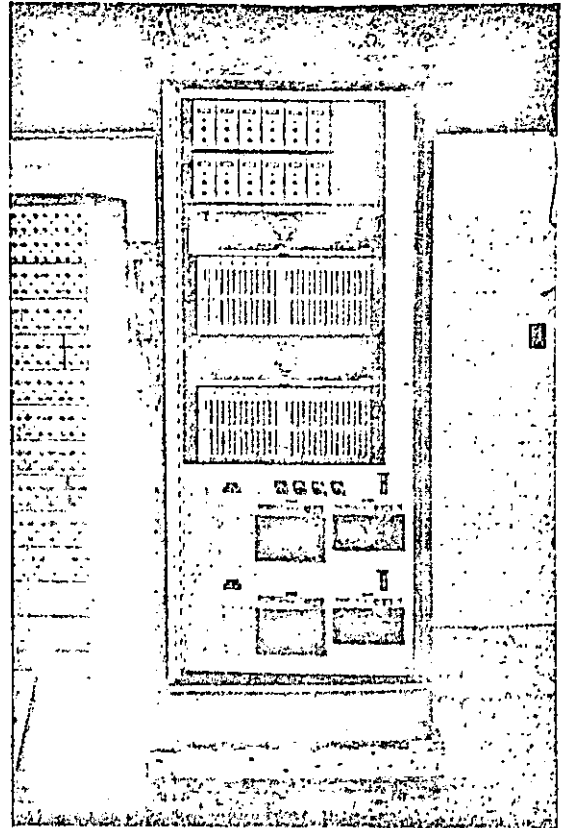


FIGURE 8

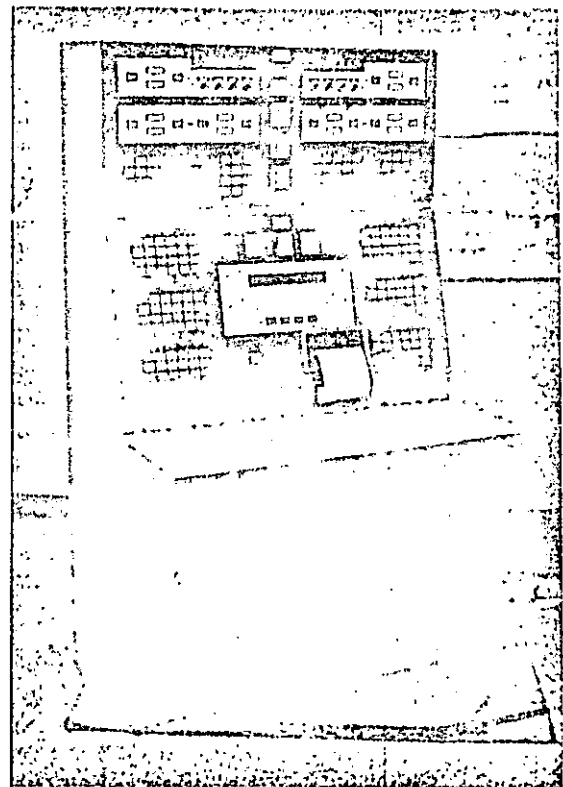


FIGURE 8a

DIGITAL OPTIMIZATION of UTILITIES
WITH MAXIMUM SECURITY

Sig Westheimer

Honeywell, Inc.
Industrial Utilities Management Specialist
6140 Westline
Houston, Texas 77036

When measuring the worth of any energy management system one must evaluate many things. Included would be:

- A. How much savings will it provide in the utilities area?
- B. How much will it cost to purchase and install this system?
- C. How easily can the system be expanded or changed?
- D. What are possible problems in the area of operator interface and acceptance?
- E. What kind of impact will it have on the security of the process that it optimizes?

This paper addresses Item E, security. It also considers Item D, operator interface, to the extent that it affects security.

Since all energy management systems utilize a large scale digital computer, a review of the evolution of digital control may best demonstrate our security features.

The first digital systems offered for process control were DDC - Direct Digital Control - with all of the control functions being done by a large scale CPU - Central Process Unit. (Figure 1)

DDC offered many desirable features that analog systems did not possess:

- . Flexibility because functions were not fixed in hardware.
- . Precise setability of spans, setpoints, control settings, etc.
- . No drift in settings.
- . On-line diagnostics and hardware failure reporting.
- . Greater ability to relate groups together into an integrated system.

While all of these advantages reside in digital control, the major disadvantage of DDC was its inherent lack of security. If the CPU failed, the entire control system would come to a stop. Even with redundant computers or manual and/or automatic analog backup, most processes suffered from the lack of security, and either form of backup was very costly.

DDA - Digitally Directed Analog (Fig 2)- control then evolved. The computer would calculate the most desirable setpoint for a

control loop and provide it to an otherwise conventional analog controller. This method added security to the control system should the computer fail. It lost, however, most of the desirable features of digital control.

In 1975 Honeywell introduced IDC 2000 (Fig 3), a totally distributed control system. The distributed digital control system combines the advantages of digital control with greater security than any previously known control system, digital or analog. This control system incorporates the use of microprocessor controlled files that operate independent of one another. As such, no centralized security risk exists.

For some years now, we have successfully been applying this Distributed Control System to the task of controlling boilers. When the need for reducing the cost of utilities became more urgent, optimization of these processes required advanced control capabilities that could easily be performed in a large scale Central Process Unit. These advanced optimization calculations might include contractual considerations for electrical interchange or fuel cost, efficiency calculations on all of the equipment in the utilities area (boilers by ASME heat loss and/or input/output method), and many more. To meet this need, we developed an Industrial Utilities Management System (IUMS) - an application software package that resides in a Central Process Unit. The computer interfaces with the process through the distributed controls. This means that we can deliver the ultimate in process optimization, data gathering, displays, reports, etc., without giving up any of the system security that was so painstakingly built into the distributed control system.

All of the components that make up the distributed system - Operator Stations, Controller Files, Process Interface Units - communicate with each other through a 75 ohm, coaxial cable data hiway (Fig 3). When the system is enhanced with a computer, the computer is also connected to this data hiway (Fig 4). This enables the computer to communicate with every other segment of the system. It can optimize

the process by changing setpoints or multiplier values. It can log, trend and/or maintain a historical record of any variable entering the Controller Files or Process Interface Units plus any calculated variables. It can produce a myriad of logs.

Should the computer require a maintenance mode for any reason, the enhancements it brings to the system would be suspended, but in no way would the control system be affected; i.e., for the length of time that the computer is out of service, you will lose the boiler optimization features, but the boiler will continue to be controlled to the last optimal setting values received from the computer.

The computer normally communicates with the process through the computer-related algorithms in the TDC 2000 basic system. These are:

- . Computer Manual (CM)
- . Computer Manual/Automatic (CMA)
- . Computer Setpoint Control (SPC)

While energy management can be (and usually is) applied to all of the utilities - purchases, conversions, usages - for simplification, the examples of interfaces used will be specific to boilers.

Steam generation variables most commonly optimized are:

- . Economic Load Allocation (if more than one boiler is contributing to a given steam header)
- . Economic Fuel Allocation (if more than one fuel is used)
- . Fuel/Air Ratio

A look at some of the boiler controls that operate independent of the computer, but can be enhanced with computer inputs, will emphasize the security features. This example shows a Plant Master and three Boiler Masters (Fig 5). Of course there is one Boiler Master per Boiler and any number could be used.

The computer will determine the desired contribution from each boiler to most economically satisfy the load requirements, and will bias the Boiler Masters accordingly. Should the computer fail, the basic controls would continue to supply the steam requirements as needed to maintain a constant steam header pressure.

As demand changes take place during the time that the computer is out of service, the system may depart from its most economical loading, but it never loses control of the steam header pressure.

If multiple fuels are utilized (Fig 6), the computer can assign fuel usages per boiler to achieve economic optimization while considering:

- . Boiler efficiency per fuel
- . Fuel availabilities

Should the computer fail, the boiler controls would continue to function and the firing rate demand of the boiler would continue to be satisfied.

The Fuel/Air ratio is normally automatically set to control some stack gas condition (O₂, CO, combustibles, etc.) (Fig 7). The computer can provide the optimal setpoint for the selected variable based on economics. This is a dynamic value because of varying loads, fuels, etc. Should the computer fail, you would continue to control the stack gas to the last optimal setting provided by the computer.

An alternate "computer failure control" (Fig 8) method could allow the stack gas setpoint to be received from a cascaded index of load or some other source of your choosing.

Compare the system security discussed in these examples with the lack of security in some systems.

If DDC is used for energy management, the implication is clear. We have already discussed its lack of security.

If DDA is used to back up the DDC system, or even worse, if the existing control instrumentation is used as backup, we have all of the disadvantages covered earlier. Additionally, since the analog system may be used only in a backup mode, there's no assurance that the system is operable when needed; bumpless transfers may not be possible on "computer failure"; and last but not least, the operator will be operating from a totally different type and set of equipment.

Managing utility cost is very important in American industry today. It's important to know that savings in these areas can be obtained without sacrificing the security of the utility systems.

SJW/wjj

References:

"Design considerations for achieving reliable control within shared microprocessor based digital controllers" by Phil Bur
Paper #541 ISA/76 International Conference

"Operator interface in distributed control system" by C.R. Stewart
Paper #544 ISA/76 International Conference

"Improving the efficiency of individual boilers by microprocessor control" by Laszlo Takacs, Power Magazine Nov. 1977 Page 80
"DDC comes of age at Martins Creek" by J. H. Daniels & Frank Sandt, ISA Power Symposium, Boston 1974

"Trend toward software control systems in power plants" by J.W. King & R.S. Bilski, Pacific Coast Electrical Association, 1979 Engineering & Operating Conference, Connessville

DIRECT DIGITAL CONTROL

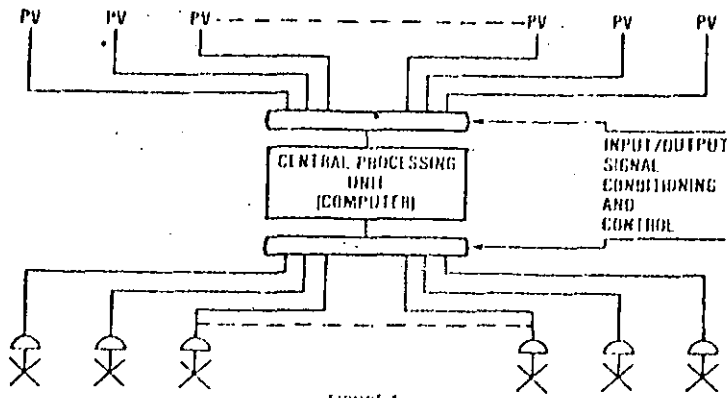


FIGURE 1

DIGITAL DIRECTED ANALOG

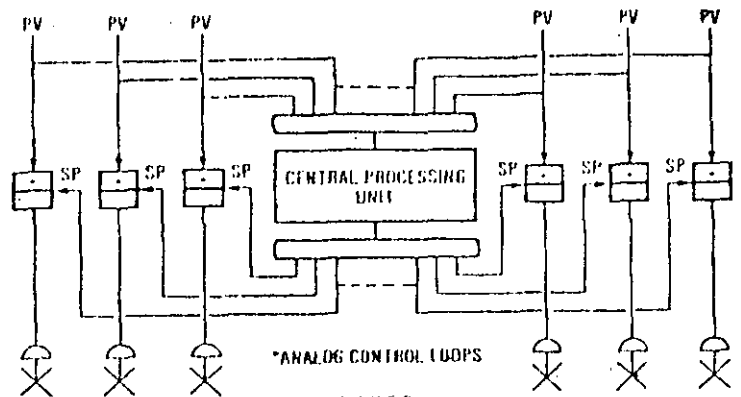


FIGURE 2

DISTRIBUTED CONTROL

TDC 2000 BASIC SYSTEM

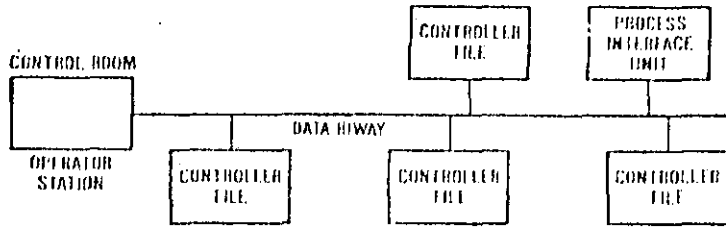


FIGURE 3

DISTRIBUTED CONTROL

TDC 2000 BASIC SYSTEM

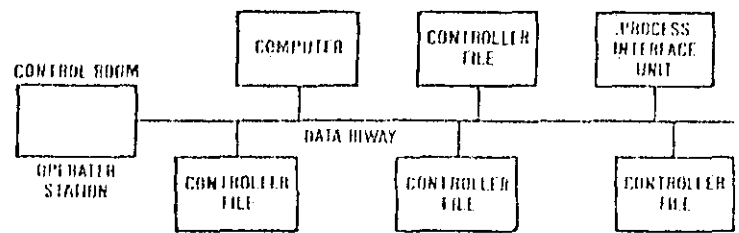


FIGURE 4

ECONOMIC LOAD ALLOCATION

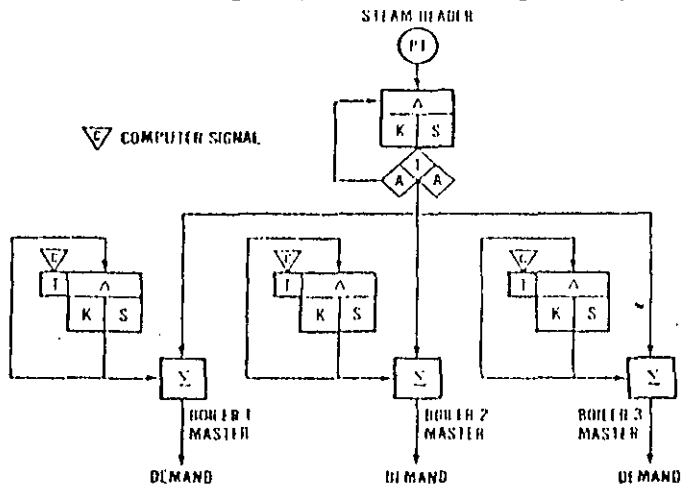


FIGURE 5

ECONOMIC FUEL ALLOCATION

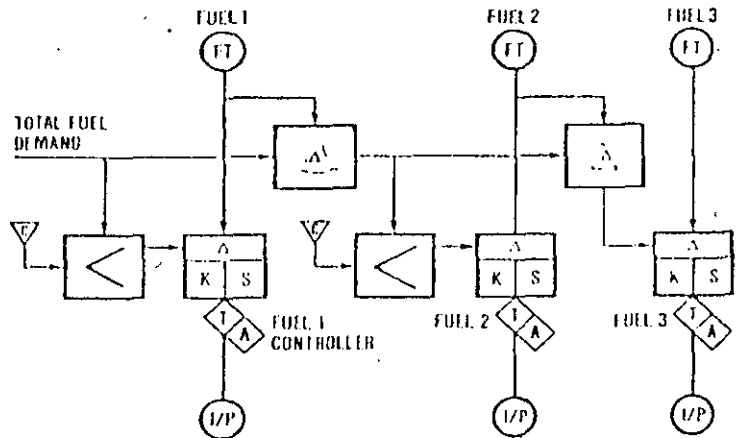


FIGURE 6

FUEL/AIR RATIO CONTROL

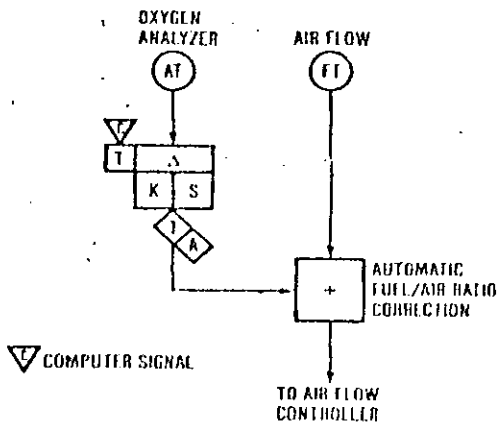


FIGURE 7

FUEL/AIR RATIO CONTROL ALTERNATE

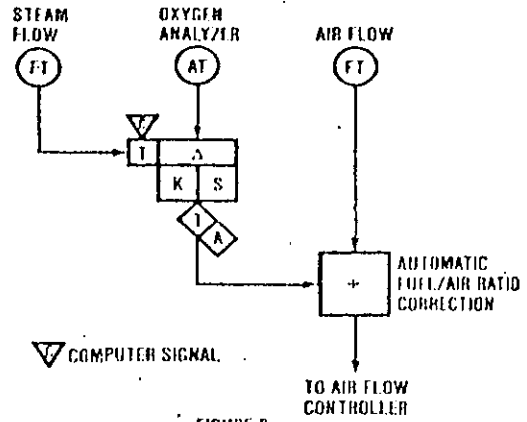
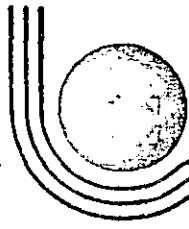


FIGURE 8



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

PRACTICAS DE FILTRADO Y AMPLIFICACION

PRACTICA No. 1 CIRCUITO CROSSOVER

PRACTICA No. 2 FILTRO PASO BANDA DE ORDEN 4 CON APROXIMACION ELIPTICA

PRACTICA No. 3 AMPLIFICADOR DE SEÑAL PEQUEÑA

JAVIER VALENCIA FIGUEROA

MARZO, 1985.

PRACTICA # 1.

TITULO: CIRCUITO CROSSOVER.

1. OBJETIVOS.

- 1.1 PODRA ENUNCIAR LAS VENTAJAS Y LIMITACIONES QUE PRESENTA LA CONFIGURACION DE REALIMENTACION MULTIPLE-GANANCIA INFINITA.
- 1.2 HABRA MEDIDO LA GANANCIA EN LA FRECUENCIA DE PASO (H_0).
- 1.3 HABRA UTILIZADO CORRECTAMENTE ALGUN METODO SISTEMATICO PARA LA SINTESIS DE FILTROS ACTIVOS.
- 1.4 DADO UN PROBLEMA DE FILTRADO, HABRA PROPUESTO UNA SOLUCION SATISFACTORIA CON FILTROS ACTIVOS.

2. INTRODUCCION.

EXISTE UNA INFINITAD DE CONFIGURACIONES PARA IMPLEMENTAR FILTROS ACTIVOS, CADA UNA DE ELLAS PRESENTA VENTAJAS PARA CIERTAS APLICACIONES. EN LA PRIMERA PRACTICA DE FILTROS ACTIVOS INTRODUCIREMOS UN METODO SISTEMATICO PARA OBTENER FILTROS DEL TIPO REALIMENTACION MULTIPLE-GANANCIA INFINITA. EL METODO DE DISEÑO ESTARA ENFOCADO EXCLUSIVAMENTE A OBTENER FILTROS DE PRIMERO Y SEGUNDO ORDEN, EN LA INTELIGENCIA DE QUE CUALQUIER OTRO FILTRO MAYOR SE PUEDE LOGRAR INTERCONECTANDO EN CASCADA BLOQUES DE PRIMERO Y SEGUNDO ORDEN.

EN ESTA PRACTICA SE UTILIZARA EL PROCEDIMIENTO, LAS TABLAS DE DISEÑO Y AJUSTE DE FILTROS ACTIVOS DADOS EN LA REFERENCIA UNO.

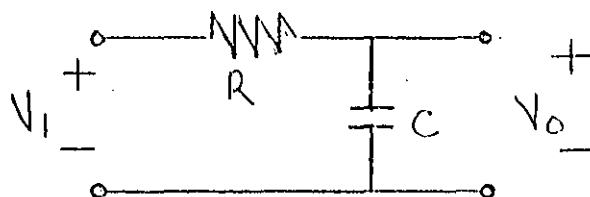
A CONTINUACION SE PRESENTAN BREVEMENTE LAS REALIZACIONES DE FILTROS RC DE PRIMERO ORDEN. CON UN SOLO POLO ES POSIBLE REALIZAR SOLAMENTE LOS FILTROS PASO BAJAS Y PASO ALTAS.

A. FILTRO PASO BAJAS DE PRIMERO ORDEN.

FUNCION DE TRANSFERENCIA

$$H(S) = H_0 \omega_0 / (S + \omega_0)$$

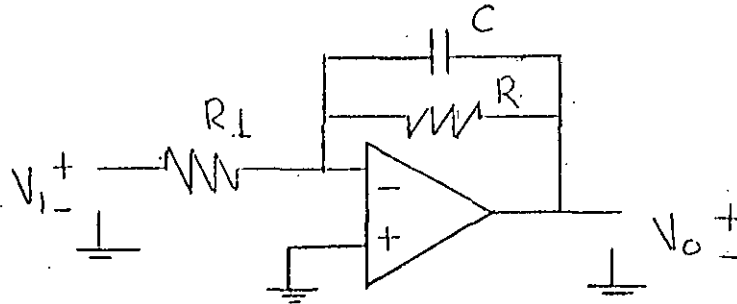
REALIZACION CON ELEMENTOS PASIVOS UNICAMENTE (FIG.# 1)



$$H_0 = 1$$

$$\omega_0 = 1 / RC$$

REALIZACION CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL (FIG. # 2).



$$-H_0 = -R / R_1 \quad (\text{ENTRADA INVERSORA})$$

$$H_0 = (R / R_1) + 1 \quad (\text{ENTRADA NO INVERSORA})$$

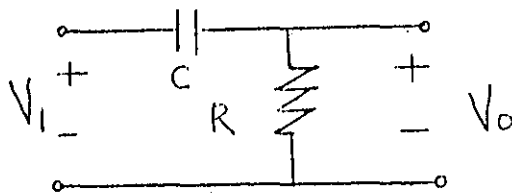
$$\omega_0 = 1 / RC$$

B. FILTRO PASO ALTAS DE PRIMER ORDEN.

FUNCION DE TRANSFERENCIA:

$$H(S) = H_0 S / (S + \omega_0)$$

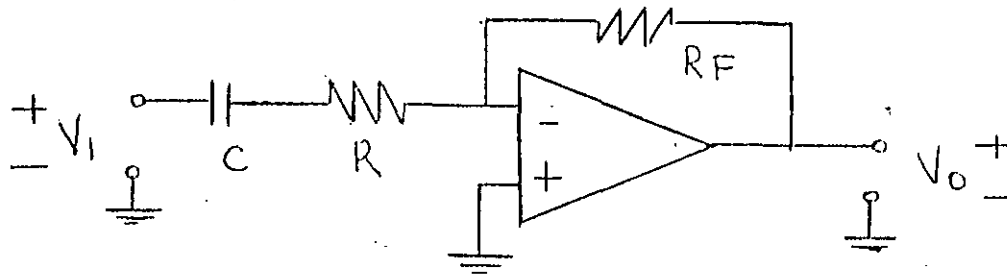
REALIZACION CON ELEMENTOS PASIVOS UNICAMENTE (FIG # 3).



$$H_0 = 1$$

$$\omega_0 = 1 / RC$$

REALIZACION CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL (FIG. # 4).



$$H_0 = - R_F / R \text{ (ENTRADA INVERSORA)}$$

$$H_0 = (R_F / R) + 1 \text{ (ENTRADA NO INVERSORA)}$$

$$\omega_0 = 1/RC$$

C. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO:

DADO: H_0 y $\omega_0 = 2 \pi f_0$

ESCOJA UN VALOR CONVENIENTE PARA C

APLICANDO LA FORMULA $\omega_0 = 1 / RC$

ENCONTRAR EL VALOR DE R.

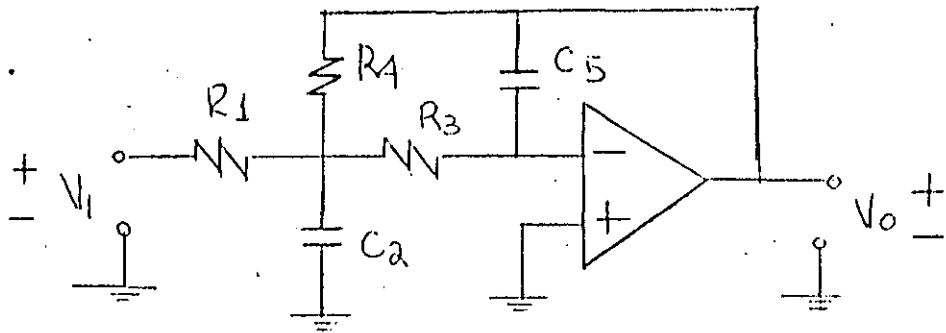
SE TIENE QUE RECORDAR QUE H_0 ES LA GANANCIA DEL FILTRO Y f_0 LA FRECUENCIA DE CORTE.

D. FILTROS DE SEGUNDO ORDEN DE GANANCIA INFINITA-REALIMENTACION MULTIPLE PASO BAJAS.

LA FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$H(S) = H_0 \omega_0^2 / (S^2 + ALFA \omega_0 S + \omega_0^2)$$

LA CONFIGURACION ES (FIG. # 5).



$$H_0 = R_4 / R_1 \quad \omega_0 = \sqrt{1 / R_3 R_4 C_2 C_5}$$

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO:

DADOS: H_0 , ALFA y $\omega_0 = 2 \pi f_0$

ESCOJA UN VALOR CONVENIENTE PARA $C = C_2$

HAGASE $C_5 = K C$ DONDE $K=0.1$

CALCULESE:

$$R_4 = \frac{\alpha}{2 \omega_0 C K} \left[1 \pm \sqrt{1 - 4(H_0 + 1)K} \right] / \alpha^2$$

$$R_1 = R_4 / H_0$$

$$R_3 = 1 / (\omega_0^2 C^2 R_4 K)$$

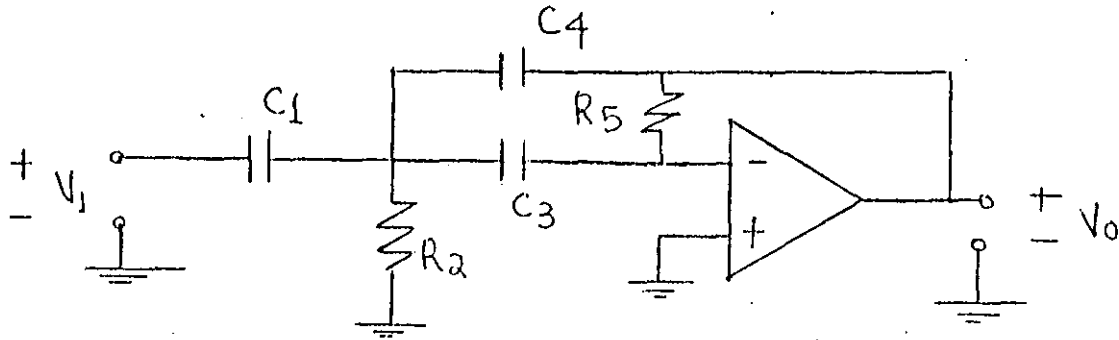
ESTE PROCEDIMIENTO ES ITERATIVO Y CONCLUYE CUANDO SE HAYAN OBTENIDO VALORES ADECUADOS (COMERCIALES) PARA TODOS LOS COMPONENTES.

E. FILTROS DE SEGUNDO ORDEN DE GANANCIA INFINITA-REALIMENTACION MULTIPLE PASO ALTAS.

LA FUNCION DE TRANSFERENCIA ES:

$$H(S) = H_0 S^2 / (S^2 + ALFA \omega_0 S + \omega_0^2)$$

LA CONFIGURACION ES (FIG. # 6).



$$H_0 = C_1 / C_4$$

$$\omega_0 = \sqrt{1 / R_2 R_5 C_3 C_4}$$

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO:

DADOS: H_0 , ALFA y $\omega_0 = 2 \pi f_0$

ESCOJA UN VALOR CONVENIENTE PARA $C = C_1 = C_3$

CALCULESE:

$$R_5 = (2 H_0 + 1) / \text{ALFA } \omega_0 C$$

$$R_2 = \text{ALFA} / \omega_0 C (2 H_0 + 1)$$

$$C_4 = C_1 / H_0$$

ESTE PROCEDIMIENTO ES ITERATIVO Y CONCLUYE CUANDO SE HAYAN OBTENIDO VALORES ADECUADOS (COMERCIALES) PARA TODOS LOS COMPONENTES.

3. TRABAJO DE CASA.

DISEÑAR EL CIRCUITO DE CROSSOVER QUE SE MUESTRA EN LA FIG # 7

AMBOS FILTROS ACTIVOS DEBERAN CUMPLIR CON LAS SIGUIENTES CARACTERISTICAS:

CONFIGURACION . . . GANANCIA INFINITA-REALIMENTACION MULTIPLE.

TIPO DE RESPUESTA . . . BUTTERWORTH.

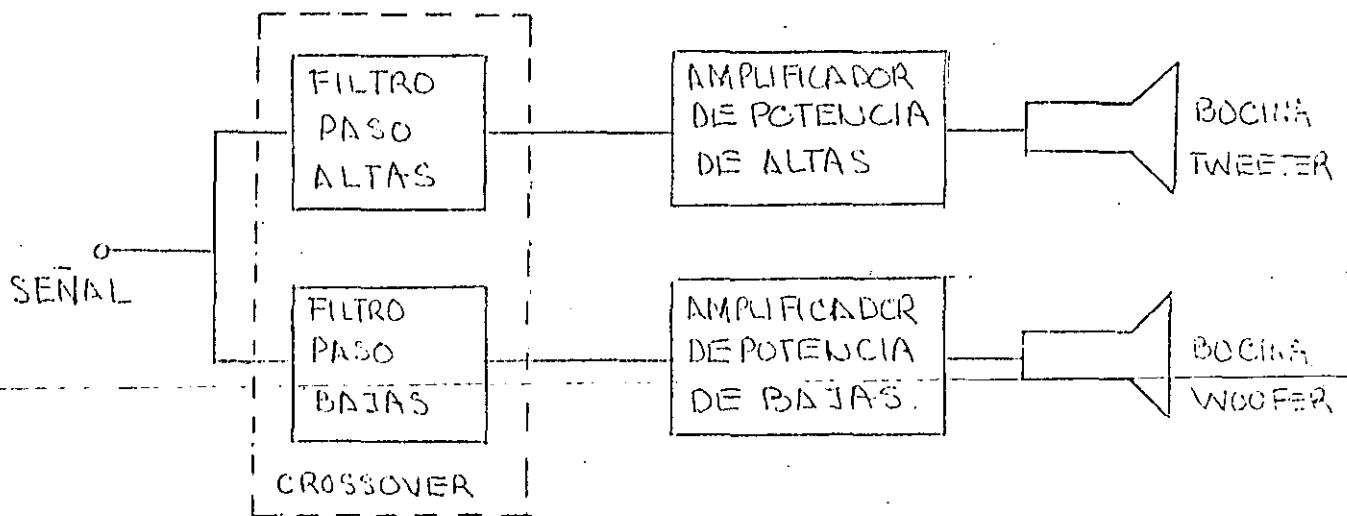
ORDEN TERCERO

FRECUENCIA DE CORTE 600 HZ

GANANCIA EN LA BANDA 1
DE PASO (H_0)

RESPUESTA PLANA DEL FILTRO . . 30 K HZ

ADEMAS, DEBERAN OPERARSE CON UNA FUENTE DE SEÑAL CON IMPEDAN-
CIA DE SALIDA DE 600 OHM Y 0.5 Vpp DE AMPLITUD



SOLUCION:

FILTRO PASO ALTAS. SE REALIZARA EL FILTRO CON DOS ETAPAS EN CASCADA, UNA DE PRIMER ORDEN CON UN POLO EN 600 HZ Y UNA DE SEGUNDO ORDEN.

a) ETAPA DE PRIMER ORDEN.

FIJANDO $R = 12 \text{ K ohm}$

$$C = 1 / (2\pi (600) (1.2 \times 10^4))$$
$$= 0.022 \text{ micro F.}$$

7

b) ETAPA DE SEGUNDO ORDEN.

SELECCIONANDO $C = C_1 = C_3 = 0.01 \text{ micro F.}$

$$R_5 = 3 / (2\pi (600) (0.01 \times 10^{-6}))$$
$$= 79.6 \text{ K ohm}$$

VALOR COMERCIAL R_5 IGUAL A 82 Ohm.

$$R_2 = 1 / (2\pi (600) (0.01) (3 \times 10^{-6}))$$
$$= 8.84 \text{ K Ohm}$$

VALOR COMERCIAL 8.2 K OHM.

$$C_4 = C_1 / H_0 = 0.01 \text{ micro F.}$$

COMPROBANDO:

$$W_0 = (1 / 8.2 (82) (0.01) (0.01))$$
$$= 3.85 \text{ K Rad/seg.}$$

$$f_0 = W_0 / 2 \pi$$
$$= 613 \text{ Hz.}$$

PARA MINIMIZAR EL VOLTAJE DE OFFSET A LA SALIDA :

$$R_b = R_5$$

PARA SELECCIONAR EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL SE ANALIZARAN -
LOS REQUERIMIENTOS DE ANCHO DE BANDA Y SLEW RATE.

SE PIDE QUE LA RESPUESTA DEL PASO ALTAS SEA PLANA HASTA 30 KHz
COMO MINIMO. UTILIZANDO EL OPERACIONAL 741 o 747, PODEMOS OB -
TENER UNA RESPUESTA PLANA HASTA APROXIMADAMENTE 100 KHz CON GA
NANCIA DE 10 (VER HOJA DE DATOS DEL FABRICANTE).

EN LO QUE RESPECTA A LIMITACIONES DE SLEW RATE, PODEMOS OBTE -
NER UNA IDEA DE LOS REQUERIMIENTO DEL CIRCUITO MEDIANTE LA SI -
GUIENTE FORMULA;

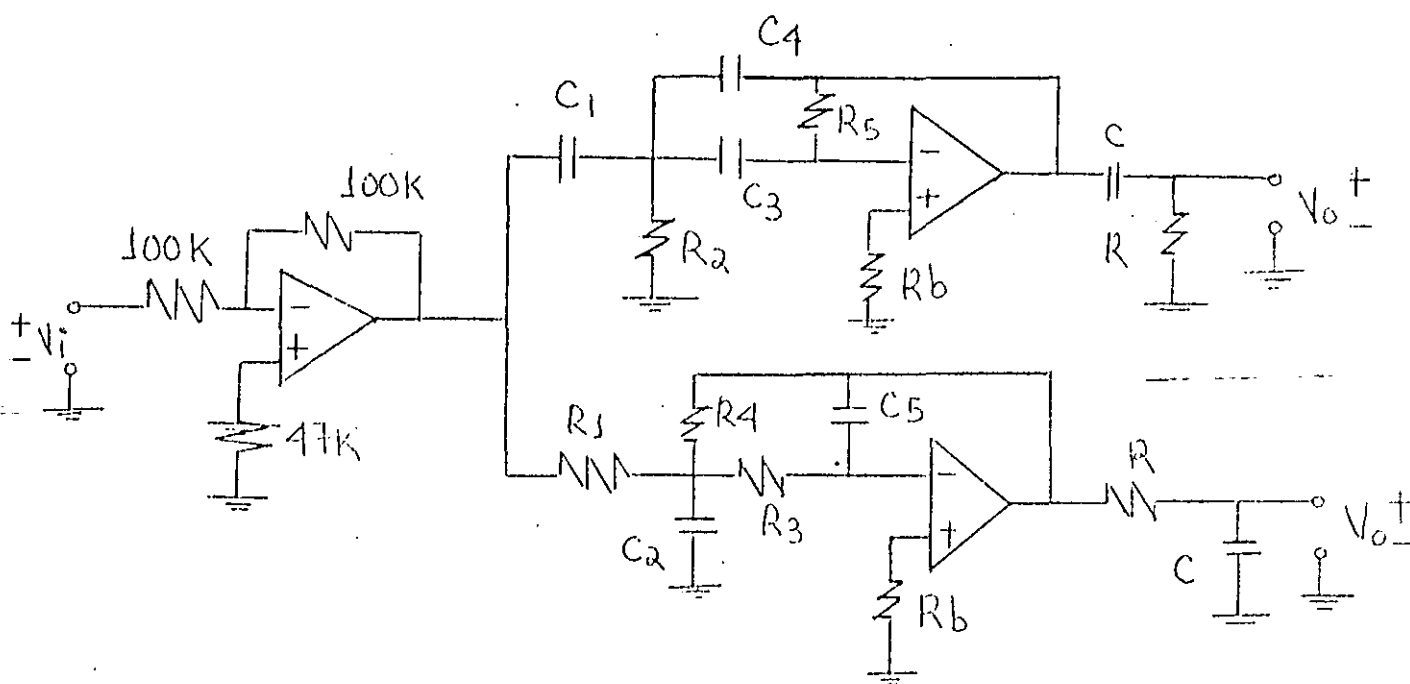
$$\text{SLEW RATE REQUERIDO} = V_{\text{out(pico)}} \times 2 \pi f \quad (\text{V/seg})$$

LA FORMULA ES CIERTA SOLO PARA SEÑAL SENOIDAL EN NUESTRO CASO

$$\begin{aligned} \text{SLEW-RATE REQUERIDO} &= (0.25)(2 \pi)(30000) \\ &= 0.047 \text{ V/microseg.} \end{aligned}$$

EL 741 / 747, TIENE UN SLEW-RATE TIPICO DE 0.5 V/microseg.

ES CONVENIENTE INCLUIT UNA ETAPA AISLADORA, COMO SE MUESTRA EN LA FIGURA # 8 , PARA QUE LA IMPEDANCIA DE SALIDA DE LA FUENTE-DE SEÑAL NO INTERACTUE CON LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS.



FILTRO PASO BAJAS.

a) ETAPA DE PRIMER ORDEN

FIJANDO $R = 22 \text{ K ohm.}$

$$C = 1 / R \omega_0$$

$$= 12 \text{ nanoF.}$$

b) ETAPA DE SEGUNDO ORDEN.

SELECCIONANDO $C_2 = 0.1 \text{ microF.}$, $K = 0.1$, $C_5 = K C_2 = 0.01 \text{ microF.}$
 ENTONCES

$R_4 = 19.12 \text{ K ohm.}$ o 7.3 K ohm.

TOMANDO R_4 EL VALOR DE 18 K ohm.

OBTENEMOS ENTONCES.

$R_3 = 3.9 \text{ K ohm}$

$R_1 = 18 \text{ K ohm.}$

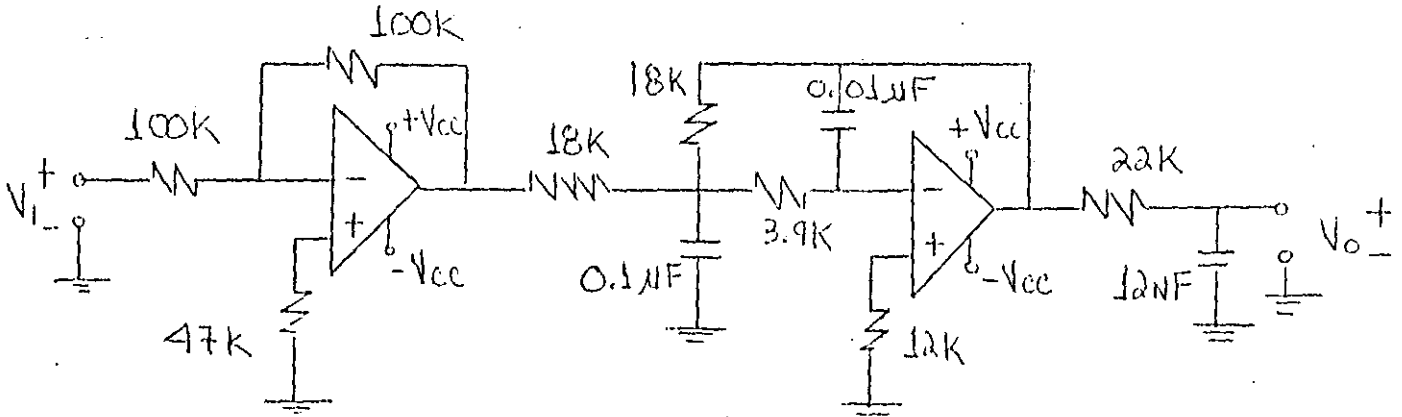
ADEMAS

$$R_B = \frac{R_4 R_3 + R_3 R_1 + R_4 R_1}{R_4 + R_1}$$

$$= 12 \text{ K ohm.}$$

4. TRABAJO DE LABORATORIO.

4.1 ARME EL CIRCUITO PASO BAJAS CON LOS COMPONENTES DE VALOR CALCULADO. UTILICE ETAPA AISLADOR (VER FIG. # 9)



4.2 EFECTUE LAS SIGUIENTES MEDICIONES:

FRECUENCIA	GANANCIA DB	GRADOS
50		
100		
200		
400		
600		
700		
800		
1,000		
2,000		
6,000		

4.3 COMENTE SOBRE SUS RESULTADOS.

4.4 EQUIPO UTILIZADO:

- a) FUENTE DE PODER
- b) GENERADOR DE SEÑALES
- c) OSCILOSCOPIO.

4.5 MATERIAL

- a) 2 AMPLIFICADORES OPERACIONALES uA741 O uA747
- b) 2 RESISTENCIAS DE 100 Kohm y 18 Kohm (1/2 watt)
- c) 1 RESISTENCIA DE 47 Kohm, 3.9 Kohm, 12 Kohm y 22 Kohm (1/2 watt)
- d) 1 CAPACITOR DE 0.1 microF, 0.01 microF. y 12 nF (A MAS DE 30 volt.)

5. REFERENCIA

- 1. OPERATIONAL AMPLIFIERS, DESIGN AND APPLICATIONS
TOBEY , GRAEMA Y HUELSMAN.
McGRAW - HILL .

PRACTICA # 2.

TITULO: FILTRO PASO BANDA DE ORDEN 4 CON APROXIMACION ELIPTICA.

ARMAR EL FILTRO PASO BANDA DE ORDEN 4 OBTENIDO EN LAS NOTAS (X. CASOS PRACTICOS)

MATERIAL.

VER APUNTES.

EQUIPO.

- a) FUENTE DE PODER.
- b) GENERADOR DE SEÑALES
- c) OSCILOSCOPIO.

PRACTICA # 3.

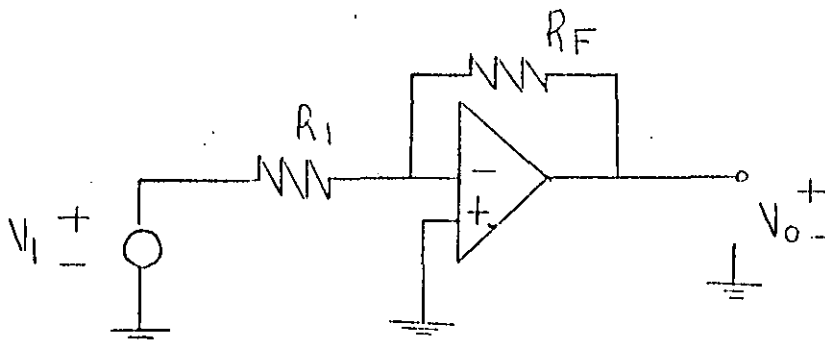
TITULO AMPLIFICACION.

1. OBJETIVOS.

- 1.1 CONOCER Y ARMAR LAS CONFIGURACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO AMPLIFICADOR INVERSOR Y NO INVERSOR DE UNA SEÑAL PEQUEÑA.
- 1.2 COMPENSAR LAS VARIACIONES DE CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA Y VOLTAJE DE DESAJUSTE DE ENTRADA.
- 1.3 IDENTIFICAR LOS PRINCIPALES ERRORES EN LAS MEDICIONES EFECTUADAS EN LA PRACTICA.

2. INTRODUCCION.

LA CONFIGURACION INVERSORA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL SE MUESTRA EN LA FIG. # 1.

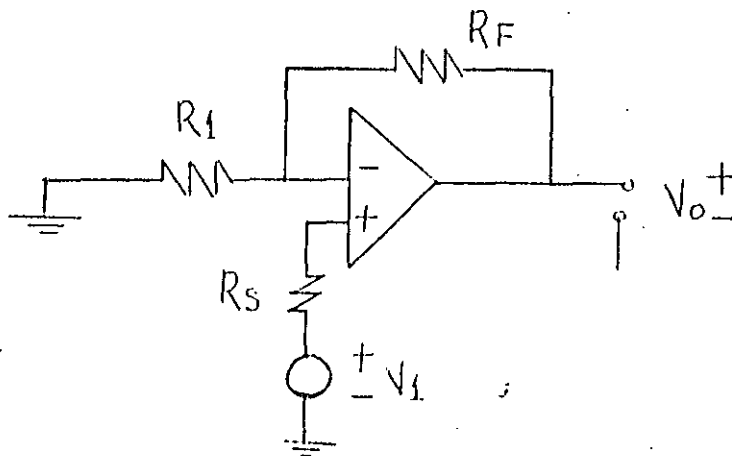


LA GANANCIA DE VOLTAJE ES: $A_v = V_o / V_1$

$$A_v = - R_F / R_1$$

DONDE, EL SIGNO NEGATIVO SIGNIFICA QUE LA SALIDA DE VOLTAJE ESTA DEFASADA 180 GRADOS CON RESPECTO A LA ENTRADA.

LA CONFIGURACION NO INVERSORA SE MUESTRA EN LA FIG. # 2.



LA GANANCIA DE VOLTAJE ES: $A_v = V_o/V_1 = 1 + (R_f/R_1)$

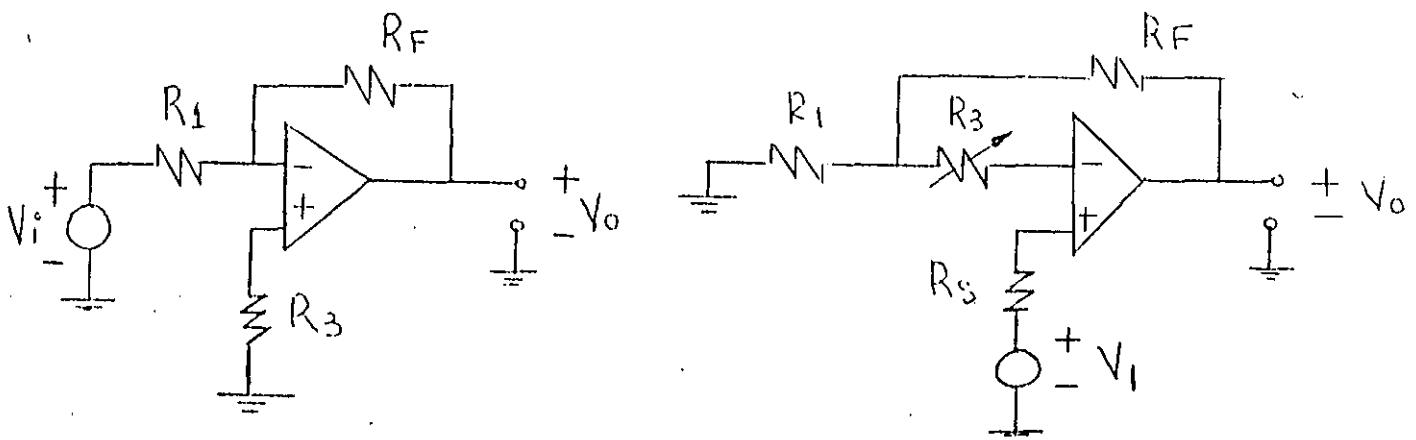
LA COMPENSACION CONTRA LA CORRIENTE DE POLARIZACION I_B EN EL VOLTAJE DE DESAJUSTE, BASTA CON COLOCAR UNA RESISTENCIA ADICIONAL R_3 DE VALOR ADECUADO, ESTO ES:

$$R_3 = R_1 \parallel R_F$$

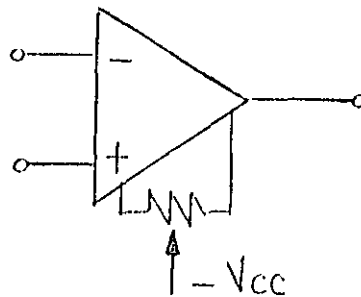
PARA EL CASO DE UN AMPLIFICADOR INVERSOR Y

$$R_3 = R_s - R_1 \parallel R_F$$

PARA EL CASO DE UN AMPLIFICADOR NO INVERSOR (VER FIG. # 3)



LA COMPENSACION CONTRA EL VOLTAJE DE DESAJUSTE DE ENTRADA V_{io} SE LOGRA EN LAS TERMINALES DE AJUSTE (OFFSET-NULL) QUE TRAEN-
 LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y SE HACE DE LA SIGUIENTE MA-
 NERA . SE CONECTAN LOS EXTREMOS DE UN POTENCIOMETRO A CADA U-
 NA DE LAS TERMINALES QUE EL FABRICANTE PROPORCIONA PARA EL CA-
 SO Y LA TERMINAL CURSORA DEL POTENCIOMETRO SE CONECTA - V_{cc} -
 GENERALMENTE COMO SE MUESRA EN LA FIG. # 4



3.- TRABAJO DE CASA.

DISEÑAR UN AMPLIFICADOR CON GANANCIA DE 20 Db, CON UNA ENTRA-
 DA SENOIDAL DE 1 Voltpp Y FRECUENCIA DE 1 K ohm.

SOLUCION: .

$$20 \text{ db} = 20 \text{ Log } V_S / V_E$$

$$20 / 20 = \text{Log } V_S / V_E$$

$$V_S / V_E = 10$$

$$V_S = 10 V_E$$

CONFIGURACION:

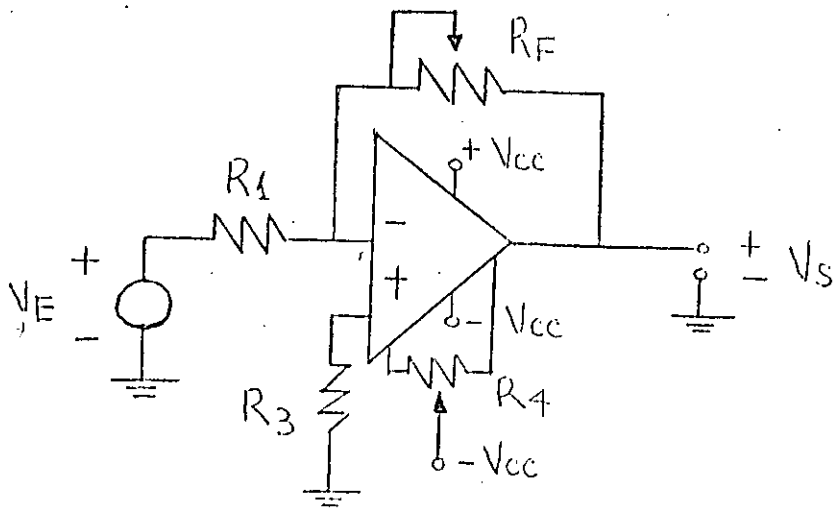
$$\text{DONDE } A_v = 10 = - R_F / R_1 \quad \text{SI } R_1 = 10 \text{ K ohm.}$$

$$R_F = 100 \text{ K ohm}$$

$$R_3 = R_1 \quad R_F = R_1 R_F / R_1 + R_F = 9.9 \text{ K ohm}$$

TOMAR EL VALOR COMERCIAL MAS CERCANO, 10 K ohm.

R_4 DEPENDE DEL AMPLIFICADOR UTILIZADO.



4. TRABAJO DE LABORATORIO.

4.1 ARME EL CIRCUITO DISEÑADO EN EL TRABAJO DE CASA.

4.2 VARIE EL VALOR DE R_F (CON EL CURSOR DEL POTENCIOMETRO) Y OBSERVE EN EL OSCILOSCOPIO.

4.3 AUMENTE EL VALOR DE V_E HASTA SATURAR EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL Y OBSERVE EN EL OSCILOSCOPIO.

4.4 COMPARE LA FASE DE LA SEÑAL DE ENTRADA Y DE SALIDA EN EL OSCILOSCOPIO.

4.5 COMENTE SOBRE LOS RESULTADOS.

4.6 EQUIPO UTILIZADO:

- a) FUENTE DE PODER
- b) GENERADOR DE SEÑALES
- c) OSCILOSCOPIO.

4.7 MATERIALES.

- a) UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL μ A741 O μ A747
- b) 2 RESISTENCIAS DE 10 K ohm a 1/2 watt.
- c) UN POTENCIOMETRO DE 100 K (preset)
- d) UN POTENCIOMETRO DE 10 K Ohm (preset)



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

PRACTICAS DE LABORATORIO (I)

ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ

MARZO, 1985.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

PRACTICAS DE LABORATORIO (I)

Práctica Nº. 3 Transductor de Temperatura Termorresistivo.
Medición Estática

Práctica Nº. 4 Transductor de Temperatura Termorresistivo

ING. RICARDO GARIBAY JIMENEZ
MARZO, 1985.

Práctica 3 TRANSDUCTOR DE TEMPERATURA TERMORRESISTIVO

MEDICION ESTATICA

Objetivo:

Mostrar la característica TEMPERATURA/RESISTENCIA de un transductor termorresistivo y el empleo de un elemento secundario de medición para obtener la indicación del valor de la variable.

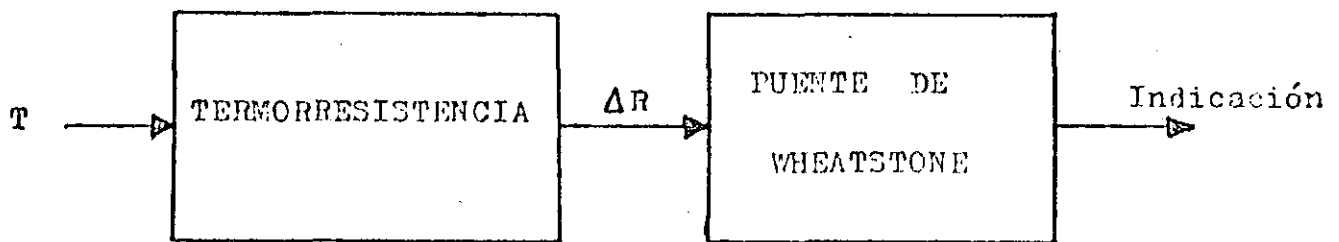
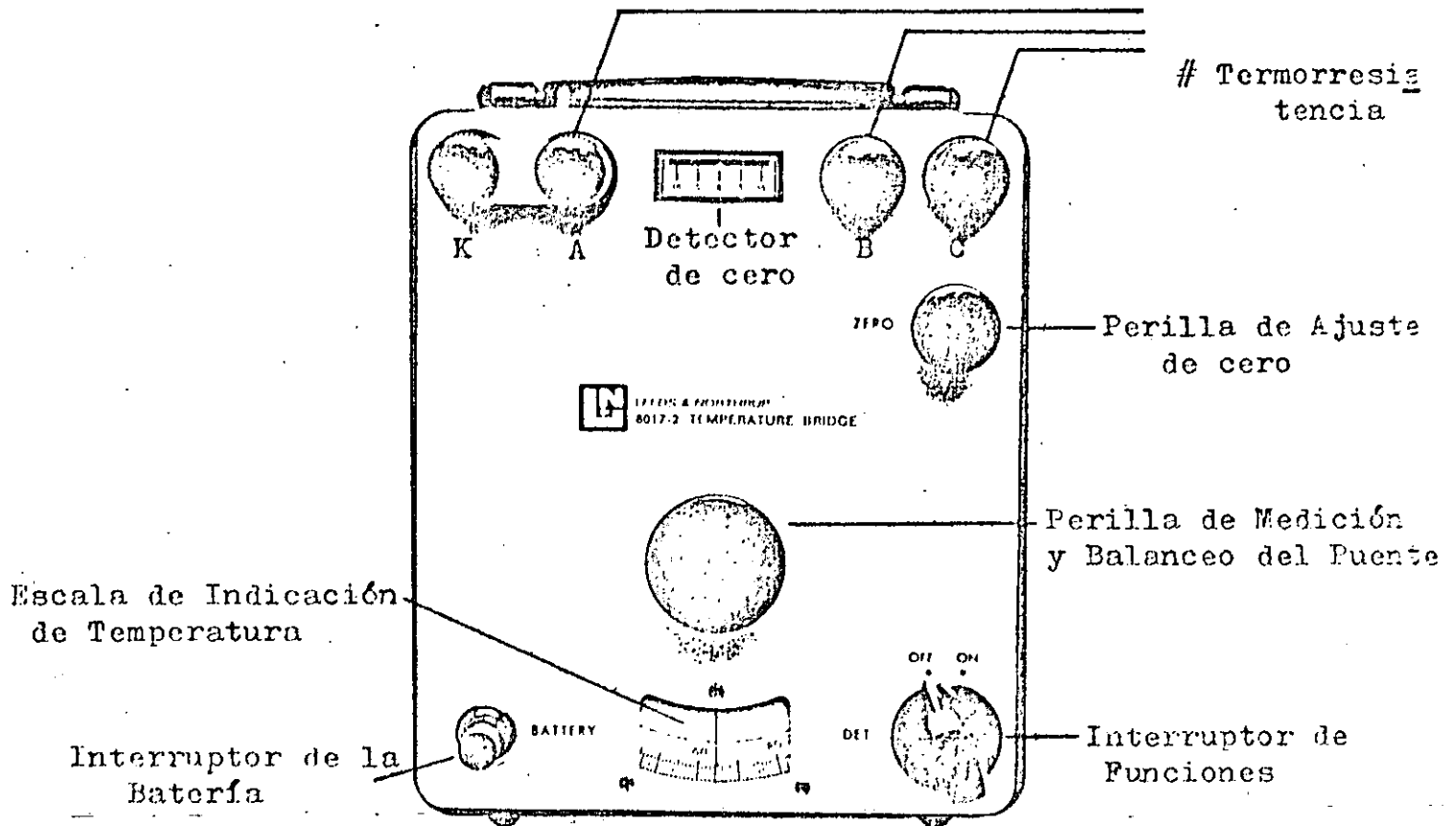


Figura 1

El elemento primario que se emplea es de Platino con resistencia de 100 ohms a 0°C. Se anexa una copia de la tabla de conversión correspondiente a este elemento.

El elemento secundario es un Puente de Wheatstone marca Leeds & Northrup modelo 8017-2. Este dispositivo nos habilita para una medición estática, ya que el valor de la variable es indicado hasta que el puente ha sido balanceado manualmente. Dicho valor aparece en una escala apropiadamente graduada en °C.



para elementos de dos terminales conecte B y C

Figura 2

Operación del Puente:

- 1.- Ajuste del detector de cero.
 - 1a.- Con el detector de la batería desconectado (arriba) seleccione la posición ON del interruptor de funciones.
 - 1b.- Gire la perilla de ajuste de cero hasta que el detector se ubique en el centro.
 - 1c.- Vuelva a la posición OFF el interruptor de funciones.

- 2.- Medición de Temperatura.
 - 2a.- Con el elemento primario conectado seleccione la posición ON del interruptor de funciones.

2b.- Ajuste la perilla de balanceo del puente a media es-
cala.

2c.- Oprima el botón de la batería y observe la dirección
del movimiento del detector de cero.

2d.- Gire la perilla de balanceo en la dirección requeri-
da para que el detector alcance el cero nuevamente. Si el de-
tector se ha movido a la derecha, gire la perilla hacia la-
izquierda o viceversa.

2e.- El valor de la temperatura que se mide aparece en -
la escala de indicación.

3.- Proceda de acuerdo al punto 2d al presentarse un -
cambio de temperatura.

Práctica 4

TRANSDUCTOR DE TEMPERATURA TERMORRESISTIVO.

OBJETIVO:

Proporcionar al alumno los conocimientos teórico-prácticos relativos al comportamiento del puente de C.d. desbalanceado y su utilidad como transductor de RESISTENCIA/VOLTAJE.

Desarrollar e implementar un transductor de TEMPERATURA/VOLTAJE de acuerdo al esquema mostrado en la figura 1.

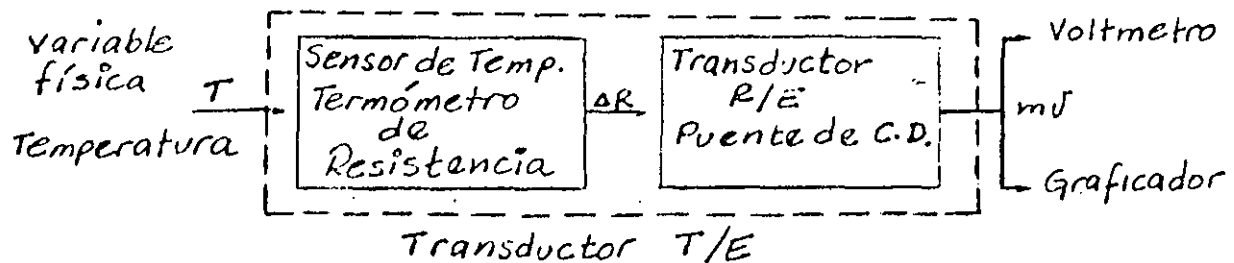


Fig. 1.

INTRODUCCION TEORICA:

Una gran cantidad de variables físicas son medidas por medio de transductores resistivos (p.e. galgas extensométricas, termistores, termómetros de resistencia, etc.), los cuales manifiestan variaciones de su resistencia eléctrica a causa de cambios en la variable física que se mide. Generalmente este tipo de aplicación se efectúa sobre variables que cambian continuamente, lo cual hace improcedente la medición de la resistencia del transductor por el método del puente balanceado (práctica 6), ya que resulta imposible restablecer manualmente el equilibrio de dicho puente cada vez que la variable presenta un cambio. De lo anterior vemos que es necesario analizar la respuesta del puente de C.d., es decir, la corriente en el detector, cuando uno de sus elementos se desvía de su valor de equilibrio.

A continuación mencionaremos brevemente algunos aspectos relativos a los Termómetros de Resistencia y al puente de C.d., desbalanceado, fundamentales para el desarrollo de la práctica.

A.- Termómetro de Resistencia.

En el esquema de la figura 1 se indica que emplearemos como

sensor de temperatura un termómetro de resistencia, el cual presenta una respuesta aproximadamente lineal, dentro de un cierto rango de variación de la variable física.

La ecuación 1 se aplica a los termómetros de resistencia en su rango lineal, la figura 2 muestra la expresión gráfica de dicha ecuación.

$$R_T = R_1 [1 + \alpha (T - T_1)] \dots (1)$$

donde R_T resistencia del termómetro a la temperatura T .
 R_1 es la resistencia a la temperatura T_1 .
 T_1 temperatura de referencia.
 α coeficiente de resistencia por temperatura.

El coeficiente α varía para cada material empleado en la fabricación del sensor. Ver referencia 1.

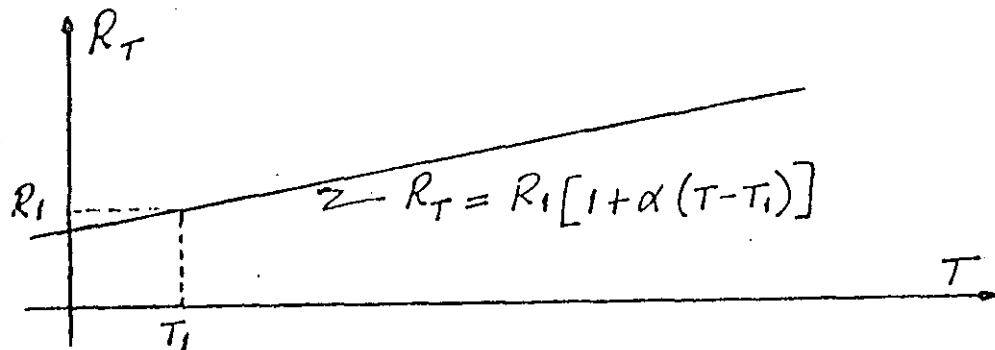


Fig. 2.- Curva característica de los termómetros de resistencia.

B.- Respuesta del puente de c.d., desbalanceado.-

Dado el circuito de la figura 3, obtendremos una expresión para I_G y V_{AB} en función de pequeñas variaciones de la resistencia R_3 .

1.- Equivalente de Thévenin.

El circuito equivalente entre los puntos A y B, en los cuales está conectado el galvanómetro, se muestra en la figura 4. Donde el voltaje de Thévenin E_{AB} está determinado por la siguiente ecuación:

$$E_{AB} = \frac{E(R_2 R_4 - R_1 R_3)}{R_i R_4 + (R_1 + R_4)(R_2 + R_3)} \dots (2)$$

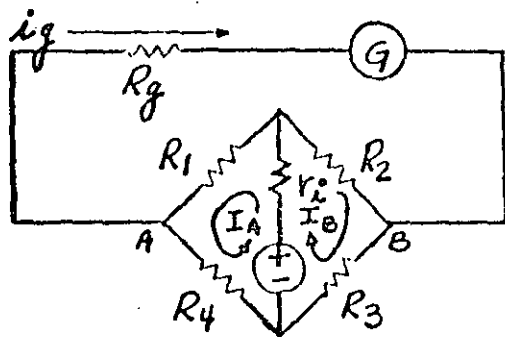
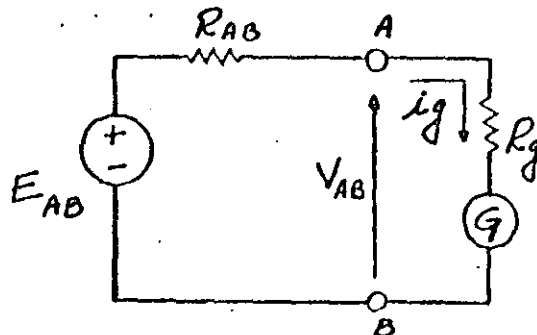


Fig. 3.- Puento de c.d.



$$i_g = \frac{E_{AB}}{R_{AB} + R_g}$$

Fig. 4.- Equivalente de Thévenin entre los puntos A y B.

Tomando $V_3 = 0$, la resistencia equivalente de Thevenin R_{AB} está dada por:

$$R_{AB} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_T} \dots \dots \dots (3)$$

donde:

$$R_T = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 \dots \dots \dots (4)$$

De acuerdo al equivalente de Thevenin, la corriente en el galvanómetro se determina por la siguiente expresión:

$$i_g = E_{AB} / (R_{AB} + R_g)$$

2.- Solución aproximada.

La expresión para i_g se simplifica si consideramos al puente ligeramente desequilibrado como resultado de una pequeña variación de R_3 alrededor de su valor de equilibrio.

$$R_3 = R_{30} + R \dots \dots \dots (5)$$

R_{30} es el valor de equilibrio de R_3 y por lo tanto cumple con la siguiente condición:

$$R_2 R_4 = R_1 R_{30} \dots \dots \dots (6)$$

R es una pequeña variación de R_3 con respecto a R_{30} .

Sustituyendo la ec. 5 en 4:

$$R_T = R_1 + R_2 + R_4 + (R_{30} + R)$$

$$R_T \approx R_1 + R_2 + R_4 + R_{30} \dots \dots \dots (7)$$

Sustituyendo la ec. 5 en 3, la resistencia equivalente R_{AB} se aproxima a:

$$R_{AB} = \frac{(R_1 + R_2)(R_{30} + R + R_4)}{R_1 + R_2 + R_{30} + R + R_4}$$

$$R_{AB} \approx \frac{(R_1 + R_2)(R_{30} + R_4)}{R_1 + R_2 + R_{30} + R_4} \dots \dots \dots (8)$$

Al sustituir 5 en 2 se obtiene:

$$E_{AB} = \frac{E(R_2 R_4 - R_1 R_{30} - R_1 R)}{r_i R_t + (R_1 + R_4)(R_2 + R_{30} + R)}$$

Para la ecuación de equilibrio (6) indica que $R_2 R_4 - R_1 R_{30} = 0$ y considerando despreciable R con respecto a R_{30} , la ecuación anterior se aproxima a:

$$E_{AB} \approx \frac{-E R_1 R}{r_i R_t + (R_1 + R_4)(R_2 + R_{30})} \dots \dots \dots (9)$$

Tomando las ecs 7, 8 y 9, la expresión para la corriente i_g es:

$$i_g = \frac{E_{AB}}{R_{AB} + R_g} = \frac{-E R_1 R R_t}{[r_i R_t + (R_1 + R_4)(R_2 + R_{30})][R_g R_t + (R_1 + R_2)(R_4 + R_{30})]}$$

Dividiendo numerador y denominador entre $(R_1 + R_2)(R_1 + R_4)$ y considerando que este producto es igual a $R_1 R_t$, obtenemos la expresión para la corriente del galvanómetro en función de las variaciones de R_3 .

$$i_g = \frac{-ER}{[r_i(1 + R_2/R_1) + R_2 + R_{30}][R_g(1 + R_4/R_1) + (R_4 + R_{30})]} \dots (10)$$

Si la respuesta del galvanómetro es el voltaje V_{AB} , se tiene

$$V_{AB} = i_g R_g = \frac{-ER}{[r_i(1 + R_2/R_1) + R_2 + R_{30}][1 + R_4/R_1 + (R_4 + R_{30})/R_g]}$$

Si la medición del voltaje V_{AB} se efectúa con un instrumento de alta impedancia, de entrada, tal que se cumple que:

$R_g \gg (R_{30} + R_4)$, la expresión para V_{AB} se aproxima a:

$$V_{AB} = \frac{-E R_1 R}{r_i R_t + (R_1 + R_4)(R_2 + R_{30})} \dots \dots \dots (11)$$

El signo negativo indica que el voltaje E es de polaridad contraria a la indicada en el diagrama

$$R_t = R_1 + R_2 + R_{30} + R_4 \dots (12)$$

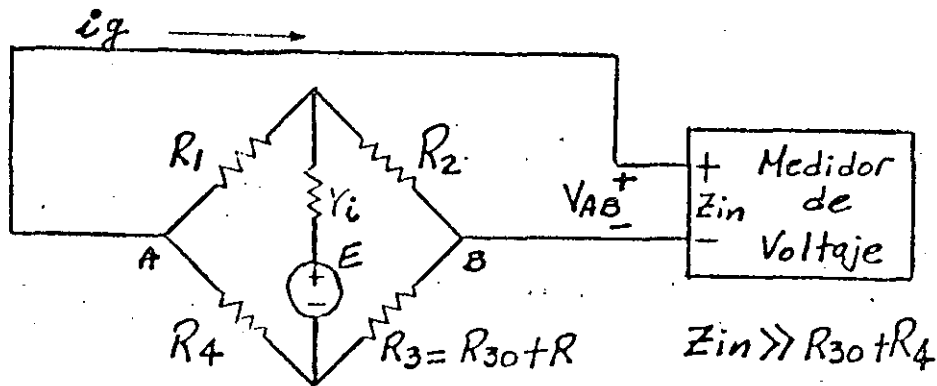


Fig. 5.- Medición de V_{AB}

El diagrama de la figura 5 y las ecuaciones 11 y 12 conforman el esquema que emplearemos para implementar el transductor RESISTENCIA /VOLTAJE de la práctica.

Es importante mencionar que la ecuación 11 expresa una relación lineal de la respuesta del puente (V_{AB}) con respecto a las variaciones de R_3 , sin embargo no debe olvidarse que esta expresión solamente es válida para pequeñas variaciones alrededor de su valor de equilibrio (R_{30}).

EQUIPO EMPLEADO

Termómetro de Resistencia

Termómetro de mercurio.

Barra de calentamiento y accesorios de montaje.

Puente medidor de resistencias (puente de Wheatstone).

Década de resistencias.

Módulo 294A circuito puente. Tecnikit (Feedback)

Fuente de voltaje 0-15 volts.

Voltmetro.

Cables de conexión.

DESARROLLO Y EXPERIMENTOS.-

Implementaremos el transductor TEMP/VOLTAJE de acuerdo al esquema de la figura 1 y con las especificaciones siguientes:

Rango de medición: 0-60°C.

Sensibilidad: $S_T = 1\text{mv}/^\circ\text{C}$.

Rango de salida: -20 a 40 mv.

La sensibilidad del puente S_p será determinada por la sensibilidad del sensor S_s y por la sensibilidad que se ha especificado para el transductor (S_t). La relación que guardan estos tres parámetros es la siguiente:

$$S_T = S_s \times S_p \dots \dots \dots (13)$$

I.- Características del Sensor.

El sensor de temperatura que emplearemos es un termómetro de resistencia de platino, el cual de acuerdo a la descripción dada en el párrafo A de la introducción teórica, tiene las características que se enuncian a continuación:

- Su resistencia a la temperatura de referencia $T_1 = 20^\circ\text{C}$ es:

$$R_1 = 107.93 \text{ ohms.}$$

- Coeficiente de resistencia por temperatura.

$$\alpha = 0.00366 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

Aplicando la ecuación 1 de la introducción teórica

$$R_T = 107.93 [1 + 3.666 \times 10^{-3} (T-20)]$$

$$R_T = 107.93 + 0.3956 (T-20) \dots \dots \dots (14)$$

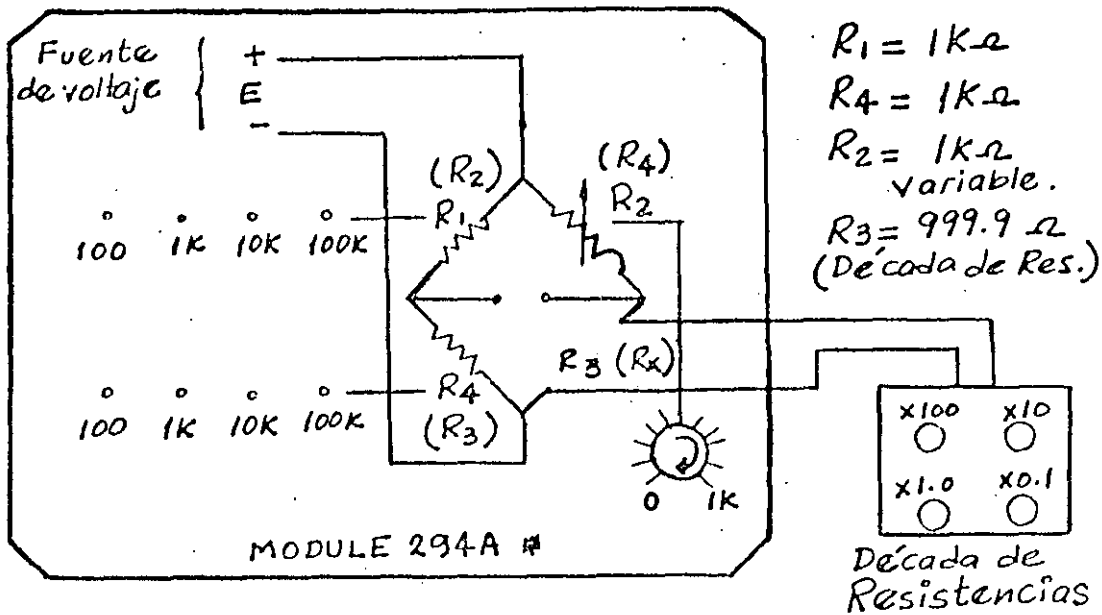


Fig. 6

* La notación entre paréntesis corresponde a la identificación que se da a las resistencias del puente en el módulo 294 A.

Dado que R_1 , R_2 , R_3 y R_4 son iguales, observaremos que el puente se encuentra en equilibrio, o muy próximo a él ($V_{AB} = 0$), esto independientemente del valor de la fuente de voltaje E . Sin embargo, es fundamental que apliquemos al circuito un voltaje de magnitud particular que determine que la sensibilidad del puente S_p sea lo que se calculó anteriormente.

b) Voltaje aplicado al puente.

PREGUNTA 2. - En base al valor de S_p calculado en la pregunta 1 y se acuerdo a la ecuación 11 de la introducción teórica, obtenga el valor del voltaje de suministro E que debe aplicarse al puente. Considere $\gamma_i = 0$.

$$E = \text{————— volts.}$$

La ecuación 14 determina los valores de la resistencia del sensor para cualquier temperatura (dentro de su rango lineal); si la temperatura es mayor a 20°C, la resistencia es mayor a 107.93 ohms y menor si la temperatura está por abajo de 20°. Nótese también que la sensibilidad del elemento, es decir, la variación de la resistencia como resultado de una variación de 1°C de temperatura es 0.3956 ohms/°C. Por tanto establecemos que:

$$S_s = 0.3956 \text{ ohms/}^\circ\text{C} \dots \dots (15)$$

PREGUNTA 1.- De acuerdo a los valores establecidos para S_T y S_s , calcule la sensibilidad que debe tener el circuito puente.

De la ecuación 13:

$$S_p = \frac{S_T}{S_s}$$

$$S_p = \text{_____} \text{ mV/ohm.}$$

II.- Construcción del puente.

- a) El circuito puente se construye empleando el módulo 294.A, de acuerdo al diagrama de la figura 6 y asignando los elementos indicados a cada uno de sus brazos.

- c) Conecte la fuente de voltaje al circuito, ajustada previamente al valor calculado y observando la polaridad correcta.

III.- Equilibrio del puente y verificación de la sensibilidad.

- a) Equilibrio del puente.

Una vez implementado el puente, mida el voltaje entre las terminales A(+) y B(-). Emplee el voltmetro en su rango mínimo (mv).

Aproxime V_{AB} a cero variando la resistencia R2. Si el ajuste no se logra, complémtelo con la resistencia R3 (década de resistencias).

Después de realizados estos ajustes, los brazos del puente se encuentran en su valor de equilibrio.

PREGUNTA 3.- Indique el valor de equilibrio de R_3 .

$$R_{30} = \text{----- ohms.}$$

- b) Verifique la sensibilidad del puente variando R3 (década de resistencias) en pasos de 1 ohm y 10 ohms alrededor de su valor de equilibrio.

$$S_p = \frac{mv}{1 \text{ ohm}}$$

$$S_p = \frac{mv}{10 \text{ ohms}}$$

IV.-Inclusión del sensor de Temperatura.

Una vez definido R_{30} , incluiremos en este brazo del puente al elemento sensor.

- a) Debemos observar que la resistencia del termómetro es menor a R_{30} :

$$R_T = 107.93 \text{ ohms a } 20^\circ\text{C.}$$

Por tanto es necesario que al incorporar el elemento al circuito lo hagamos conectándolo en serie con una resistencia R'_{30} , tal que se cumpla:

$$R_{30} = R_T|_{20^\circ\text{C}} + R'_{30} \dots \dots (16)$$

entonces:

$$R'_{30} = R_{30} - R_T|_{20^\circ\text{C}}$$

$$R'_{30} = \text{----- ohms.}$$

b) Evitando cualquier modificación al circuito, conecte el termómetro de resistencia de acuerdo al diagrama de la figura 7 y mida el voltaje V_{AB} . El voltmetro en su rango mínimo.

Como se observa en el diagrama, la resistencia R'_{30} se incluye por medio de la década de resistencias.

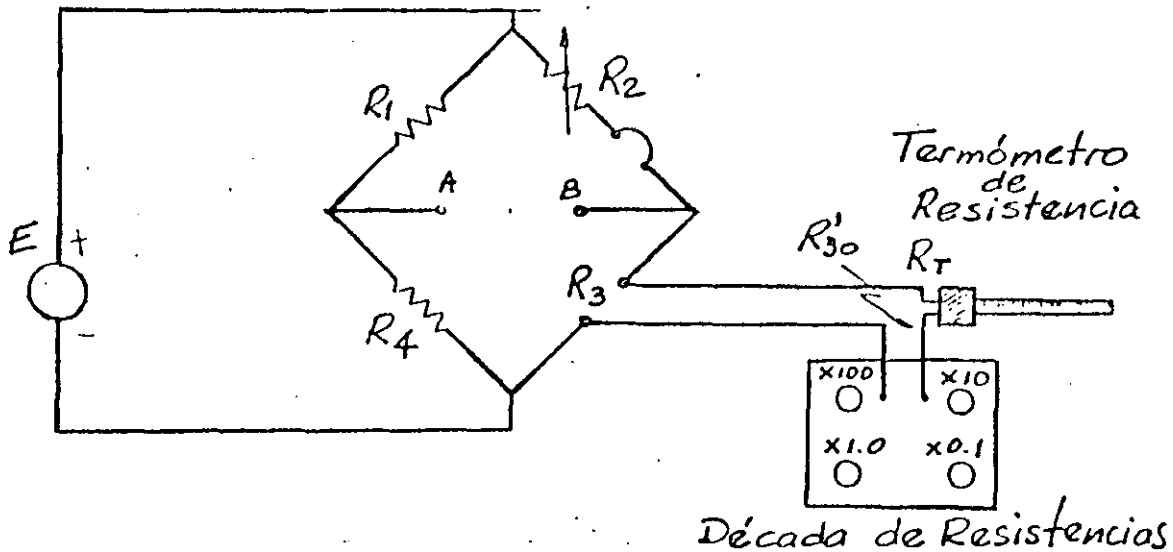


Fig. 7.- Inclusión del Termómetro de Resistencia en el Circuito.

Es importante aclarar que de acuerdo al inciso (a) anterior y a la esc. 16, hemos establecido el equilibrio del puente a una temperatura de 20°C , es decir, cada vez que el termómetro detecte dicha temperatura, el puente se equilibrará y V_{AB} será nulo.

Dado que seguramente la condición anterior no ocurre en el momento de conectar el sensor, el voltmetro indicará un voltaje diferente de cero; no obstante, debe verificarse, con gran aproximación, la sensibilidad prevista para el dispositivo: Por cada 1°C de temperatura arriba o abajo de 20°C , el voltmetro indicará $+1\text{mv}$ ó -1mv según sea el caso.

V.- Verificación de la operación global y Calibración final.

Habiéndose integrado completamente el transductor TEMPERATURA/VOLTAJE, es necesario verificar su respuesta para diferentes temperaturas y contra un patrón confiable.

- a) Encienda el calentador de la barra de calentamiento y espere 40 minutos a que la temperatura se estabilice en el dispositivo.

La barra de calentamiento dispone en uno de sus extremos de un calentador y en el otro de un disipador, resultando de este arreglo un gradiente de temperatura a lo largo de dicha barra.

Sobre la barra hay hendiduras ubicadas cada 1 cm. a todo lo largo; las hendiduras sirven como puntos de referencia para instalar el tanque de calibración. De acuerdo a la disposición de las hendiduras, disminuyendo ésta gradualmente a medida que los puntos se acercan al disipador.

Se considera que el punto 22 tiene una temperatura muy cercana a la temperatura del medio ambiente.

El tanque de calibración consiste simplemente un un recipiente cilíndrico unido a una pinza que lo sujeta a la barra de calentamiento.

El sensor de temperatura y el termómetro patrón se introducen en el tanque junto con una pequeña cantidad de agua que uniformiza la temperatura.

Este arreglo se instala sobre diversos puntos de la barra para generar las diferentes temperaturas de prueba.

Ver figura 8.

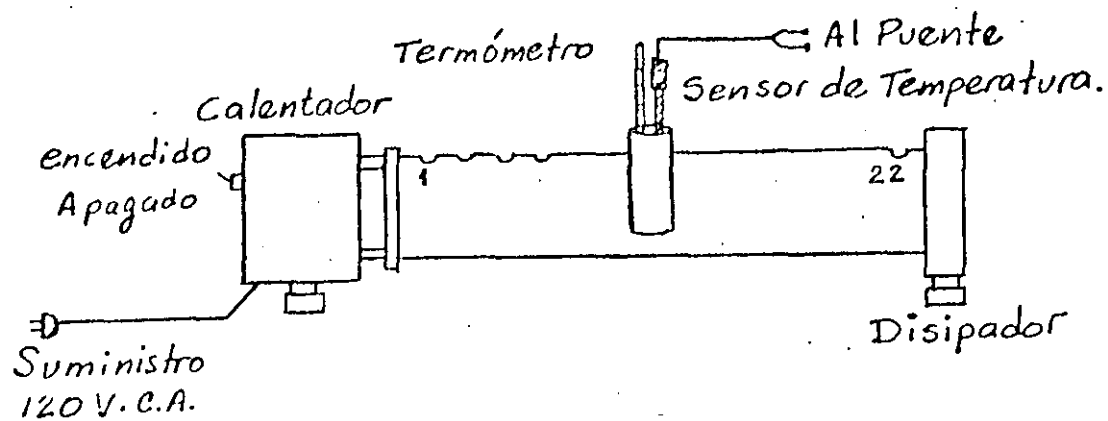


Figura 8.- Barra de calentamiento y tanque de calibración.

b) Coloque el tanque de calibración en los puntos indicados en la Tabla I esperando aproximadamente 10 minutos, cada vez que se cambie la posición, para que la temperatura se estabilice. Tome las lecturas que se indican.

Puntos	Temperatura °C	Voltaje V_{AB} mV (#)	Sensibilidad del Transductor S_T mV/°C
22			
15			
10			
2			

* En cuanto a la indicación del voltmetro, recuerde que el voltaje V_{AB} es nulo para $T = 20^\circ\text{C}$, generándose aproximadamente 1mV por cada grado de temperatura de diferencia con respecto a dicho valor.

c) Calcule la sensibilidad real del transductor de acuerdo a la ecuación 17 y llene la última columna de la tabla. I

Tome como punto de referencia:

$$T_1 = 20^\circ\text{C} \quad ; \quad V_{AB1} = 0 \text{ mV.}$$

$$S_T = \frac{V_{AB} - V_{AB1}}{T - T_1} \dots \dots \dots (17)$$



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

CENTRO DE INFORMACION

Y

DOCUMENTACION

BUSQUEDA BIBLIOGRAFICA

MARZO, 1985.

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

CENTRO DE INFORMACION
Y
DOCUMENTACION

BUSQUEDA BIBLIOGRAFICA

MARZO, 1985.

LIBROS DISPONIBLES EN EL CENTRO DE INFORMACION Y DOCUMENTACION
"ING. BRUNO MASCANZONI"

Dally, James W. Instrumentation of Engineering Measurements. --
New York : John Wiley & Sons, 1984

CHIANG, Hai Hung. Electrical and Electronic Instrumentation. --
New York : John Wiley & Sons, 1984.

SEITZER, Dieter. Electronic Analog-to-Digital Converters. --
Chichester : John Wiley & Sons, 1983.

GROSSNER, Nathan R. Transformer for Electronic Circuits. --
New York : Mc Graw-Hill Book Co., 1983.

KERSHAW, John D. Digital Electronics Logic and Systems. -- Bel
mont, Calif. : Breton Publisher, 1983.

COUGHLIN, Robert F. Operational Amplifiers and Linear Integrated
Circuits. -- Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1982.

BONEBREAK, Robert L. Practical Techniques of Electronic Circuit
Design. -- New York : John Wiley & Sons, 1982.

BOYLESTAD, Robert. Electronic Devices and Circuit Theory. -- Engle
wood Cliffs : Prentice-Hall, 1982.

MOSCHYTZ, George Samson. Active Filter Design Handbook. -- Chi
chester : John Wiley & Sons, 1981

BELL, David A. Electronic Devices and Circuits. -- Reston Virgi
nia : Reston Publishing Co., 1980.



CONLEY, W. "An RC Switching Network with Fixed Components". --
En: International Journal of Electronics. -- 57 (3) : p. 433-
438. -- Sept. 1984.

RATHORE, T. S. "New High-Frequency Voltage-Controlled Voltage
Sources". -- En : International Journal of Electronics. -- 57
(4) : p. 563-568. -- Oct. 1984.

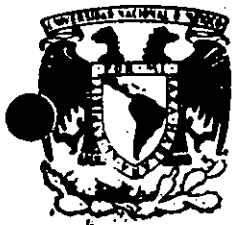
LOPEZ, Analdo S. "Filtraje Digital de Señales Electrocardiográficas". -- En : Control, Cibernética y Automatización. -- (1)
: p. 41- . -- Ene-Mar. 1984.

"Equipos Electrónicos Industriales Desarrollados en el IIE. --
En : Boletín IIE. -- 8 (1) : p. 4-12. -- Ene/Feb. 1984.

FLETCHER, William I. An Engineering Approach to Digital Design.
-- Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1980

CARR, Joseph J. Elements of Electronic Instrumentation and Mea-
surement. -- Reston, Virginia : Reston Publishing Co., 1979.

MURDOCK, Bruce K. Handbook of Electronic Design and Analysis Pro-
cedures Using Programmable Calculators. -- New York : Van Nos-
trand Reinhold Col., 1979.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

EQUIPOS PROGRAMABLES DE PRUEBA

INSTRUMENTACION CONTROLADA POR
LA COMPUTADORA

ING. CAUPOLICAN MUNOZ GAMBOA

MARZO 1985

EQUIPOS PROGRAMABLES DE PRUEBA

Publicación Interna IIE
División de Equipos
Palmira Morelos, 1980

C O N T E N I D O

1. Introducción
2. Tipos de Pruebas
3. Técnicas de Prueba
4. Métodos Automáticos de Prueba
 - 4.1 Prueba Específica
 - 4.2 Instrumentación con la Norma IEEE 488
 - 4.3 Sistemas Automáticos de Prueba Universales
5. Información Estadística
6. Proyección
 - 6.1 Desarrollo de Equipos Compatibles con la Norma IEEE 488
 - 6.2 Equipo Automático de Pruebas (EAD)
7. Bibliografía

EQUIPOS PROGRAMABLES DE PRUEBA

1.- INTRODUCCION.

El incremento de la producción de artículos con alto contenido de tecnología, cada vez con mejor calidad, requiere métodos de prueba mas efectivos, con costo menor y de alta velocidad.

En este renglón donde la aplicación de las computadoras nos representa un gran auxilio, se ideó el equipo automático de pruebas, proyecto en desarrollo dentro del IIE.

El equipo automático de pruebas pretende lograr la prueba efectiva de sistemas de mediana complejidad, verificando en forma funcional el sistema y cada uno de los ensambles, subensambles y componentes que lo integran.

Clasificación de los tipos de prueba de acuerdo al nivel en que se realizan componentes, subensambles, ensambles, cableados y producto final.

Las técnicas tradicionalmente empleadas para probar un dispositivo se basa en la estimulación observando el resultado con un instrumento, si se desea conocer las funciones paramétricas se varia el estímulo, analizando el resultado para conocer si esta operando correctamente.

Las alternativas disponibles en la implantación de bancos o métodos de prueba, partiendo desde bancos específicos, sistemas de control de calidad aplicando instrumentación con interfase IEEE 488 hasta equipos de gran capacidad denominados Ate's (del inglés Automatic test equipment).

La compilación de información basada en estadística por medio de reportes con distinta organización, permite obtener los resultados de las pruebas en el formato adecuado para cada departamento.

Por último, se describe la proyección de equipos de prueba para un futuro a corto plazo de acuerdo a las necesidades de la industria nacional.

2.- TIPOS DE PRUEBA.

Dentro de la fabricación de un cierto producto se tiene diferentes pruebas a lo largo del proceso. En un principio se realizan a la materia prima para verificar sus características se procesó y se obtiene un producto terminado como son resistencias, bobinas, capacitores, etc. Cada producto requiere ser probado para clasificarlo obteniendo así distintas calidades. En el proceso de selección se ejecutan varias pruebas con condiciones variables de voltaje y temperatura.

Los componentes son ahora enviados a otras fábricas en las cuales se armarán subensambles los que nuevamente requieren pruebas, para verificar la correcta operación de la unidad. De la línea de producción se envía al ensamble final del producto y ahí se prueba por última vez antes de ser enviado al mercado como un producto terminado.

Esta secuencia es ideal, de encontrarse alguna falla a lo largo del proceso de fabricación debe repararse y pasar nuevamente pruebas antes de continuar la secuencia siendo de gran importancia el tiempo que se emplea en la localización de cada falla y su reparación.

SE COBLEN LA, INJUNTA OBLIGA LO NA, JIJIT...
3.- TECNICAS DE PRUEBAS y OBLIGAS NA NA...
... (100A) Y...

... y probar sistemas analógicos son los más conocidos, siendo necesario desarrollarse nuevas técnicas para los aparatos digitales, para comprender mejor el concepto, se presenta un ejemplo de cada caso.

Una resistencia debe tener $100 \text{ OHMS} \pm 10 \%$ cuando se encuentra a 25°C . de temperatura, variando $10 \text{ OHMS}/^\circ\text{C}$. Para verificar su impedancia, (Figura 3), proporcionamos sobre la resistencia, aire caliente a 25°C . , medimos los resistencia -- empleando un ohmetro que tiene internamente un patrón de referencia, si la medición está en un valor de 90° a 110°C , procedemos a incrementar la temperatura del aire y repetimos el proceso tantas veces como sea necesario, de acuerdo al procedimiento de prueba decidiendo con los resultados si la resistencia cumple las especificaciones.

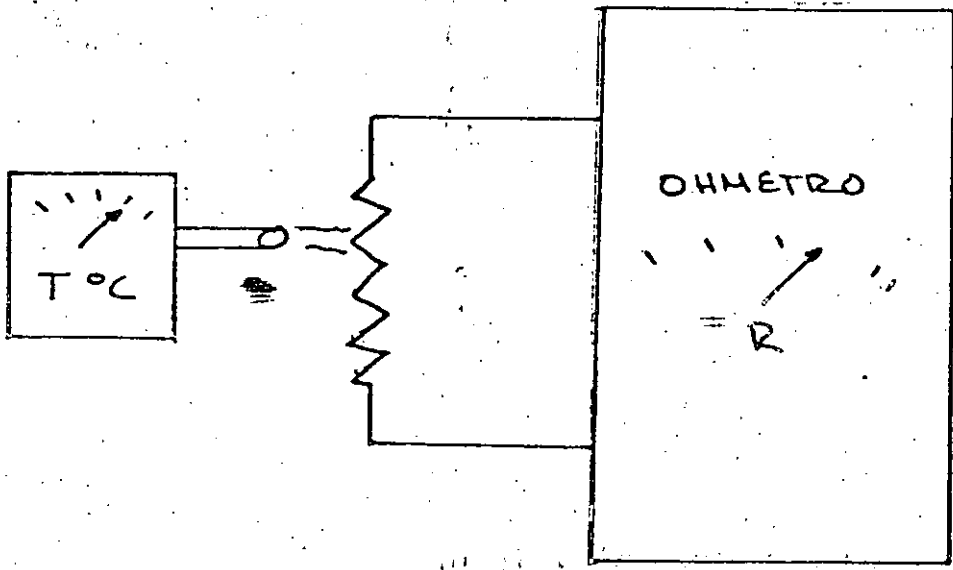
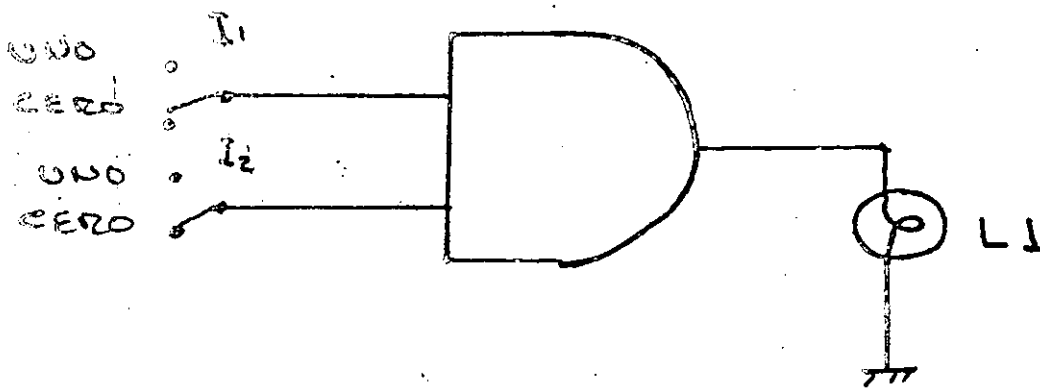


FIGURA 3.1 PRUEBA DE TEMPERATURA PARA UNA RESISTENCIA.

Por otra parte, en el mundo digital, el método de prueba se busca también en un estímulo y una medición. Como ejemplo tenemos una compuerta y (AND), la cual tiene dos entradas y una salida, el circuito de prueba y la table de verdad se muestran en la Figura 3.2. Los Enterruptores I1 e I2 son los estímulos y la lampara L1 son el indicador de respuesta.

De acuerdo a la tabla de verdad el indicador solo debe encenderse cuando las dos entradas son uno lógico, de otra forma la compuerta y no esta operando correctamente, del resultado de la prueba se aprueba o rechaza el componente.



I ₁	I ₂	L ₁
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

FIGURA 3.2. PRUEBA DE UNA COMPUERTA Y (and).

Estos dos ejemplos muy simples nos permiten conocer que en toda prueba hay uno o varios estímulos y una o varias -- mediciones.

4.- METODOS AUTOMATICOS DE PRUEBA. ALTERNATIVAS DISPONIBLES.

Para desarrollar los equipos de prueba se pueden seguir tres diferentes alternativas.

4.1 PRUEBA ESPECIFICA.

Este método se sigue cuando queremos una solución a bajo costo, para realizar una o varias pruebas perfectamente definidas.

En el ejemplo de la resistencia queremos variar en forma automática la temperatura y medir la impedancia, con el resultado evaluar si cumple con especificaciones, indicando la decisión con un panel con 2 indicadores: pasa no pasa. Esta secuencia se realiza indefinidamente, sincronizando la operación del probador con el operador por medio de un interruptor de inicio de prueba.

Esta alternativa tiene sus ventajas en: bajo costo, optimización del método de prueba y como y como desventaja, su rigidez que no permite fácilmente modificaciones en el procedimiento de prueba.

4.2. INSTRUMENTACION CON LA NORMA IEEE 488.

Una alternativa muy recomendable es el empleo de instrumentos "inteligentes" que pueden interconectarse por medio de la interfase IEEE 488, lo cual fue ideada por Hemlett Packard.

Existe en el mercado una inmensa variedad de instrumentos que proporcionan como opción la interfase IEEE 488, el manejo y programación del equipo es sumamente sencillo y la gran mayoría de los controladores emplean el Lenguaje "Basic".

Por ejemplo, para probar la respuesta de la frecuencia de un amplificador requerimos un generador de audio, un voltmetro, un impresor y el controlador, en figura 4.1 se muestra la solución a bloques aplicando instrumentación compatible.

IEEE 488.

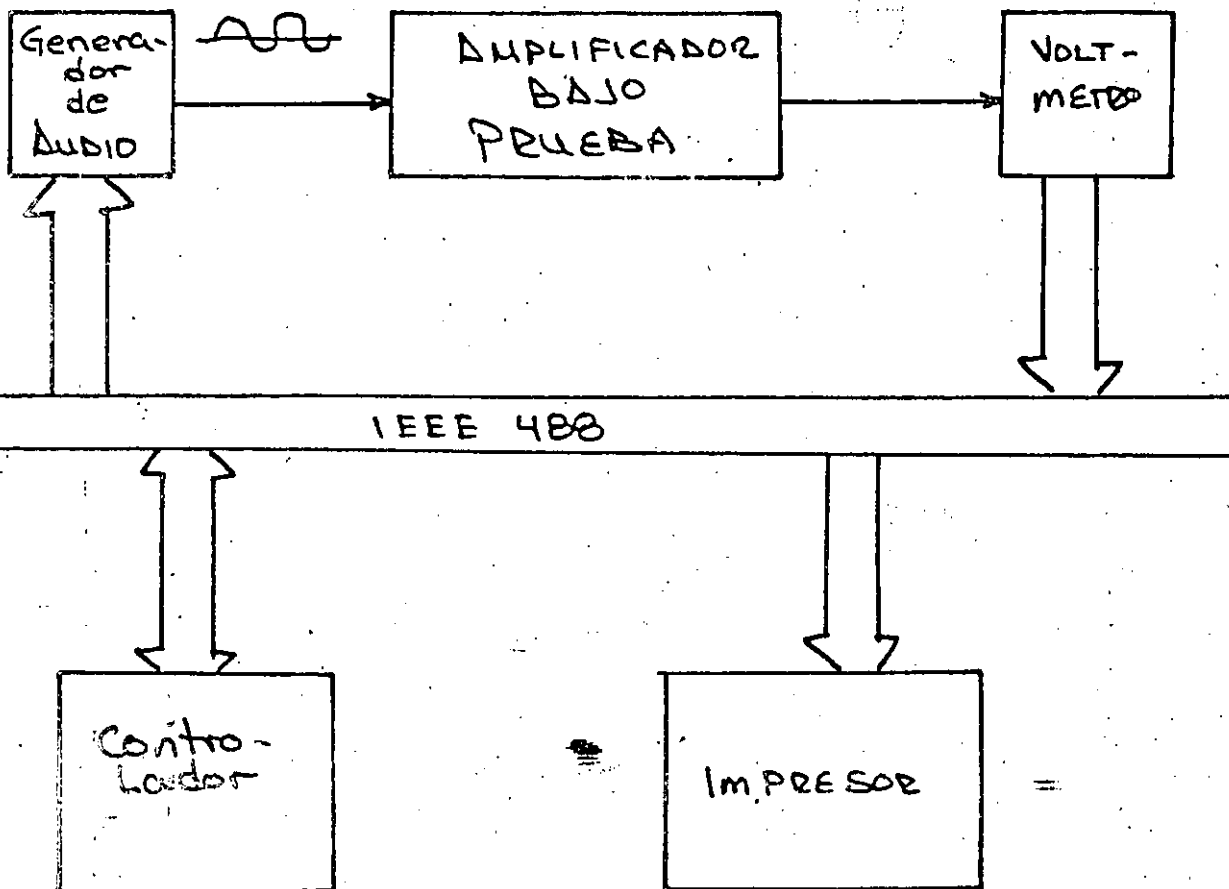


FIG. 4.1 MEDICION DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR.

Las ventajas que se tienen empleando esta alternativa son: bajo costo de desarrollo, obtención de instrumentos comerciales, el mantenimiento lo proporciona el fabricante de instrumentos. Las desventajas son velocidad de prueba y alto costo de inversión.

4.3 SISTEMAS AUTOMATICOS DE PRUEBA "UNIVERSALES".

Por último, analicemos los grandes equipos de pruebas que existen en el mercado. Las características de estos equipos es su versatilidad que nos permiten probar componentes o tabletas, localizar la falla, corregirla y probar nuevamente.

La justificación económica de estos equipos es limitada solo cuando existe volúmenes de producción muy grandes, ya sean estos de un solo modelo o varios modelos que sumados, permitan la amortización del equipo.

Sus principales desventajas radica en el alto grado de capacitación que se requiere para implantar las pruebas. Por otro lado sus ventajas son su velocidad, confiabilidad y bajo costo por prueba.

5.- INFORMACION ESTADISTICA.

Hoy en día, la información juega un papel importante en la toma de decisiones. Los equipos automáticos de prueba tiene la capacidad de proporcionar reportes en forma escrita o en medios masivos como son diskettes.

El empleo adecuado de esta información nos permite conocer el factor de rechazo, la calidad de los componentes que se emplean, el volumen de producción el costo de prueba y mas.

Pero es importante que esta información sea adecuada a las necesidades de cada departamento dentro de la fábrica presentando los reportes con formato distinto y con los datos necesarios, - para evitar el exceso de información y un análisis mas simple - de los resultados.

6.- PROYECCION.

El instituto de investigaciones eléctricas esta trabajando en el área de pruebas siguiendo las tres alternativas - mencionadas anteriormente, organizado en dos proyectos:

6.1 DESARROLLO DE EQUIPO COMBATIBLE CON LA NORMA IEEE 488.

Este proyecto tiene como finalidad el interconectar instrumentos específicos de análisis físico/químico a un computador MINC de Digital.. La aplicación de el sistema es en pruebas de corrosión sobre materiales expuestos a diversas condiciones controladas.

El control se realiza por medio de la computadora, empleandose instrumentos inteligentes. En la figura 6.1 tenemos la configuración a bloques del sistema.

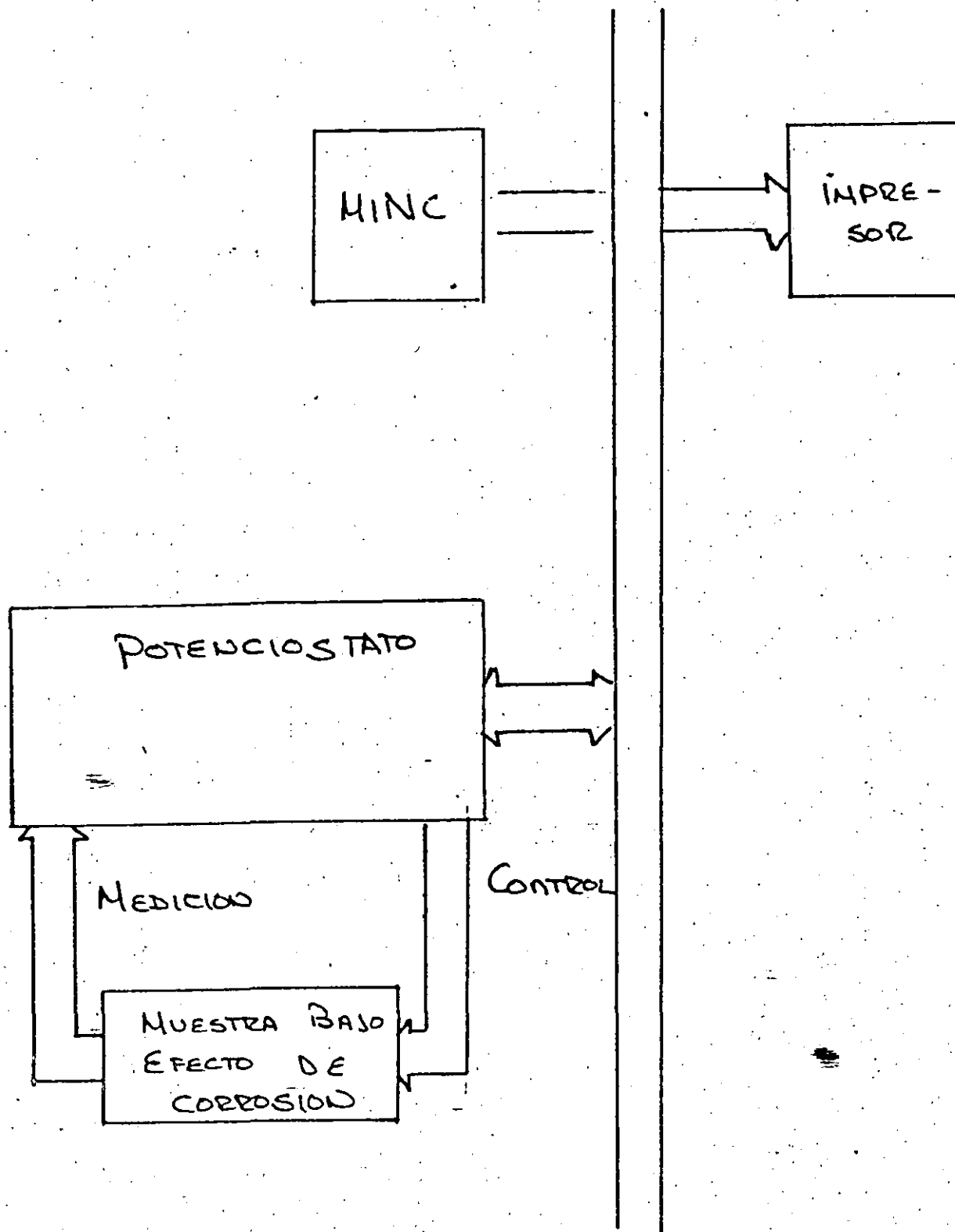
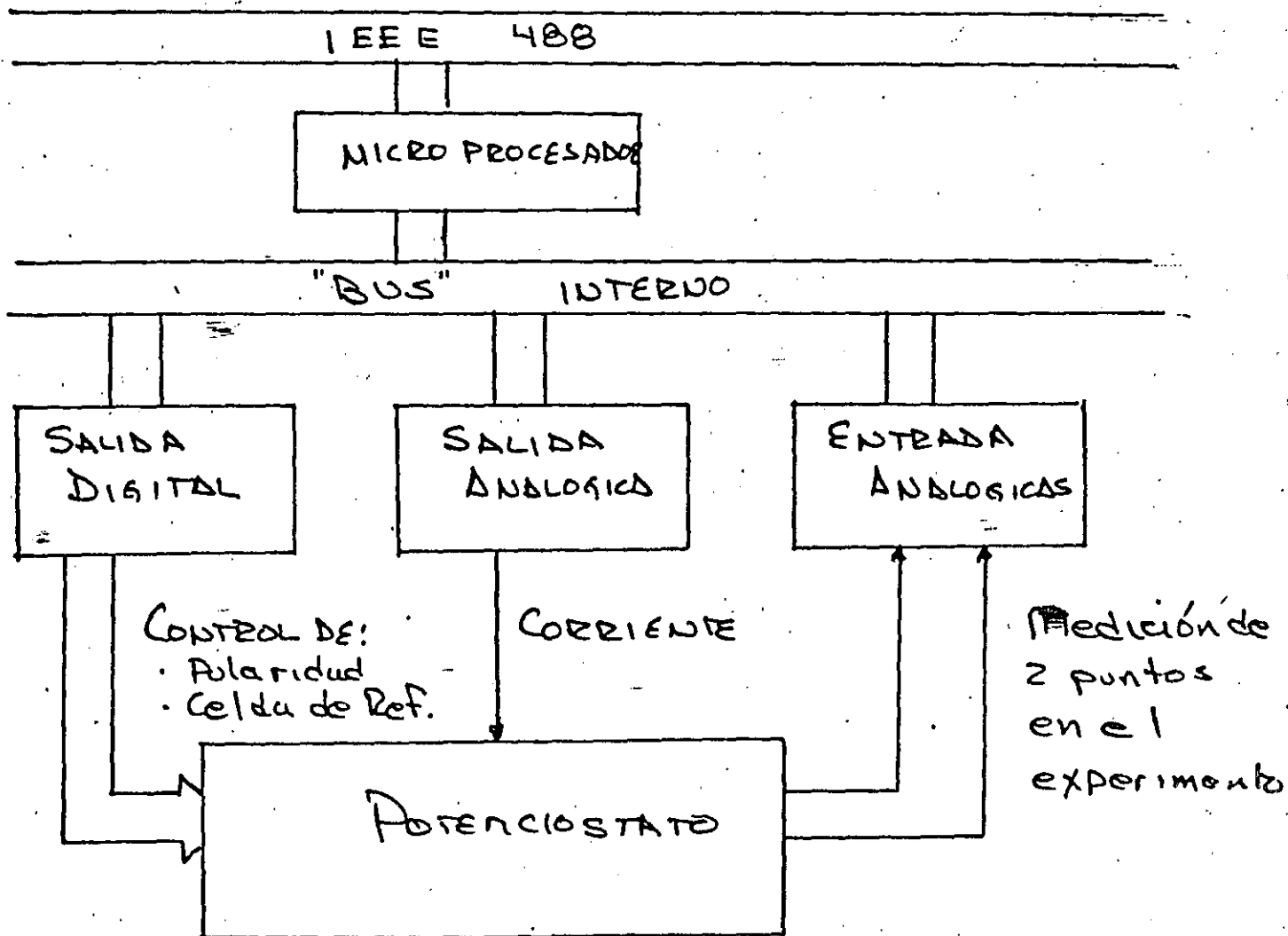


FIG. 6.1 CONTROL DE CORROSION EN UN MATERIAL.

La primera fase del proyecto contempla el emplear un potenciostato comercial y adaptarle la interfase IEEE 488 basándose el diseño en un microprocesador 8748, como se ve en la figura 6.2. El procesador se encarga de las funciones de comunicación con la interfase y además contrala la operación del potenciostato agregando algunas funciones especiales como son cambio de polaridad, medición de la corriente de salida y generación de pulsos de corriente con amplitud y duración programable.

Figura 6.2 Interconexión IEEE 488 Potenciostato.



62. EQUIPO AUTOMATICO DE PRUEBAS. (EAD).

En la línea de equipos "Universales" se presenta - este proyecto. Su filosofía es desarrollar un equipo de pruebas que se aplique ampliamente.

La producción de equipos electrónicos basados en - microprocesadores. La primera aplicación es la de probar en -- forma funcional Unidades Terminales Remotas (UTR) desarrolladas por el IIE para el control de energía eléctrica. Se está iniciando en México la fabricación de UTR'S y deberán ser probadas al finalizar la producción con el EAD.

La arquitectura del EAD esta ideada para satisfacer los requerimientos de prueba actuales y mantener la misma estructura con el incremento de pruebas esperando en un futuro inmediato. El EAD está formado por 5 módulos (Figura 5.3) Control Central, - acondicionador de parámetros de prueba, medición, emulador del Centro de control, una unidad terminal remota interna!

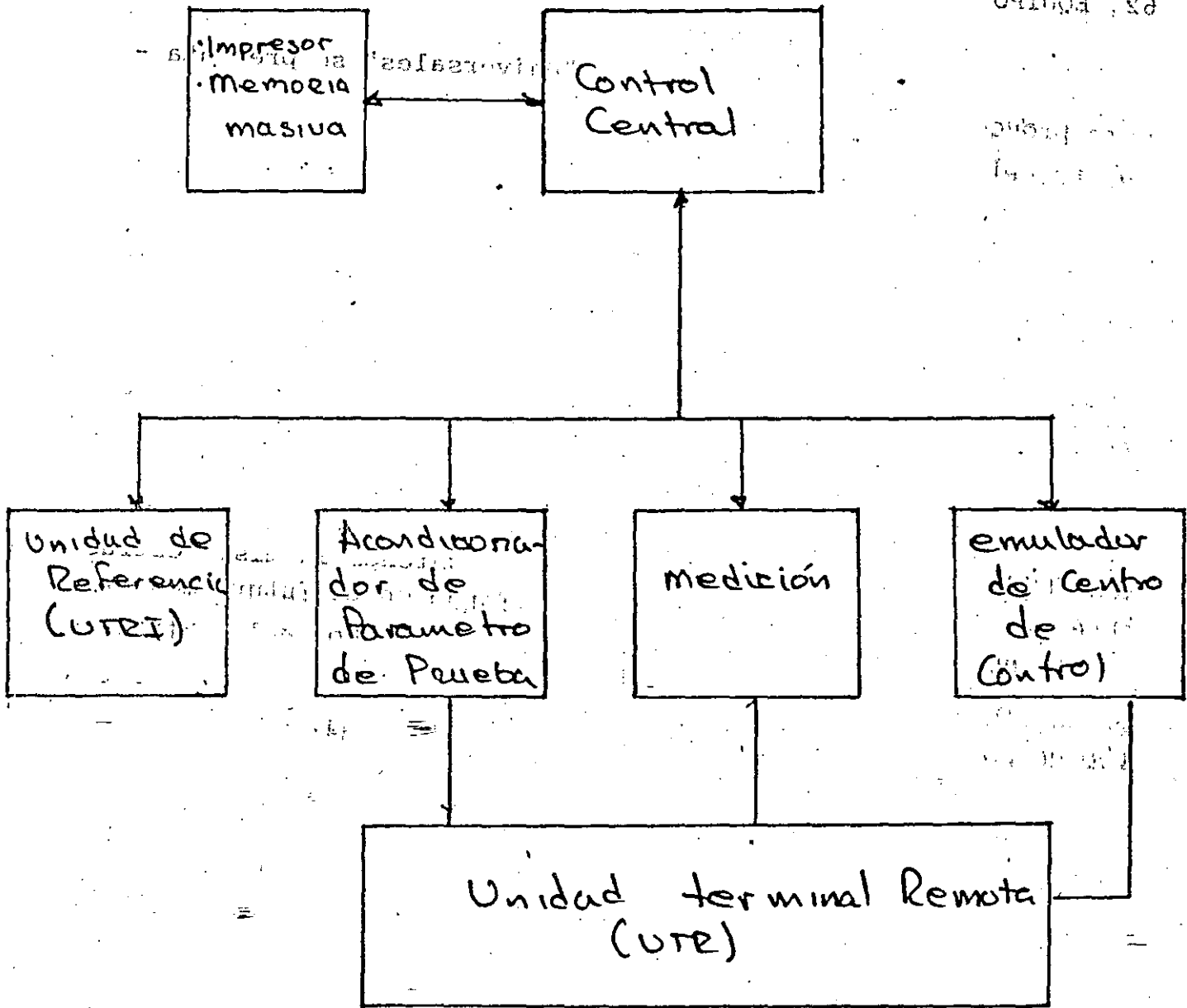


FIGURA 6.3 ARQUITECTURA EQUIPO AUTOMATICO DE PRUEBAS IIE.

El control central es el módulo que sincroniza la operación del sistema, mantiene actualizado la pantalla de despliegue y la base de datos.

El acondicionador de parámetros de prueba genera las señales de entrada que se alimentan a la UTR bajo prueba (UTRB) las señales son en forma de pulsos, digitales y analógicos.

La unidad de medición sensa el estado de todas las señales de salida de la UTRBD. Transfiere la medición la control central para ser verificados.

El Emulados del centro de control envía las órdenes que debe ejecutar la UTRBP y supervisa el estado del canal de comunicaciones.

Por último la UTR interna es el patron de referencia contra el cual se comparan todos los resultados del sistema.

De esta forma se presenta el esfuerzo que realiza el IIE para desarrollar tecnología de pruebas.

LISTA DE ARTICULOS REFERIDOS DE ATE'S.

In - Circuits tester using signature analysis adds digital LSI to its range

Range

Craig Pynn

Electronics

May 24, 79

Microprocessor device reliability

E. R. Huatek

Microprocessors

Vol I No. 5

June 77

Hexadecimal signatures identify troubleshoots in microprocessors

Systems

Gary Gordon and Hans adig

Electronics

May 3, 77

Design fore-thought promotes easier testing of *microcomputer*

Boards

Michael D. Lippman and Edward S. Donn

Electronics

January 18, 79 (113-119)

Board continuity tester senses

only dead shorts

Andrew R. Morris.

Electronics

June 21, 79

Parametric testing: Op amps
Ralph Livermore
Electronic products magazine.
June 1979.

Testing JJP - Boards can be easier if you design your own
tester

Henry Davis
Electronic Design 5
March 1, 79
Pages 196 - 198.

Digital logic board design with test needs in mind

David Tose
Electronic Engineering
Reprint form Computer Automation.

Generacion automatica de patrones de prueba para deteccion de
fallas en circuitos integrados digitales.

Gustavo R. Magqi Benzo
Maximiliano Conte Spiga.
Tesis Universidad Simón Bolívar,
Venezuela.

Automatic test Equipment:

Hardware, software and management
Fred Liguori
IEEE press selected reprinted series.
(Indice anexo).

New developments in automatic testing.

IEE/England
Conference Publication number 158
(Indice anexo)-

Automatic testing for Electronics.

Manufacturing

March 21-23, 1977

Cambridge MA

Circuits manufacturing magazine.

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for Electronics

Manufacturing

January 30 February 1, 78

Los Angeles CA.

Circuits manufacturing magazine

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for Electronics manufacturing.

June 13-15, 78

Boston MA.

Circuits manufacturing magazine

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for Electronic manufacturing

January 23-25, 79

Los Angeles, CA.

Circuits manufacturing magazine.

Benwill Publishing Cord.

Automatic testing for electronic manufacturing

June 4 -7

Denvers MA.

Circuits manufacturing magazine.

Benwill Publishing Cord.

Simple hardware approach to error
detection and correction

Richard C. Montgomery

Computer desing

November, 78

^{ing}
Design Fail-Safe Microprocessor Systems

Dan R. Ballard

Electronics

January 4, 79. (139-148)

EL MOTOR DE PASOS COMO PERIFERICO*

*Caupolicán Muñoz G.
Depto. Ing. Mec. y Elec.
Facultad de Ingeniería, U. Nal Autónoma de México
México, D. F.*

*Efraín Ferrer H.
Depto. de Ing. Elec.
Instituto Tecnológico de Puebla,
Puebla, México.*

Se analiza el problema del acoplamiento entre el motor de pasos SS50 y la minicomputadora HP2100A, con el objeto de que este sistema sea utilizado en el control de procesos.

El motor debe ejecutar algunas operaciones sencillas para que, mediante un programa, puedan realizarse las más diversas y complejas operaciones mecánicas por medio de repetidos comandos dados al motor.

La utilización de la minicomputadora como una herramienta de cálculo y del motor de pasos como ejecutor de precisas instrucciones numéricas, permiten que se logre una excelente precisión en el control de procesos, mientras que el uso de programas abre un sinnúmero de posibilidades para este sistema.

La conexión realizada ha sido probada con un pequeño programa que realiza una sola operación básica, que ilustra claramente la aplicación de un periférico de esta naturaleza.

Introducción

En sistemas de control numérico o en sistemas mecánicos controlados digitalmente, los motores de pasos son utilizados para desarrollar procesos y operar equipos en forma muy precisa, al mismo tiempo que permiten realizar operaciones que son el resultado de un cálculo numérico. En esta forma, el motor de pasos se constituye en una valiosa herramienta que puede ejecutar un giro o un movimiento de acuerdo a una instrucción digital. Evidentemente, convertir este tipo de motor en un periférico que pueda ser dirigido por programa, es un interesante trabajo en control de procesos.

El presente trabajo analiza el problema de la conexión entre el motor de pasos Slow Sync modelo SS 50 y la minicomputadora Hewlett Packard HP2100A, con el propósito de ejecutar una operación que se define en el programa mediante una sola instrucción de Fortran.

La operación mencionada no es sino el punto de partida para que se ejecuten procesos muy complicados por medio de programación, lo que puede ser el resultado

de cálculos previamente realizados por la minicomputadora.

El acoplamiento

Se ha considerado que el periférico cumplirá con una función muy general si se puede ejecutar una operación básica definida por tres variables:

1. El sentido de rotación (reloj y antirreloj).
2. El número total de pasos (a razón de 200 por revolución).
3. La velocidad (el número de pasos por segundo o el tiempo de espera entre pasos).

En esta forma, la operación básica permite la realización de cualquier proceso complejo a alta velocidad y con una resolución máxima de 1,8 grados por paso.

Las tres variables definidas deben traducirse a códigos, o variables de programación, con el objeto de que el usuario pueda determinar fácilmente los valores más adecuados para sus necesidades, ya sea en forma directa o por programa.

Las características propias del sistema, así como las de sus unidades componentes y las limitaciones de cada

* Trabajo presentado en el III Congreso de la Academia Nacional de Ingeniería, Oaxtepec, Morelos, México, 4 al 7 de Septiembre de 1977.

aparato, se han tomado en cuenta para definir las variables ya mencionadas. Estos criterios se analizan a continuación.

El motor

La unidad SS 50 determina la resolución máxima en 1,8 grados por paso, ya que ejecuta una vuelta completa por cada 200 pasos. El sentido del giro está determinado por la fase entre dos trenes de pulsos que se le aplican. Cada par de pulsos implica un paso, por lo cual la señal de orden de ejecución debe aplicarse con diferente retardo a dos monoestables que excitan el motor, como se muestra en la figura 1.

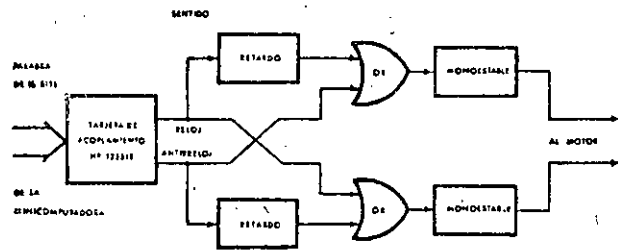


Diagrama de conexiones entre el motor y la minicomputadora.

Figura 1

La minicomputadora

Con el objeto de simplificar el programa que conduce al motor, con lo cual también se minimiza el tiempo de ejecución, los tres parámetros de la operación básica se han definido como enteros. Esto no es una limitación para el sentido de rotación, que sólo puede tomar dos valores; ni para el número total de pasos, que debe ser un número entero. Pero, es una ligera limitación para la velocidad, que por esta razón sólo podrá tomar valores discretos.

Por otra parte, debido a que se usó el reloj de la minicomputadora para determinar el tiempo², no puede disponerse de tiempos arbitrarios. Los intervalos de tiempo que se usan son discretos y se expresan como un número entero. Pero, es una ligera limitación para la velocidad, que por esta razón sólo podrá tomar valores discretos.

En cuanto al sentido de rotación, esta variable se ha establecido de modo que la rotación se efectúa en sentido reloj cuando vale cero. El sentido de rotación antirreloj se produce cuando la variable es diferente de cero.

La tarjeta de acoplamiento

Para los fines de transferencia de señales de control entre la minicomputadora y el motor de pasos, se ha usado la tarjeta modelo HP 12551 B, la cual consta de 16 relés que están en correspondencia uno a uno con los 16 bits de la palabra³. Esta tarjeta de acoplamiento posibilita un alto aislamiento entre los equipos acoplados, al mismo tiempo que simplifica la operación del motor.

Para la operación del circuito de salida se ha elegido que el sentido reloj corresponda al relé número dos y el antirreloj al uno. En esta forma, la palabra que excita a dichos relés (código de máquina), es igual a dos o a uno, respectivamente.

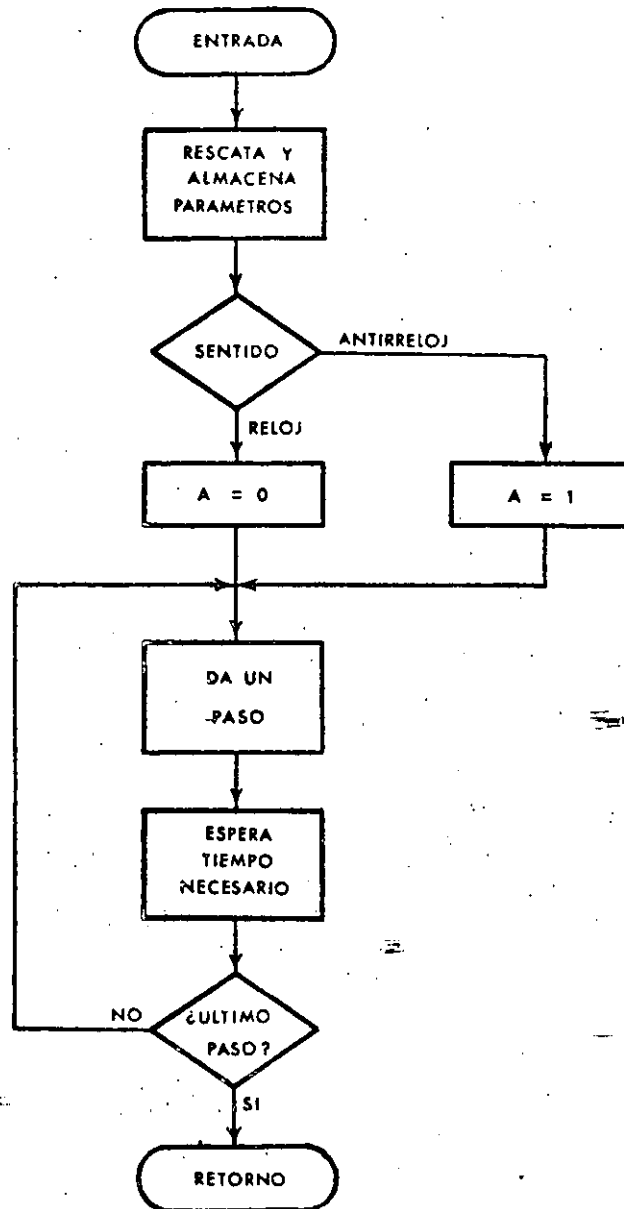


Diagrama de flujo del programa que opera al motor de pasos. La entrada se produce por la instrucción CALL MOTOR.

Figura 2

El número de pasos deseado se obtiene por repetidas instrucciones de este tipo que se van contando por programa.

Las variables de entrada al programa NPAS, IX (1) e IX (2) son los números enteros que definen exactamente cada operación. La ejecución repetida de este programa, que se ha denominado STEP, da lugar a una gran variedad de movimientos, los que se detienen cuando el número de pasos, o el espacio de tiempo entre ellos, es cero.

Debe notarse que la ejecución de la operación básica se logra con la instrucción del lenguaje Fortran.

CALL MOTOR (NPAS, IX)

donde

NPAS es el número total de pasos,
IX (1), el sentido del giro, e
IX (2) es el total de milisegundos entre pasos.

En esta forma, el uso del acoplamiento es una operación muy sencilla que sólo requiere del conocimiento de programación.

En cuanto a limitaciones que presenta el acoplamiento realizado, pueden resumirse en lo siguiente:

1. Velocidad máxima de operación igual a mil pasos

por segundo, debido principalmente al tiempo que tardan en abrirse y cerrarse los relés.

2. Máxima resolución igual a 1,8 grados por paso, determinada por el motor.
3. Máximo número de pasos por cada ejecución igual a 32 786. Máximo entero positivo que puede manejar la minicomputadora.
4. Máximo intervalo de tiempo entre pasos, aproximadamente igual a 32,77 segundos por la misma razón anterior.

Conclusiones

Los resultados obtenidos, así como las limitaciones mencionadas, permiten considerar que el acoplamiento realizado cumple ampliamente con las necesidades normales en control de procesos. Al mismo tiempo, debe destacarse que el tiempo de procesador necesario para la operación del motor es despreciable, si se toma en cuenta la longitud del programa conductor del motor (ver figura 3). Esta situación podrían aprovecharse para utilizar los tiempos muertos en otra actividad⁴.

Finalmente, después de analizar las limitaciones del acoplamiento realizado, se concluye que mediante algunas modificaciones, puede lograrse un sistema que supere ampliamente al que aquí se presenta.

BIBLIOGRAFIA

1. Slow Sync, Step Motors Manual
2. Hewlett Packard, Operating and Service Manual: 125398 Time Base Generator Interface Kit, 1972.
3. Hewlett Packard, Operating and Service Manual: 12551B Relay with Interrupt, Computer Interface Kit, 1972.
4. C. Muñoz y A. Montiel, Voltímetro Digital Acoplado a un Mini. Uso en Control de Procesos. Mundo Electrónico, No. 65, Septiembre 1977.

**ELICONA LTDA.
INGENIERIA ELECTRONICA DE COLOMBIA**

Ofrecemos servicios en las áreas de:

- Componentes, Disponibilidad Inmediata o Sobre Pedido
- Diseño y Fabricación de Equipos
- Electrónica Industrial
- Telecomunicaciones
- Técnicas Digitales
- Mantenimiento y Asesoría

Calle 65 No. 21-32
Tel. 2485680
A.A. 32805
Bogotá D.E.



- MATERIALES Y EQUIPOS PARA LA TECNICA Y LA CIENCIA
- COMPONENTES ELECTRONICOS
- DOTACIONES PARA LABORATORIOS DE QUIMICA Y FISICA

Avenida 19 No. 8-57 - Oficina 503 - Teléfono 2836612 - Apartado Aéreo 4507
BOGOTA COLOMBIA S. A.

El acoplamiento computador, trazador analógico de curvas

Caupolicán Muñoz Gamboa*
Guillermo Castellanos Guzmán**

RESUMEN

Se presenta el problema del acoplamiento de un trazador analógico de curvas Hewlett Packard, modelo 7035B, al computador de la misma marca modelo 2100A, con el propósito de aplicar tal periférico analógico al análisis de sistemas de control. La conexión realizada ha sido probada utilizando como programa principal la respuesta a escalón unitario de un sistema de segundo orden (el cual puede estar, además, controlado por derivada), del que se han trazado algunas curvas de respuesta.

Para poder efectuar una comparación objetiva, se ha repetido todo el trabajo realizado con las unidades HP-2100A y HP-7035B, utilizando el periférico trazador digital HP-7210A, ya en uso con el computador. Los resultados obtenidos con ambos trazadores de curvas permiten comprobar que la interconexión digital-analógica realizada satisface las exigencias del uso normal en análisis de sistemas. Los programas y subprogramas incluidos deben, sin embargo, modificarse para una aplicación más general o para utilizarse con otro tipo de computador o de sistema operativo, ya que cumplen un papel simplemente ilustrativo de la solución.

1. INTRODUCCION

Cuando se realizan cálculos numéricos con ayuda de calculadores electrónicos, suele ser necesario disponer de una gráfica que permita apreciar mejor el resultado obtenido, ya que no siempre una lista de números da una idea global de la respuesta. Análogamente, y tal vez con mayor frecuencia, al analizar sistemas de control se hace necesario disponer, además de los listados de la solución, de una curva que permita valorar globalmente el comportamiento del sistema analizado. Este hecho se aprecia claramente cuando se requiere comparar las respuestas de dos sistemas, o de uno solo con varias compensaciones.

* Sección de Comunicaciones y Electrónica, Facultad de Ingeniería,
UNAM
Universidad de Guadalajara

En ocasiones, el problema puede resolverse parcialmente al utilizar el periférico impresor como graficador (ref 1). En este caso, se obtiene simultáneamente con el listado de la respuesta una gráfica discreta que permite una visión más general del resultado. Sin embargo, no es posible trazar curvas en las que el incremento de la variable independiente, está sujeto a modificaciones, ni pueden suponerse dos o más curvas con fines comparativos*.

La solución más cómoda y eficaz es disponer de un periférico trazador digital de curvas que realice las gráficas con trazos continuos, prácticamente sin error de cuantificación y que permita interpolar puntos entre cada intervalo. Aun cuando es posible disponer comercialmente de este tipo de periféricos, resulta interesante intentar resolver el problema de la interconexión digital-analógica que, como en este caso, puede dar lugar a una solución satisfactoria.

2. LA INTERCONEXION

El primer problema que se plantea al intentar acoplar las unidades HP-2100A y HP-7035B es la conversión digital-analógica, puesto que la salida del computador es digital y la entrada del trazador de curvas es analógica.

En el primer caso, se dispone de una salida consistente en una palabra de 16 bits; en el segundo se requiere de una entrada que puede variar ampliamente, ya que el trazador de curvas dispone de atenuadores y amplificadores, pero para este problema se ha escogido una variación entre 0 y 10 voltios.

Estas especificaciones corresponden exactamente a la tarjeta de interconexión comercial HP-12564A (ref 2), que se ha empleado como conversor D/A. Con este dispositivo, la interconexión se realiza en forma muy sencilla, ya que es la propia tarjeta la que se encarga de alimentar al trazador de curvas con una señal analógica para cada eje. Las señales están determinadas por la palabra de 16 bits que el computador le entrega (fig 1).

También ha sido preciso disponer de un mecanismo que permita alzar o bajar la pluma del trazador (ref 3), lo que se ha resuelto utilizando un relé de la tarjeta de interconexión comercial HP-12551B, que

* En realidad, estos problemas pueden resolverse utilizando más memoria, en un caso, tolerando un mejor margen de impresión en el otro. Sin embargo, subsisten los problemas de la cuantificación y de la discretización de la curva que, en todo caso, distorsionan el resultado.

permite activar el mecanismo interno del trazador cuando la subrutina lo requiere. El mecanismo de operación de esta tarjeta es sencillo (ref 4), ya que dispone de 16 relés que están en correspondencia 1-1 con los 16 bits de cada palabra, relés que se abren con ceros y se cierran con unos, permaneciendo en tales posiciones hasta que una nueva palabra es enviada por el computador. En este caso, se ha utilizado el relé 3 (correspondiente al número binario 100).

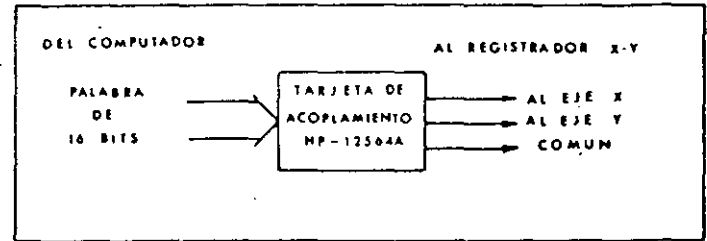


Fig 1 Diagrama de conexiones entre el computador, la tarjeta de acoplamiento y el trazador analógico.

La operación de la tarjeta HP-12564A puede describirse fácilmente de la manera siguiente: la palabra de 16 bits es descompuesta en dos partes (8 bits cada una) que son transformadas en señales analógicas y aplicadas a cada eje. En esta forma, se dispone de $2^8=256$ opciones diferentes para cada señal, que van desde todos los bits iguales a cero a todos los bits iguales a uno. Esto significa que, en el programa principal, se deben normalizar los valores de los ejes X y Y para que sean positivos y el máximo sea menor o igual a 255. También se requiere que los pares de valores aparezcan en una palabra, ya que solo una palabra por vez excita al conversor D/A. Este es el propósito de la subrutina CMERG, la que aparece escrita en lenguaje ensamblador en la fig 2.

Una vez que cada palabra contiene un par de valores de la curva, se puede comenzar el trazado de la misma, que se realiza siguiendo el diagrama de flujo de la fig 3.

Cabe hacer notar que, en el desarrollo del programa que acciona al trazador analógico, se ha utilizado transferencia incondicional de datos; es decir, el computador envía las palabras a la tarjeta de interconexión en forma sucesiva y a una frecuencia determinada por la seudoinstrucción TIME OCT-2 del programa PLTER (fig 4).

ESTE SUBPROGRAMA PERMITE YUXTAPONER
DOS VARIABLES EN UNA PALABRA

```

NAM CHERG,7
ENT CHERG
EXT PLTER
CHERG NOP
LDA CHERG,I  *CARGA DIR. DE RETORNO
STA RETRN    Y LA ALMACENA EN RETRN
LDA CHERG    *ALMACENA DIR. DEL PRIMER
INA          ELEMENTO DE X EN LA
LDB 0,I     LOCALIDAD NA POR MEDIO
STB NA      DE CARGA INDIRECTA
INA         *ALMACENA DIR. DEL PRIMER
LDB 0,I     ELEMENTO DE Y EN LA
STB NB      LOCALIDAD NB
INA         *ALMACENA DIR. DEL
LDB 0,I     NUMERO DE PUNTOS
STB N       EN LA LOCALIDAD N
INA         *ALMACENA DIRECCION
LDB 0,I     DEL MODO EN LA
STB M       LOCALIDAD P
LDB DC      *CARGA EN B' DIR. DE NC
LDA N,I     *ALMACENA EN COUNT
CMA,INA     EL NUMERO DE PUNTOS
STA COUNT   EN FORMA NEGATIVA
LDA NB,I    *CARGA EN A EL 1ER. ELEMENTO
ALF,ALF     DE X, LO DESPLAZA 8 LUGARES,
ADA NA,I    LE AGREGA EL 1ER. ELEMENTO
STA 1,I     DE Y, Y LO ALMACENA EN NC
ISZ COUNT   *CUENTA LOS PUNTOS
JMP SEC     *CONTINUA SI FALTAN
JSA PLTER   *VA A GRAFICARLOS
OFF ++3    *DIRECCION DE RETORNO
DEF M      *DIRECCION DEL MODO
DEF NC     *DIR. DE LA PALABRA COMPUESTA
JMP RETRN,I *REGRESA AL PROGRAMA PRINCIPAL
SEC        *CONTINUA, INCREMENTANDO
YSZ NA     DIRECCIONES DE X, Y Y DE
YSZ NB     LA PALABRA COMPUESTA
INB       *CONTINUA
JMP CONT   *CONTINUA
DC        *DIR. DE LA PALABRA COMPUESTA
NA        *LOCALIDADES PARA LAS
NB        *DIRECCIONES DE X, Y Y PARA
NC        *LAS PALABRAS COMPUESTAS
COUNT    *NUMERO DE PUNTOS
RETRN     *DIRECCION DE RETORNO
N         *LOCALIDADES PARA EL NO. DE
M         *PUNTOS Y PARA EL MODO
END CHERG

```

Fig 2 La subrutina CHERG escrita en lenguaje ensamblador. Este subprograma yuxtapone, en una palabra, los valores de los dos ejes como pares ordenados.

Esta instrucción determina el tiempo en milisegundos que debe esperarse antes de enviar una nueva palabra a la tarjeta de interconexión. Se ha utilizado este tipo de transferencia debido a que la respuesta a escalón de ambos ejes del trazador de curvas sobrepasa el valor de la entrada (*overshoot*), lo que no permite localizar un punto nulo apropiado para utilizar transferencia condicional. Los tiempos de espera a que refiere el diagrama de flujo de la fig 3 corresponden a los siguientes:

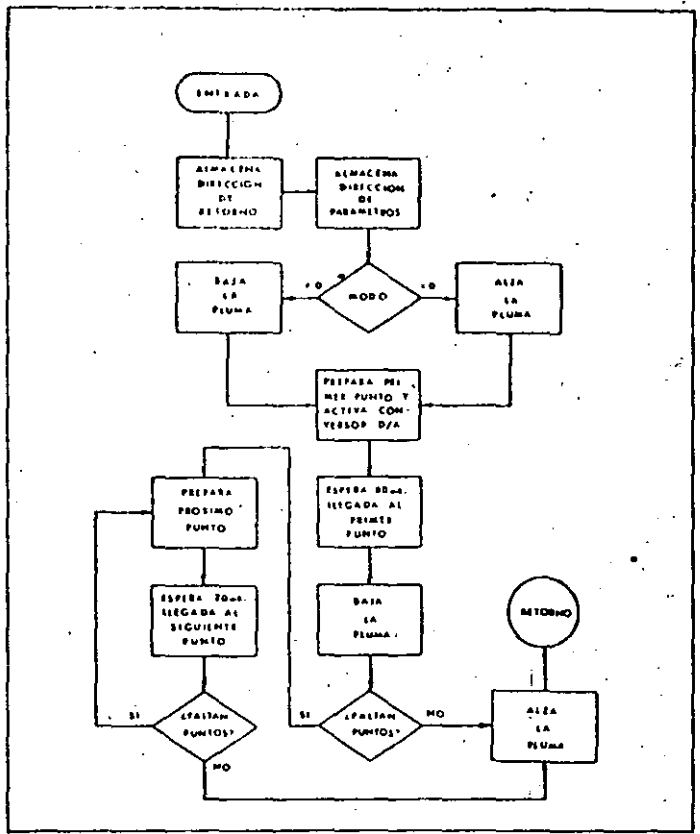


Fig 3 Diagrama de flujo del programa que opera al trazador analógico

- Tiempo que tarda en cerrarse un relé (aproximadamente 1 milisegundo)
- Tiempo que tarda en abrirse un relé (aproximadamente 1 milisegundo).
- Tiempo que tarda en llegar al primer punto (aproximadamente 80 milisegundos)
- Tiempo que tarda en pasar de un punto a otro en una curva continua (aproximadamente 20 milisegundos)

Los tiempos de los relés se han determinado por las especificaciones del trazador y de la tarjeta de interconexión (refs.2 y 3).

El tiempo de llegada al primer punto se midió aplicando al trazador de curvas una señal rampa en un eje y un escalón en el otro, mientras que el tiempo que tarda en pasar de un punto a otro en una curva continua, se estimó en la décima parte del anterior y se corrigió posteriormente en forma experimental.

ESTE SUBPROGRAMA PERMITE OPERAR EL TRAZADOR ANALOGICO

```

NAM PLTER,7
ENT PLTRQ
PLTER, NOP
LDA PLTER, I  *CARGA DIR. OF. RETORNO Y
STA RETRN    *LA ALMACENA EN RETRN
LDA PLTER    *ALMACENA DIR. DEL MODO
INA         *EN LA LOCALIDAD MODO
LDR R, I    *POR MEDIO DE CARGA INDIRECTA
STB MODO    *DEL REGISTRO A
INA         *ALMACENA DIRECCION DEL
LDR R, I    *NUMERO DE PUNTOS
STB CNTR    *EN LA LOCALIDAD CNTR
LDR CNTR, I *ALMACENA NUMERO DE PUNTOS
CMB, INB    *EN LA LOCALIDAD CNTR
STB CNTR    *EN FORMA NEGATIVA
LDR R, I    *OBTIENE DIRECCION DEL
TNR         *PRIMER PUNTO
LDA MODO, I *CARGA EL MODO
STA         *FS CEROT
LDA #04     *NO, BAJA LA PLUMA
OTA 23B    *SI, OPERA RELE
LDA #01     *PREPARA RELOJ
OTA 10B    *PARA 1MSEG.
RELY, STC 10B, C *ESPERA
SFS 10B     *CINCO
JMP #+1    *MILISEGUNDOS
ISZ CINCO  *OPERACION
JMP RELY   *DE RELE
LDA 1, I   *CARGA PRIMER PUNTO Y
OTA 21B    *ACTIVA CONVERTOR D/A
LDA #02    *PREPARA RELOJ
OTA 10B    *PARA 10 MSEG.
LOOP, STC 10B, C *ESPERA
SFS 10B     *10 MSEG.
JMP #+1    *PARA QUE EL
ISZ COUNT  *GRAFICADOR LLEGUE
JMP LOOP   *AL PRIMER PUNTO
LDA #04    *BAJA LA
OTA 23B    *PLUMA
ISZ CNTR   *CUENTA NUMERO DE
JMP CNT    *PUNTOS, CONTINUA
JMP REGRE  *O TERMINA
CONT, LDA TIME *PREPARA
STA ESPE   *CONTADOR PARA
INB        *SIGUIENTES PUNTOS
LDA 1, I   *PROXIMO
OTA 21B    *PUNTO
LDA #02    *PREPARA RELOJ
OTA 10B    *PARA 10 MSEG.
LOPP, STC 10B, C *ESPERA
SFS 10B     *20 MSEG.
JMP #+1    *PARA QUE EL
ISZ ESPE   *GRAFICADOR LLEGUE AL
JMP LOPP   *SIGUIENTE PUNTO
ISZ CNTR   *CUENTA LOS PUNTOS
JMP CONT   *CONTINUA SI FALTAN
REGRE, CLA  *TERMINA
OTA 23B    *ALZA LA PLUMA
LDA #03    *PREPARA RELOJ
OTA 10B    *PARA 100 MSEG.
SALE, STC 10B, C *ESPERA
SFS 10B     *2 SEG.
JMP #+1    *PARA EL
ISZ D09    *TERMINO DE
JMP SALE   *LA GRAFICA
JMP RETRN, I *REGRESA AL PROGRAMA PRINCIPAL
RETRN, OCT 0 *DIRECCION DE RETORNO
MODE, OCT 0  *MODO
D09, OCT -20 *LOCALIDADES
CINCO, OCT -5 *PARA
CNTR, OCT 0  *LOS
COUNT, OCT -1 *DIFERENTES
TIME, OCT -2  *CONTADORES
ESPE, OCT 0  *USADOS
END PLTER

```

Fig 4 El programa PLTER escrito en lenguaje ensamblador

3. EL SISTEMA ANALIZADO

Un sistema de segundo orden se representa (fig 5) como un sistema con realimentación negativa unitaria y ganancia $G(s)$ dada por

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (1)$$

siendo su función de transferencia

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

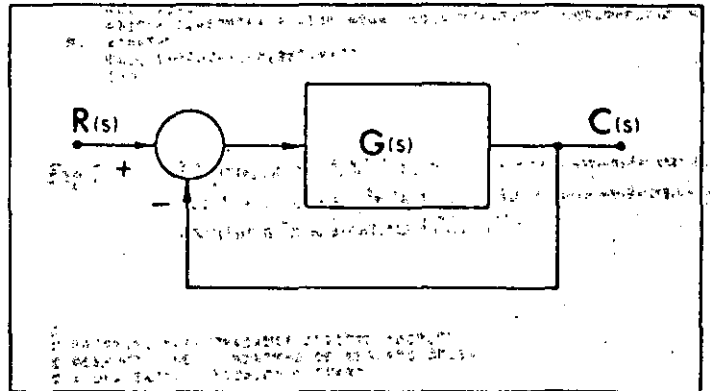


Fig 5 Diagrama de bloques del sistema de segundo orden

Cuando el sistema mencionado se controla por derivada (fig 6), la función de transferencia resulta

$$T_d(s) = \frac{(1 + st_d)\omega_n^2}{s^2 + 2(\zeta + \frac{t_d\omega_n}{2})\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

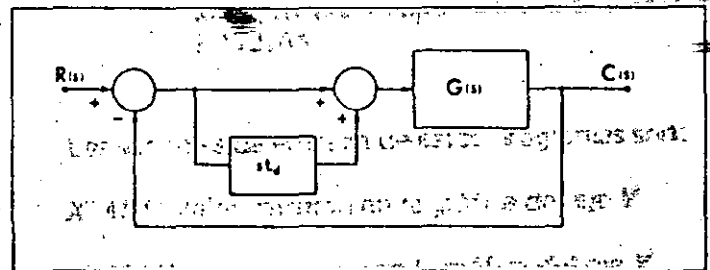


Fig 6 Diagrama de bloques del sistema de segundo orden controlado por derivada

La respuesta a escalón unitario de este último sistema se calcula a partir de la ec 3 y de $R(s)=1/s$ con lo cual se tiene

$$C(s) = \frac{1}{s} \frac{(1 + s t_d) \omega_n^2}{s^2 + 2(\zeta + \frac{t_d \omega_n}{2}) \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

Puede definirse el factor de amortiguación α a la frecuencia amortiguada en la siguiente forma:

$$\alpha^2 = (\zeta + \frac{t_d \omega_n}{2}) \omega_n \quad (5a)$$

$$\omega_d = \left(1 - \left(\frac{\alpha}{\omega_n}\right)^2\right)^{1/2} \omega_n = \left[1 - \left(\zeta + \frac{t_d \omega_n}{2}\right)^2\right]^{1/2} \omega_n \quad (5b)$$

siendo

$$\alpha^2 + \omega_d^2 = \omega_n^2 \quad (5c)$$

Usando las ecs 5, puede encontrarse por expansión en fracciones parciales de la ec 4

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{s + 2\zeta \omega_n}{(s + \alpha)^2 + \omega_d^2} \quad (6)$$

Al aplicar la transformada inversa de Laplace se obtiene la siguiente expresión para la señal de salida en el tiempo:

$$C(t) = u(t) - \frac{\left[2\zeta \omega_n - \alpha\right]^2 + \omega_d^2}{\omega_d} e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \psi) \quad (7a)$$

donde

$$\psi = \arctan \frac{\omega_d}{\alpha - \omega_n^2 t_d} \quad (7b)$$

Al remplazar la ec 5a en las ecs 7 resulta

$$C(t) = u(t) - \frac{\omega_n}{\omega_d} (1 - 2\zeta \omega_n t_d) e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \psi) \quad (8a)$$

$$\psi = \arctan \frac{\omega_d}{\omega_n (\zeta - \frac{t_d}{2} \omega_n)} \quad (8b)$$

Al comparar las ecs 2 y 3, se aprecia que la función de transferencia $T_d(s)$ se transforma en $T(s)$ si $t_d=0$. Por otra parte, las ecs 8 y 5b se identifican como la res-

puesta a escalón del sistema de segundo orden y la frecuencia amortiguada de este, respectivamente (ref 5). Este hecho se ha utilizado en los programas ANPLT y DGPLT (figs 7 y 8), para representar gráficamente la respuesta de los sistemas de las figs 5 y 6.

```

C
C PROGRAMA PARA TRAZADOR ANALOGICO (ANPLT)
C RESPUESTA DE UN SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN
C A UNA ENTRADA ESCALON UNITARIO
C
DIMENSION NA(3*PI),NB(3*PI)
READ(1,*)XMIN,XMAX,WNTD,WNTF,Z,WNTD,D
WT=WNTD
A=1,=2,=Z+WNTD
C=Z+WNTD/2.
B=1,=C+2
DD=Z+WNTD/2.
BB=SQRT(B)
PI=ATAN2(BB/DD)
ESCY=255./(XMAX-XMIN)
NA(1)=255
NB(1)=0
NA(2)=0
NB(2)=ABS(YMIN)+ESCY
DO 2 I=3,256
NA(I)=I-2
NB(I)=(1.-SQRT(A/B))*EXP(-C*WT)*SIN(BB*WT+PI)+ESCY*FLOAT(NB(I))
WT=WT+D
CALL CMERG(NA,NB,255,WNTF)
END

```

Fig 7 El programa ANPLT. Su función consiste en realizar los cálculos de la respuesta de los sistemas para excitar a la subrutina CMERG.

```

C
C PROGRAMA PARA TRAZADOR DIGITAL (DGPLT)
C RESPUESTA DE UN SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN
C A UNA ENTRADA ESCALON UNITARIO
C
DIMENSION NA(3*PI),NB(3*PI)
READ(1,*)XMIN,XMAX,WNTD,WNTF,Z,WNTD,D
WT=WNTD
A=1,=2,=Z+WNTD
C=Z+WNTD/2.
B=1,=C+2
DD=Z+WNTD/2.
BB=SQRT(B)
PI=ATAN2(BB/DD)
ESCY=0.000./(XMAX-XMIN)
NB(2)=ABS(YMIN)+ESCY+1.0
NA(2)=1.0
DO 2 I=3,256
NA(I)=(I-2)*3.0+1.0
NB(I)=(1.-SQRT(A/B))*EXP(-C*WT)*SIN(BB*WT+PI)+ESCY*FLOAT(NB(I))
WT=WT+D
WRITE(2)=1,1,NA(2),NB(2)
DO 4 I=3,256
WRITE(3)=1,1,NA(I),NB(I)
WRITE(5)=1,1,NA(257),NB(257)
END

```

Fig 8 El programa DGPLT. Este programa permite comprobar los resultados obtenidos con el trazador analógico por comparación con la unidad digital HP-7210A.

Las variables de entrada de estos programas son:

X MIN Valor mínimo en la gráfica del eje Y

X MAX Valor máximo en la gráfica del eje Y

W NTO Valor inicial de la variable tiempo normalizada ($\omega_n t_0$)

WNTF modo de operación,
pluma levantada = 0
pluma trazando ≠ 0

Z ζ del sistema de segundo orden

WNTD Valor normalizado del parámetro t_d

D incremento de la variable tiempo normalizada
(ωt)

Cabe destacar que las diferencias entre los programas de las figs. 7 y 8 corresponden fundamentalmente al uso de periféricos diferentes, ya que el trazador HP-7210A posee una resolución superior (ref 6). Esto se pone de manifiesto en las instrucciones:

$$ESCX = 9999/(XMAX - XMIN) \quad (9a)$$

$$ESCX = 255/(XMAX - XMIN) \quad (9b)$$

que son las encargadas de escalar los desplazamientos máximos del eje *Y* de ambos trazadores de curvas. Para el periférico digital se dispone de 10 000 puntos diferentes en cada eje, y en el analógico solamente de 256.

4. RESULTADOS

Los programas de las figs 7 y 8 se ejecutaron para una gran variedad de casos, y se obtuvieron en cada uno de ellos curvas coincidentes, que permitieron comprobar la eficiencia de la conexión del periférico analógico. Debe destacarse que no se hicieron comparaciones de los resultados por medio de listados de la solución porque, como puede comprobarse en las figs 7 y 8, estos resultarían iguales, ya que esencialmente se trata del mismo programa con dos periféricos diferentes.

Se seleccionaron, a modo de ejemplo, los resultados que se describen a continuación.

El sistema de segundo orden con $\zeta = 0.2$, cuya respuesta a escalón unitario, obtenida con el trazador analógico de curvas y el programa ANPLT, se observa en la fig 9a). Los valores dados al programa son los siguientes:

XMIN = 0
XMAX = 2
WNTD = 0
WNTF = 0
Z = .2
WNTD = 0
D = .1

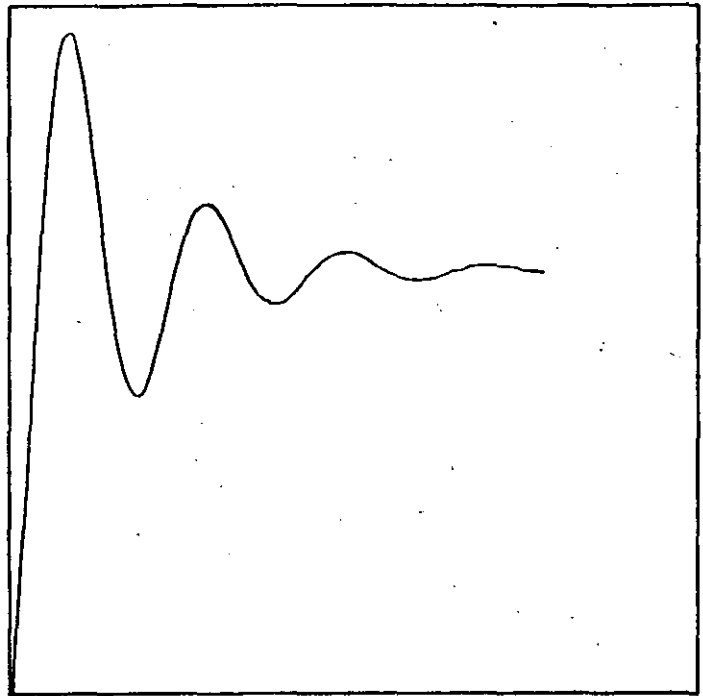


Fig 9 Curvas obtenidas para el caso sistema de segundo orden; (a) trazador analógico, (b) trazador digital, (c) comparación entre ambas.

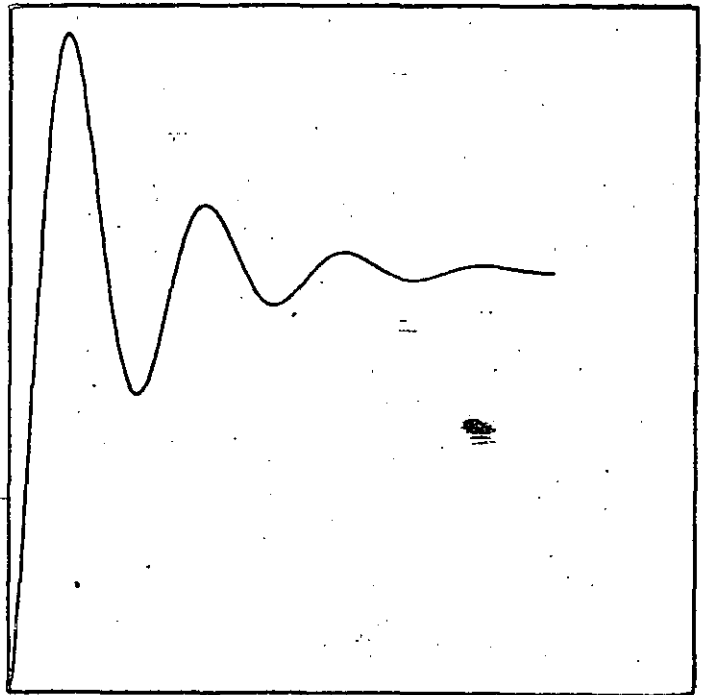


Fig 9 (b) El acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

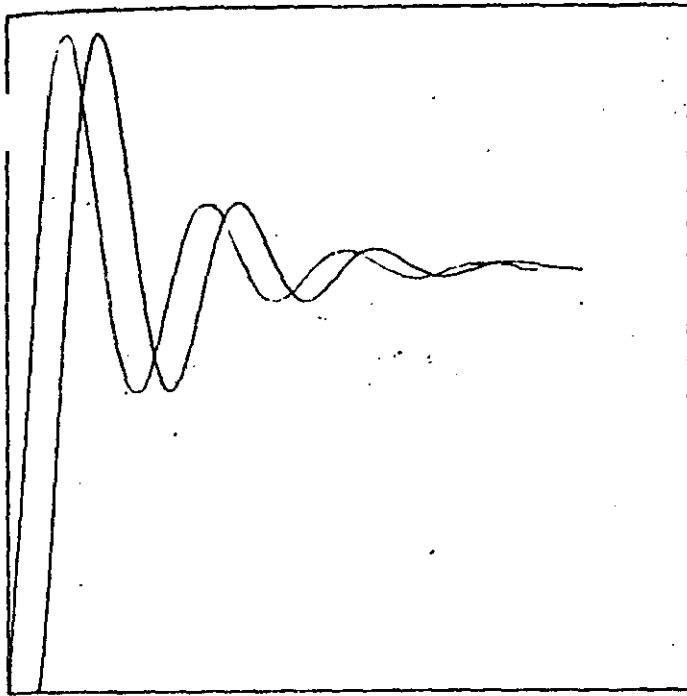


Fig 9 (c) El Acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

Estos mismos valores fueron usados en la ejecución del programa DGPLT, resultando la gráfica de la fig 9b) en el trazador digital de curvas. Como puede apreciarse al comparar las figs 9 a) y b), los resultados coinciden notablemente. Esta coincidencia se ha hecho resaltar al superponerse desfasadas ambas curvas en la fig 9c), donde se observa saliendo desde el origen la respuesta obtenida con el trazador analógico.

Como segundo ejemplo, se ha escogido la respuesta del sistema de segundo orden controlado por derivada, en el cual $\zeta = 0.2$ y $\omega_n t_d = 0.2$. Los valores dados a los programas corresponden esta vez a:

$XMIN = 0$
 $XMAX = 2$
 $WNT0 = 0$
 $WNTF = 0$
 $Z = .2$
 $WNTD = .2$
 $D = .1$

La curva obtenida con ANPLT y el trazador analógico se muestran en la fig 10a), en tanto que la respuesta dada por DGPLT y el trazador digital aparece en la fig 10b). Ambas se han superpuesto en la fig 10c),

donde se aprecia claramente la coincidencia lograda. En esta última figura, la curva que arranca desde el origen corresponde al trazador analógico.

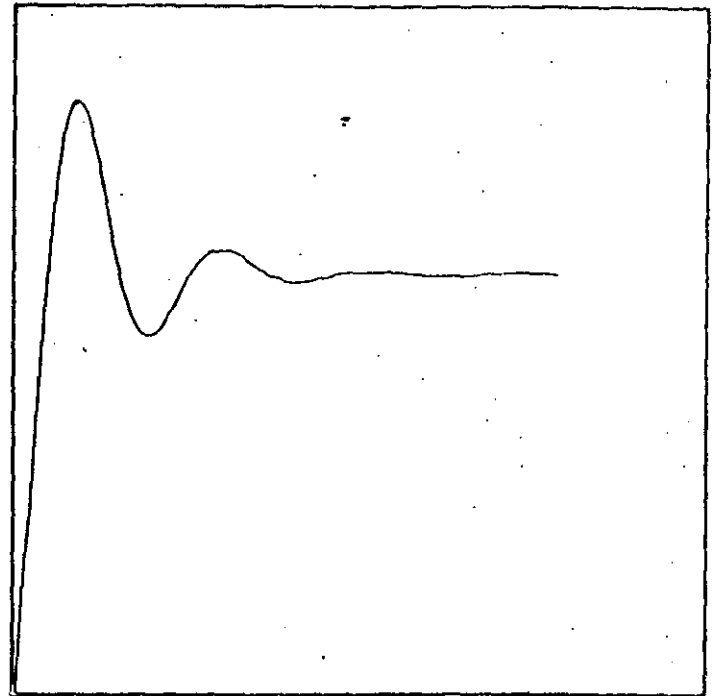


Fig 10 (a) Curvas obtenidas para el caso sistema de segundo orden controlado por derivada; (a) trazador analógico, (b) trazador digital, (c) comparación entre ambas.

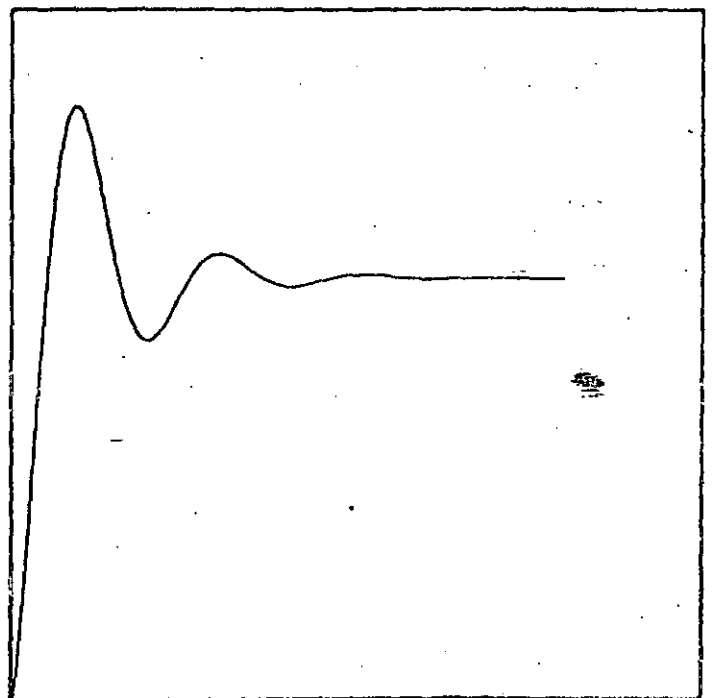


Fig 10 (b) El Acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

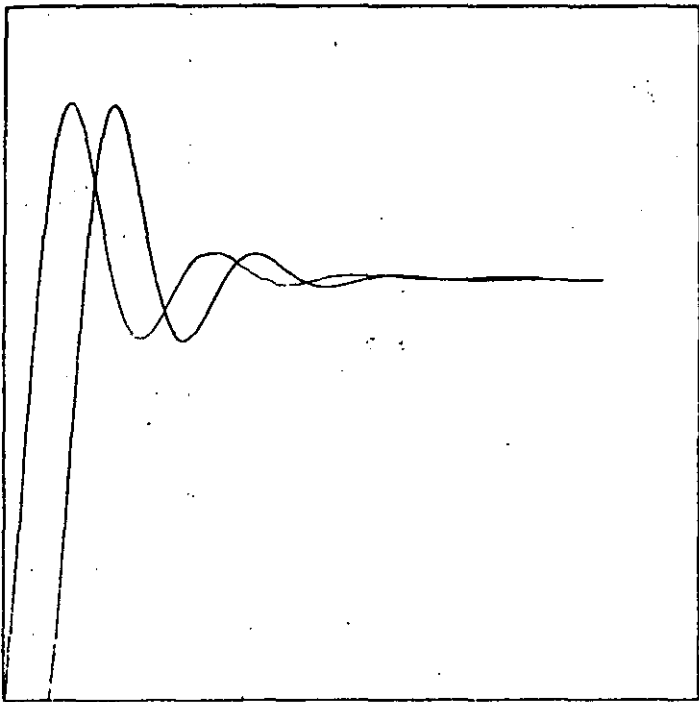


Fig 10 (c) El acoplamiento Computador-Trazador Analógico de Curvas

5. CONCLUSIONES

Los dos ejemplos mostrados y la comparación que puede hacerse entre ellos permite comprobar que el objetivo principal de este trabajo, lograr un buen rendimiento del periférico analógico, se ha conseguido plenamente. Sin embargo, es preciso señalar que no puede esperarse de este tipo de periférico un rendimiento superior al que se ha observado en los resultados incluidos, y en ningún caso comparable al periférico digital. Las razones pueden resumirse básicamente en tres observaciones de las características de los aparatos.

El trazador analógico posee (por efecto de la tarjeta de interconexión HP-12564A) una resolución muchísimo menor que el instrumento digital, lo que reduce la precisión del trazo. Además, la velocidad a que puede trabajar es menor, lo que incrementa el tiempo de computación. Por otra parte, debe esperarse que el rendimiento del periférico analógico sea muy bajo si se trazan curvas muy irregulares o que sufran cambios bruscos de pendiente.

En el presente caso, los problemas señalados no han sido un obstáculo, ya que por la naturaleza de los programas no hay cambios bruscos de pendiente

en los trazos, la precisión dada es aceptable, y el aumento en el tiempo de cómputo resultó despreciable.

Puede comprobarse entonces que, para los propósitos descritos, el sistema computador-periférico realizado cumple las exigencias requeridas, a pesar de las limitaciones que posee y de las condiciones de operación, por lo que puede utilizarse como un periférico de salida más.

6. REFERENCIAS

1. Melsa, J L, "Computer programs for computational assistance in the study of linear control theory", Mc Graw Hill, Nueva York (1973)
2. Hewlett, P, "Operating and service manual 12564A digital analog converter interface kit.
3. Hewlett, P, "Manual de funcionamiento y conservación de registradores X-Y modelos 7035/7035 AM"
4. Hewlett, P, "Operating and service manual 12551B relay register with interrupt, computer interface Kit"
5. Melsa, J L y Schultz D G, "Linear control systems, McGraw Hill, Nueva York (1969)
6. Hewlett P, "Operating manual 7210A digital plotter"

voltímetro digital acoplado a un mini uso en control de procesos

C. Muñoz, A. Montiel

Se presenta el problema del acoplamiento entre una minicomputadora y un voltímetro digital desde el punto de vista de la transferencia de datos, los programas conductores y la forma de medición.

Las lecturas del voltímetro digital pueden tomarse de tres maneras: manualmente, a la máxima velocidad del instrumento o a intervalos de tiempo controlados por un reloj programable, disponiéndose de opciones de sincronía externa. Además, como el reloj y el voltímetro trabajan utilizando prioridades de interrupción, los tiempos de espera entre mediciones pueden usarse para ejecutar paralelamente otros programas en forma de subrutina.

Gracias a la programación dual lograda con las interrupciones prioritarias, el acoplamiento planteado puede aplicarse para control en tiempo real, sin olvidar las limitaciones propias del sistema operativo.

THE MINICOMPUTER-DIGITAL VOLTMETER INTERFACE. Its use for process control purposes

The minicomputer-digital voltmeter interface problem is presented from the stand of view of data transfer, the driver programs and the operating mode of the voltmeter.

The digital voltmeter readings can be entered at three ways: manually, at the maximum rate of the instrument or at fixed intervals controlled by a computer-clock. Each mode has external triggering options. Furthermore, since the clock and digital voltmeter have interruption priority, the time between two measurements can be utilized to run several programs as subroutines.

The interface can be used for on-line control purposes, due to it's dual programming capabilities, when the operating systems limitations allows.

INTRODUCCIÓN

Cuando se efectúan mediciones de variables eléctricas, el voltímetro digital es una herramienta muy eficaz debido a la alta precisión con que pueden conocerse los valores y a la facilidad de lectura digital de que se dispone. Por otra parte, la minicomputadora permite que se tomen decisiones con la velocidad y exactitud que da el cálculo umérico. Ambos instrumentos unidos pueden entonces ser utilizados en el control de procesos con grandes ventajas, al mismo tiempo que la flexibilidad de la programación abre un sinnúmero de posibilidades.

El acoplamiento entre estas unidades tiene amplia

aplicación en el control de procesos en tiempo real cuando puede disponerse de tiempo entre una y otra medición. En esta forma, los datos obtenidos pueden procesarse y servir de base para que se tomen decisiones. Esto implica que la máxima velocidad de variación de los parámetros bajo control dependerá del tiempo que tarde en tomarse una medida y del tiempo de procesamiento de esta información. Por lo general este requisito se cumple sobradamente, disponiéndose de tiempo inactivo entre mediciones, como cuando el proceso bajo control tiene algunas de las siguientes características:

- a) Que se inicia en un momento dado.
- b) Que exige mediciones con tiempos de espera fijos.
- c) Que requiere mediciones sincronizadas.

Estas características han sido consideradas para realizar el acoplamiento del voltímetro digital HP3480B y la minicomputadora HP2100A, por medio de opciones que se determinan en un programa principal.

OBJETIVOS

El acoplamiento se desarrolló pensando en que el voltímetro digital debe efectuar un número fijo de mediciones determinado por el usuario, las que se iniciarán en el momento que indique el proceso o cuando la minicomputadora ejecute la instrucción de máquina correspondiente. O sea, la primera medición puede quedar bajo el control del proceso o de la minicomputadora. Las siguientes mediciones se realizan cada vez que el proceso lo requiere o se toman a intervalos fijos de tiempo a partir de la primera, determinados por el reloj programable HP12539B. Estas opciones pueden ser seleccionadas mediante programación.

Cuando se dispone de tiempo entre mediciones, una vez que el reloj y el voltímetro han sido activados, la entrada de datos se realiza por interacción entre estos dos equipos o entre el proceso y el voltímetro mediante interrupciones, dependiendo de la opción elegida. En otras palabras, el procesador central queda en libertad para dedicarse a otros subprogramas.

Por otra parte, la transferencia de datos y la ejecución de los subprogramas paralelos no terminan en forma simultánea, lo que exige que el programa principal espere el término de ambas operaciones. Así, el control se mantiene en este último hasta que finaliza en forma normal o hasta que se le detiene.

EL ACOPLAMIENTO

Las tres unidades utilizadas se han dispuesto según se muestra en la figura 1. Entre la minicomputadora y el voltímetro, la tarjeta de acoplamiento HP12604B se

encarga de controlar la transferencia de datos; mientras que el reloj va conectado directamente a la minicomputadora y su operación se controla únicamente con instrucciones de máquina. Además, el circuito de disparo que aparece en dicha figura, permite seleccionar con ayuda de la programación el tipo de sincronía deseado.

La tarjeta de acoplamiento [1] se encarga de adecuar las señales que requieren el sistema operativo y el voltímetro, al mismo tiempo que controla la entrada de datos.

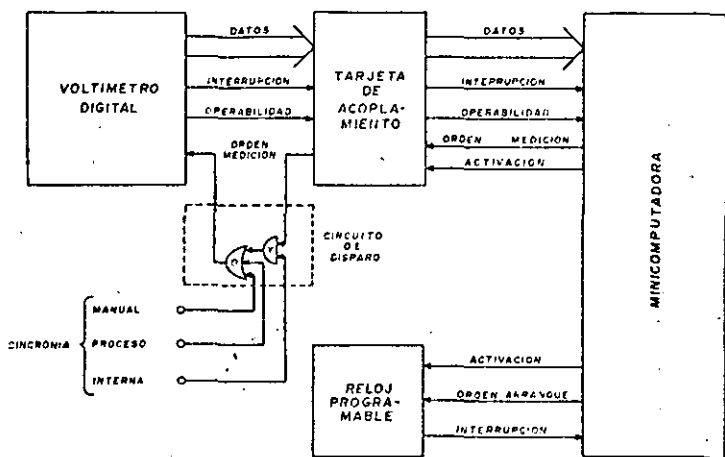


Figura 1. Diagrama de conexiones para el reloj y el voltímetro digital. Las diferentes entradas externas permiten decidir el modo de sincronía.

Para que efectúe estas funciones se dispone de líneas para activar el equipo, comprobar su operabilidad, para interrumpir y para el ingreso de datos. Estos últimos permanecen en las líneas hasta que se envía una nueva orden de medición.

El voltímetro

El voltímetro utilizado [2] puede medir señales de tensiones alterna y continua y resistencia, disponiendo de terminales para entrada/salida y para control. En ellas se han conectado 32 líneas que van a la tarjeta de acoplamiento para diferentes propósitos, como se señala a continuación.

Líneas de Datos

La entrada/salida del voltímetro consta de 32 bits con los cuales se forman 2 palabras de 16 bits, una de ellas lleva en código binario decimal los 4 dígitos de la medición; mientras que 4 bits de la otra palabra se utilizan para la escala y tres más para la polaridad, la sobrecarga y la sobreescala, información que es necesaria dado que el valor de la medición sólo puede tener 4 cifras decimales y el voltímetro acepta hasta un 50% de sobreescala, lo

que exige que se anteponga el dígito 1 al valor decimal de la primera palabra. Más de un 50% de sobreescala implica una sobrecarga y la medición puede ser incorrecta. Cuatro bits más de la última palabra se refieren a la función que se está midiendo (tensión, corriente o resistencia) y el resto se utiliza para señales de control.

Línea de Interrupción

La señal de interrupción se transmite por esta línea y marca el momento en que la medición, ordenada por el reloj o externamente, se encuentra disponible en las líneas de datos.

Línea de Activación

Con el objeto de preparar la tarjeta de acoplamiento para el inicio de operaciones, se transmite a través de esta línea la señal de activación desde la minicomputadora. En la práctica, esta línea se confunde con la línea de orden de medición.

Línea de Orden de Medición

Cuando el reloj controla la sincronía, por esta línea se transmite la orden de iniciar una nueva medición. El circuito externo permite inhibir esta orden y habilitar la sincronía externa, como se aprecia en la figura 1.

Línea de Operabilidad

Se cuenta con esta línea para que el sistema operativo, por medio de programación, pueda detectar si el voltímetro está o no operable.

El reloj

Por tratarse de un equipo periférico normal [3], no se necesita una instalación especial; sin embargo, las principales líneas de comunicación entre éste y la minicomputadora se señalan en la figura 1. Para activar el reloj se requiere una instrucción de máquina que selecciona el intervalo que se va a usar. Los intervalos disponibles son 1, 10, 100 milisegundos, 1, 10, 100 y 1.000 segundos.

Después de la activación, la línea de arranque señala el momento en que se inicia el periodo de tiempo y la línea de interrupción el momento en que ha finalizado. En esta forma, si por programa se cuenta el número de interrupciones, puede conseguirse un periodo arbitrario de tiempo.

LA OPERACIÓN

Según como se ha concebido el acoplamiento, se dispone de cuatro opciones para el modo de operación, que dependen de la sincronía de la primera medición y de los subsecuentes. La sincronía de la primera se determina

externamente por medio del circuito de disparo (proceso) o internamente (programa); las siguientes se determinan por programación, si es el reloj el que las ordena; o por el mismo circuito de disparo, si la sincronía es externa. Nótese que cuando la sincronía inicial depende del proceso y las siguientes del reloj, la línea de sincronía interna debe inhabilitar la acción del sistema operativo hasta que se realice la primera medición.

El programa principal

Como la selección de la sincronía se lleva a cabo por medio de circuito de disparo, el programa principal sólo debe decidir si se utiliza o no el reloj. Si se requiere, debe activarse por medio de la instrucción correspondiente, que en este caso es

CALL EXEC (I1, I8201, IXX, I11)

donde

- I1 = código indicador de entrada de datos.
- I8201 = palabra de control para que el sistema seleccione al reloj.
- IXX = puede tener cualquier valor y se tiene que usar únicamente por cumplir con el formato.

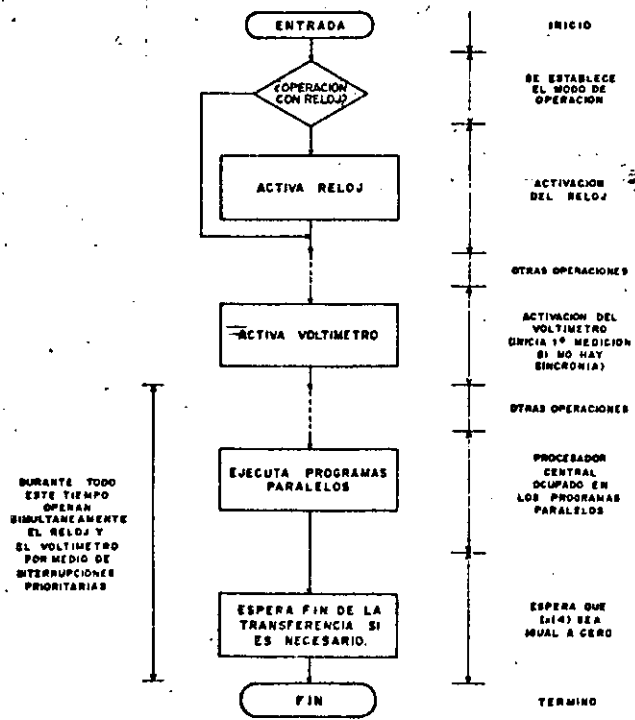


Figura 2. Secuencia de operaciones del programa principal antes y durante la transferencia de datos.

I11 = dato para uso del sistema.

Una vez se ha ejecutado esta instrucción, el reloj queda en espera del código del intervalo de tiempo seleccionado y del momento en que debe iniciarse dicho intervalo. Posteriormente, el programa principal puede realizar cualquier otra operación hasta el momento en que deba activar al voltímetro con la instrucción (ver figura 2).

CALL EXEC (I1, ICON, IX, M)

donde

- I1 = código indicador de entrada de datos.
- ICON = palabra de control para seleccionar al voltímetro.
- IX = vector de longitud $2N + 5$.
- N = número de mediciones.
- M = modo de operación. $M = 0$, operación con reloj y $M \neq 0$, operación sin reloj.

El vector IX debe contener en sus cuatro primeras palabras:

- IX(1) = número de intervalos de tiempo entre mediciones. Corresponde al número de interrupciones.
- IX(2) = cantidad de mediciones a realizar.
- IX(3) = código del intervalo de tiempo según la siguiente tabla:

IX(3) =	}	<ul style="list-style-type: none"> 1 — 1ms 2 — 10ms 3 — 0,1s 4 — 1s 5 — 10 s 6 — 100 s 7 — 1.000 s
---------	---	---

IX(4) = Un número cualquiera que sirve como indicador de finalización de las operaciones, $IX(4) \neq 0$.

Nótese que los valores de IX(1) e IX(3) únicamente son útiles para la opción de sincronía con el reloj, en todos los demás casos no tienen significado.

A partir de la ejecución de esta instrucción, el procesador central se ocupa de otros subprogramas en espera de las interrupciones que provocarán el reloj y el voltímetro. Como el control queda en estos subprogramas hasta que finalizan, el indicador IX(4) es el responsable de la continuación del programa hasta que la transferencia de datos se haya completado.

Al terminar este proceso, los tres primeros elementos de IX no se alteran, pero IX(4) es igual a cero y las mediciones tomadas se encuentran almacenadas en los siguientes pares de palabras. Cada par contiene en la primera palabra los dígitos de la medición y en la segunda,

la escala. En la última palabra del vector IX se encuentra el código de la función según la siguiente tabla:

FUNCIÓN	CÓDIGO
Tensión continua	0
Tensión alterna	1
Resistencia	2

Al llegar al final de la secuencia de la figura 2, se puede imprimir o procesar los valores almacenados; sin embargo, los subprogramas que están en operación pueden ir utilizando los datos de cada medición para corregir algunas variables del proceso en forma inmediata. El hecho de almacenarlos en IX sólo tiene como fin el de conservar estos valores y así evaluar en forma completa la operación.

Los programas conductores

El sistema operativo [4] exige que estos programas

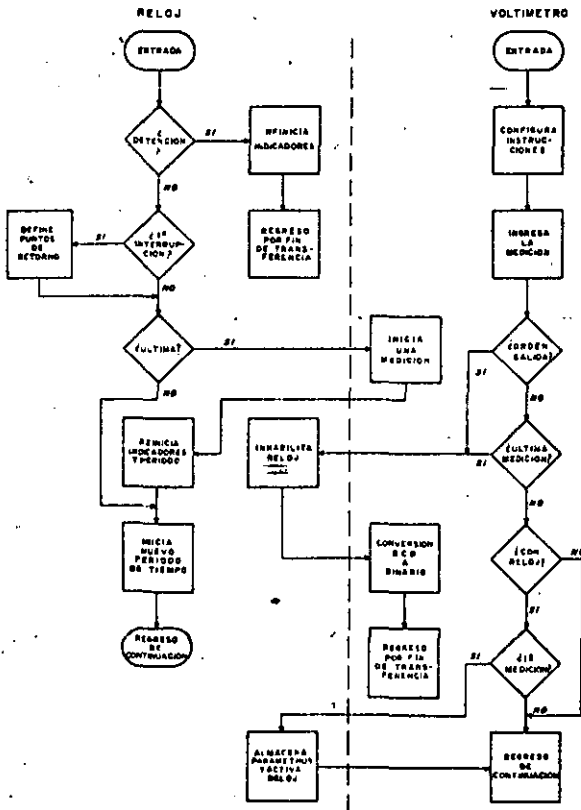


Figura 3. Secciones de iniciación de los programas conductores del reloj y del voltmetro. La entrada a estas secciones se produce con las instrucciones CALL EXEC.

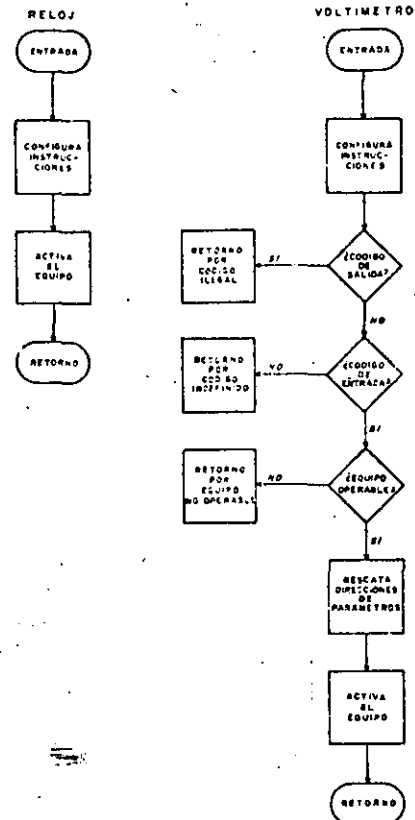


Figura 4. Secciones de continuación de los programas conductores del reloj y del voltmetro se observa la interacción entre ambos.

incluyan una sección de iniciación y otra de continuación. La entrada a la selección de iniciación se produce cuando el programa principal ejecuta las instrucciones de activación correspondiente a CALL EXEC. La operación de esta primera sección consiste básicamente en determinar si el equipo respectivo está operable (figura 3). Posteriormente, los equipos quedan en libertad de interrumpir con lo que se produce la entrada a la sección de continuación (figura 4). Estos programas se encargan de la transferencia de datos, en el caso del voltmetro y de contar las interrupciones hasta completar el lapso de tiempo requerido, en el caso del reloj.

El programa conductor del voltmetro

Aunque la sección de iniciación del voltmetro inicia una medición (figura 2), el circuito de disparo puede bloquear esta señal de modo que la instrucción CALL EXEC del voltmetro no tenga ningún efecto. En este caso, el proceso debe iniciar la secuencia de mediciones. Al final de cada una de ellas, se producirá la entrada a la

sección de continuación para el ingreso de datos y demás operaciones pertinentes. Sin embargo, este programa no vuelve a iniciar ninguna otra medición ya que éstas quedan bajo el control del reloj o del proceso externo.

La sección de continuación incluye una opción de finalización de emergencia, la cual consiste en cambiar el valor que indica el registro frontal de la minicomputadora y aunque la operación esté controlada por el reloj o el proceso, esta acción externa se interpreta como orden de salida, finalizando las operaciones (figura 4). En este caso, el valor IX(2) corresponde a la cantidad de mediciones efectuadas.

Finalmente, el programa conductor del voltímetro realiza la conversión de BCD a binario, destacando las características de cada medición. El programa denota cada sobrecarga con un código de escala superior a 1.000 y cada sobreescala aparece correctamente, ya que se le antepone la cifra 1.

El programa conductor del reloj

El programa conductor del reloj es más sencillo debido a que su operación no requiere de muchas instrucciones. La sección de iniciación, por ejemplo, no ejecuta más que un par de operaciones ya que se trata de un periférico que no puede desconectarse y sólo se requiere activarlo o programa. La sección de continuación, en cambio, debe realizar algunas operaciones más complejas, como contar el número de interrupciones o iniciar una medición. También debe comprobar si la transferencia de datos ha finalizado, en cuyo caso, debe desactivarse.

En la figura 4 puede observarse que existe interacción entre las secciones de continuación del voltímetro y el reloj, ya que el tiempo que debe medir este último se inicia cuando el programa conductor del voltímetro activa al reloj en la primera medición. Posteriormente, el propio programa conductor del reloj inicia los períodos de tiempo siguientes hasta que la orden de salida a la última medición inhabilita su acción al permitir el paso a la rama de regreso por término de transferencia.

Debe notarse además que el reloj no cuenta el número de mediciones realizadas, sino que se limita a contar el número de interrupciones. Esta operación se ha determinado así porque el circuito de disparo no inhibe las órdenes externas. Cuando el reloj controla la sincronía, el proceso puede requerir mediciones intermedias, las que sólo son contabilizadas por el programa conductor del voltímetro debido a que se opera con interrupciones. En este caso, el reloj tomaría más mediciones de las debidas.

RESULTADOS

El acoplamiento entre las unidades descritas demostró ser muy eficiente, ya que se obtuvieron altas velocidades de operación (una medición cada 2 ms) y el error en la determinación del tiempo no sobrepasó el 0,1%.

Se efectuaron pruebas de los diferentes métodos de sincronía lográndose varias posibilidades en la toma de

datos, al mismo tiempo que se pudo comprobar que la sincronía con el proceso tiene muchas ventajas sobre las mediciones no sincronizadas, cuando el proceso tiene un punto de inicio.

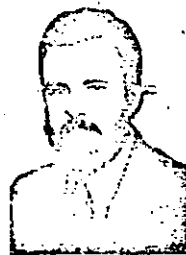
Por otra parte, la máxima velocidad de operación está limitada por lo que tarda el voltímetro en tomar cada medición, tiempo que es de aproximadamente 1,1 ms. Sin embargo, el tiempo total de operación del procesador central es muy inferior a éste, aproximadamente 200 μ s, lo que implica que el tiempo de espera mínimo entre dos mediciones es lo suficientemente grande como para permitir la operación de programas paralelos. ●

RECONOCIMIENTOS

Los autores agradecen la colaboración prestada por la facultad de Ingeniería de la UNAM, por haber financiado el proyecto; al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, por haber facilitado sus instalaciones y al Dr. Enrique Cheng Q. por sus valiosos comentarios.

REFERENCIAS

- [1] Hewlett Packard, 1972. «Operating and service manual 12604B General Purpose Data Source Interface». Hewlett Packard.
- [2] Hewlett Packard, 1970. «Operating and Service Manual Model 3480B Digital Voltmeters». Hewlett Packard.
- [3] Hewlett Packard, 1972. «Operating and Service Manual 12539B Time Base Generator Interface Kit». Hewlett Packard.
- [4] Hewlett Packard, 1971. «Moving-Head Disc Operating System». Hewlett Packard.



Caupolican Muñoz Gamboa. Nacido en Curicó (Chile), realizó sus estudios de ingeniería en la Universidad Católica de Valparaíso en la especialidad de comunicaciones y electrónica, finalizando en 1968. Posteriormente, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (México) en el área de electrónica.

Ha sido profesor a dedicación completa de varias universidades, desempeñándose actualmente como profesor de la carrera de Comunicaciones y Electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.

Sus áreas de interés son sistemas de multicanalización, tecnología y física del estado sólido, instrumentación y sistemas digitales.



Anastasio Montiel Mayorga. Nacido en Managua (Nicaragua), obtuvo el título de Ingeniero Mecánico Electricista en la Universidad Nacional Autónoma de México, realizando posteriormente estudios de Maestría en Ciencias en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica.

Sus áreas de interés son los sistemas digitales, el estado sólido y la tecnología de dispositivos. Actualmente es profesor a dedicación completa en el área de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.

DRIVER PARA DISPOSITIVO DIGITAL DE MEDICION

C. Muñoz Gamboa
Fac. Ingeniería, U.N.A.M.

A. Alvarez Lorenzo
NCR de México, S. A.

F. Garfias Campos
Control Data de México

F. Pliego Rodríguez
IBM de México, S. A.

E. Ruíz Martínez
Bancomer, S. A.

Resumen

Se presenta el diseño de un programa en ensamblador para las minicomputadoras HP2100A y PDP11/40, el cual permite manejar los datos que proporciona un dispositivo digital de medición periférico. El programa puede efectuar -- cuatro procesos independientes : almacenamiento de datos, control del número de éstos, despliegue de los datos almacenados en un dispositivo de salida y limpieza del área de trabajo en memoria.

El programa, que es del tipo residente, tiene la facultad de actuar mediante interrupciones, las que corresponden al acceso de datos; en esta forma, y debido a que su ejecución es muy rápida, se logra que la operación normal de la minicomputadora no se vea alterada substancialmente. Esto significa, por supuesto, que el dispositivo digital de medición trabaja con programación dual y puede estar -- permanentemente en operación sin desperdicio -- del tiempo de máquina.

Introducción

Los actuales instrumentos de medición digital, que han tenido una amplia difusión, -- son particularmente útiles debido a que disponen de facilidades de lectura digital y a que los resultados pueden conocerse con alta precisión. Por otra parte, la posibilidad de acoplamiento de estos dispositivos a computadoras, los habilitan para realizar como periféricos una amplia variedad de operaciones que, en conjunción con la capacidad de cómputo de la computadora, los transforman en la base de sistemas -- de adquisición y procesamiento de datos.

Sin embargo, las operaciones de ingreso de datos o de toma de mediciones significan un débil aprovechamiento de las potencialidades -- del sistema de cómputo, por lo que es deseable que la atención que se dedique al periférico -- sea mínima y exclusivamente por el tiempo que dure cada operación. En esta forma, el procesador central quedará libre para ocuparse de -- otras actividades.

Con esta filosofía se ha diseñado un -- programa driver para un voltímetro digital (o cualquier dispositivo digital de toma de datos), que opera mediante interrupciones, con el exclusivo objeto de ordenar mediciones, ingresar datos, medir tiempos, controlar series de operaciones, procesar los datos y dirigir la acción del sistema total durante cada interrupción. Este programa fue desarrollado originalmente para la minicomputadora HP2100A y el voltímetro digital HP3480B, con el objeto de utilizar el acoplamiento en el control de procesos. Posteriormente, se modificó para la minicomputadora -- PDP11/40 y un dispositivo digital periférico -- cualesquiera, como el LPS11-S.

En este último caso, se ha supuesto que el programa debe trabajar en forma simultánea -- con el sistema operativo por medio de interrupciones y con la técnica de quitar tiempo al pro-

cesador central. Por esta razón, el driver solo podrá realizar acciones muy rápidas para -- completar las operaciones indispensables como son el ingreso de datos, el almacenamiento de ellos y el despliegue y limpieza del área de -- trabajo en memoria. Esta vez, por supuesto, no hay más interacción entre ambos equipos que el acceso de datos; pero debe destacarse que el sistema puede almacenar en memoria una gran -- cantidad de ellos usando un mínimo tiempo de -- cómputo, sin que la computadora deje de realizar las actividades normales, es decir, con -- programación dual y con la posibilidad de que la información almacenada podrá ser rescatada y procesada posteriormente.

ObjetivosDriver para HP2100A

Este primer acoplamiento se desarrolló pensando en que el voltímetro digital debe -- efectuar un número fijo de mediciones con ciertas condiciones de sincronía o de tiempo; todo lo cual debe ser determinado por el usuario en un programa principal escrito especialmente -- con este objeto, y a través del cual se manejará toda la información.

Las opciones disponibles permiten que -- la primera medición de una serie pueda efectuarse en el momento en que lo indique un proceso bajo control, o cuando la minicomputadora -- ejecute la instrucción de máquina correspondiente. O sea, puede quedar bajo el control -- del proceso o de la minicomputadora. Las siguientes mediciones se realizan cada vez que -- el proceso lo requiere o se toman a intervalos fijos de tiempo a partir de la primera, mediante el reloj programable HP12539B.

Quando se dispone de tiempo entre mediciones, una vez que el reloj y el voltímetro -- han sido activados, la entrada de datos se realiza por interacción entre estos dos equipos o entre el proceso y el voltímetro mediante interrupciones prioritarias, dependiendo de la opción elegida. En otras palabras, el procesador central queda en libertad para dedicarse a -- otros subprogramas, siempre bajo el control -- del programa principal.

Por otra parte, la transferencia de datos y la ejecución de los subprogramas paralelos no terminan en forma simultánea, lo que -- exige que el programa principal espere el término de ambas operaciones. Así, el control se mantiene en este último hasta que finaliza en forma normal o hasta que se le detiene

Driver para PDP11/40

Este programa se desarrolló basado en -- el anterior, pero con objetivos distintos. Ahora se requiere utilizar a la computadora como una memoria inteligente, sin perturbar su operación normal más que en el tiempo que se le -- quita. En esta forma, el inicio de cada -- acción está comandado por el periférico, que --

con una señal de interrupción indica que dispone de nuevos datos y solicita un tiempo pequeño de operación. Una vez que éste le ha sido concedido realiza la acción correspondiente, que le es señalada por un código que proporciona al usuario y finaliza actualizando contadores y liberando al sistema operativo.

Para lograr estos objetivos el driver debe distinguir entre almacenamiento de datos, inicio de actividades, limpieza del área de trabajo en memoria y despliegue de los datos almacenados. También debe ser capaz de señalar la cantidad de localidades de memoria ocupadas e indicar al usuario que ya se llenó completamente el área disponible.

Todas estas condiciones tienen como fin permitir que el dispositivo periférico permanezca constantemente en operación durante tiempos considerables, sin que el sistema operativo tenga que dedicarle ninguna atención (salvo durante las interrupciones), lo que significa disponer de programación dual y aprovechar mejor el tiempo de máquina.

Esta vez no se requiere de un programa principal que organice las acciones, por lo que la independencia entre el periférico y el sistema operativo es prácticamente total.

Los Programas

Sistema HP2100A

Según como se ha concebido el acoplamiento, se dispone de cuatro opciones para el modo de operación, que dependen de la sincronía de la primera medición y de las subsecuentes. La sincronía de la primera se determina externamente por medio del circuito de disparo (proceso) o internamente (programa); las siguientes se determinan por programación, si es el reloj el que las ordena o por el mismo circuito de disparo si la sincronía es externa. Nótese que cuando la sincronía inicial depende del proceso y las siguientes del reloj, la línea de sincronía externa debe inhabilitar las órdenes del sistema operativo hasta que se realice la primera medición.

El Programa Principal. Diseñado para proporcionar las opciones y datos al sistema, este programa controla la totalidad de las operaciones, por lo que debe decidir en primer lugar si se utiliza el reloj; en cuyo caso debe activarlo con una simple instrucción^{1,2}, indicando el intervalo de tiempo seleccionado, señalando el momento en que dicho intervalo debe iniciarse y el número de ellos, si es que son varios. Posteriormente, debe activarse al voltímetro señalando el lugar reservado en memoria para almacenar la información, el número de mediciones a realizar y el modo de operación, mediante una segunda instrucción similar a la anterior^{1,3}. También deberá incluirse el código que ordena al voltímetro tomar la primera medición, en caso de que ésta sea la forma de operación elegida.

Después de estas acciones el sistema operativo queda en libertad para dedicarse a otros programas o trabajos, los que están incluidos en el texto de este programa principal, hasta que es interrumpido por el ingreso de datos, por el reloj, que deberá ordenar mediciones al voltímetro cuando sea pertinente, o por el fin de operaciones. En resumen, el programa principal debe contener entonces solo un par de instrucciones de activación, algunas más para reservar espacio en memoria y final-

mente las correspondientes a término de operaciones; pudiendo contener en los intervalos cualquier conjunto de instrucciones, llamadas rutinas o saltos a otros programas, sin que se altere en lo más mínimo la operación del sistema.

El Driver. Por exigencias del sistema¹, el driver debe constar de una sección de iniciación, que se ejecuta cuando se activa cada periférico; y otra de continuación, que se ejecuta cuando dicho periférico interrumpe. En este caso, el driver está compuesto de dos secciones de iniciación y dos de continuación, que corresponden al reloj y al voltímetro, las que se han dispuesto en un solo programa con el objeto de permitir la interacción entre ambos equipos. Estas interacciones corresponden a la necesidad de que el reloj ordene tomar mediciones al voltímetro, así como que este último pueda iniciar una serie de intervalos de tiempo a partir de la primera medición; o bien, para que pueda desactivar la cuenta del tiempo cuando se han completado las mediciones programadas, o se utiliza la opción de finalización de emergencia disponible.

La figura 1 muestra los diagramas de flujo de las secciones de iniciación y continuación del driver, donde se observa la interacción entre ambos equipos. La entrada a una sección de iniciación se produce al activarse los equipos, produciéndose las órdenes de medición, al final de cada una de las cuales se produce la entrada en la sección de continuación correspondiente para el ingreso de datos y demás operaciones pertinentes. Sin embargo, esta sección no vuelve a iniciar ninguna otra medición ya que éstas quedan bajo el control del reloj o del proceso externo.

Las secciones de iniciación, como puede notarse, sólo cumplen la función de comprobar la operabilidad del voltímetro, rescatar parámetros y activar los equipos. En cambio las de continuación son mucho más interesantes, porque son las que efectúan todo el proceso de la serie de mediciones. El reloj sólo puede ser activado por el voltímetro, después de lo cual su única función consistirá en medir los intervalos de tiempo por medio de sucesivas interrupciones, hasta que en la última se ordene una medición. El voltímetro por su parte, debe ingresar la medición, comprobar el modo de operación seleccionado por el usuario, activar e inhabilitar la acción del reloj, ejecutar la salida de emergencia y realizar al final del proceso la conversión de BCD a binario. Esta última operación es de gran importancia, ya que incluye un procesamiento de los datos en el que se destacan sus características como son el signo, la sobrecarga, la escala, la sobreescala y la función medida, que puede ser tensión o corriente, continuo o alterna y resistencia.

Sistema PDP11/40

En este caso, se ha supuesto una acción basada en series de mediciones realizadas fundamentalmente en forma manual o por sincronías externas al sistema de cómputo. Por esta razón, la independencia entre el sistema operativo y el periférico es mayor que en el caso anterior. La programación dual que se tenía era producto de la relativa independencia que existía entre el programa principal y el driver, lo que les permitía conducir procesos diferentes en forma simultánea. Sin embargo, existía

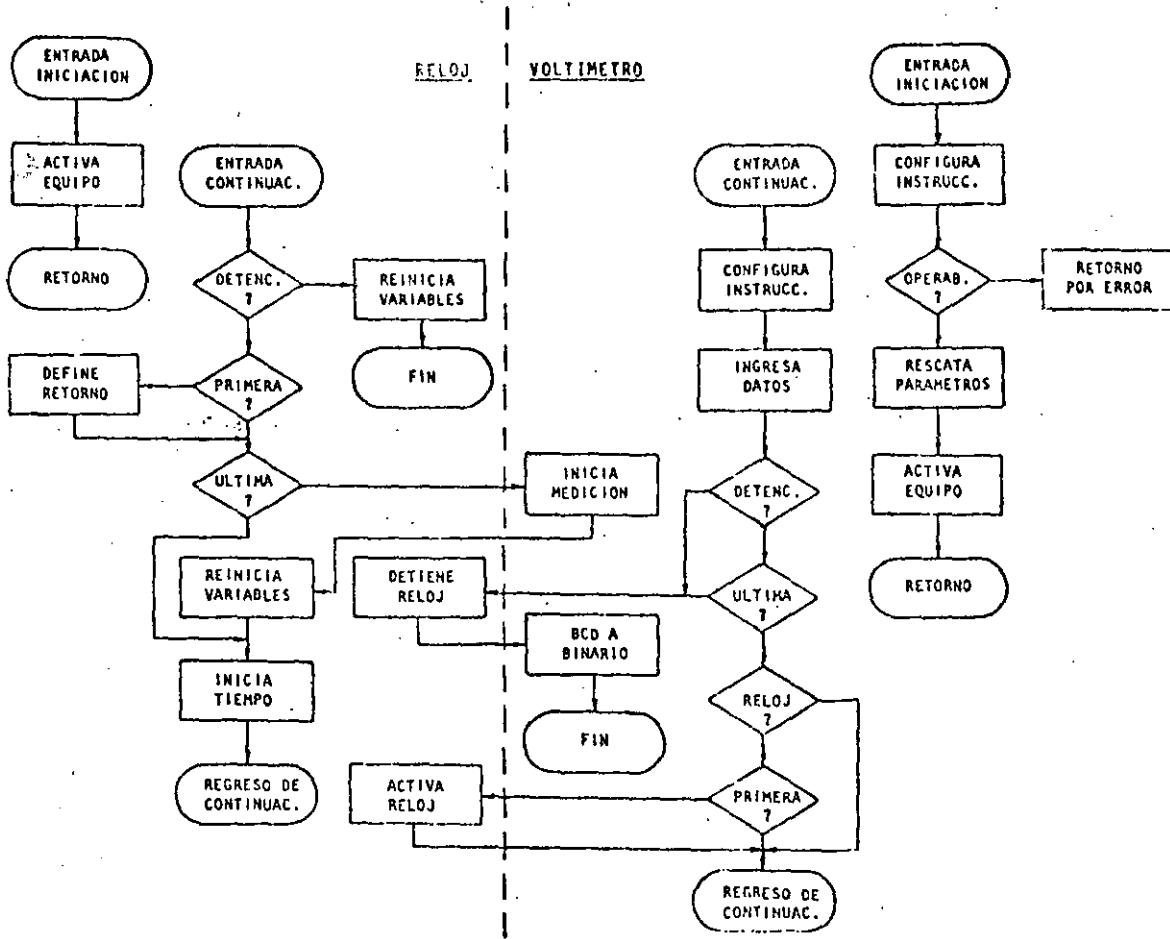


Fig. 1 Diagrama de flujo del programa para el sistema HP2100A, que muestra sus dos secciones.

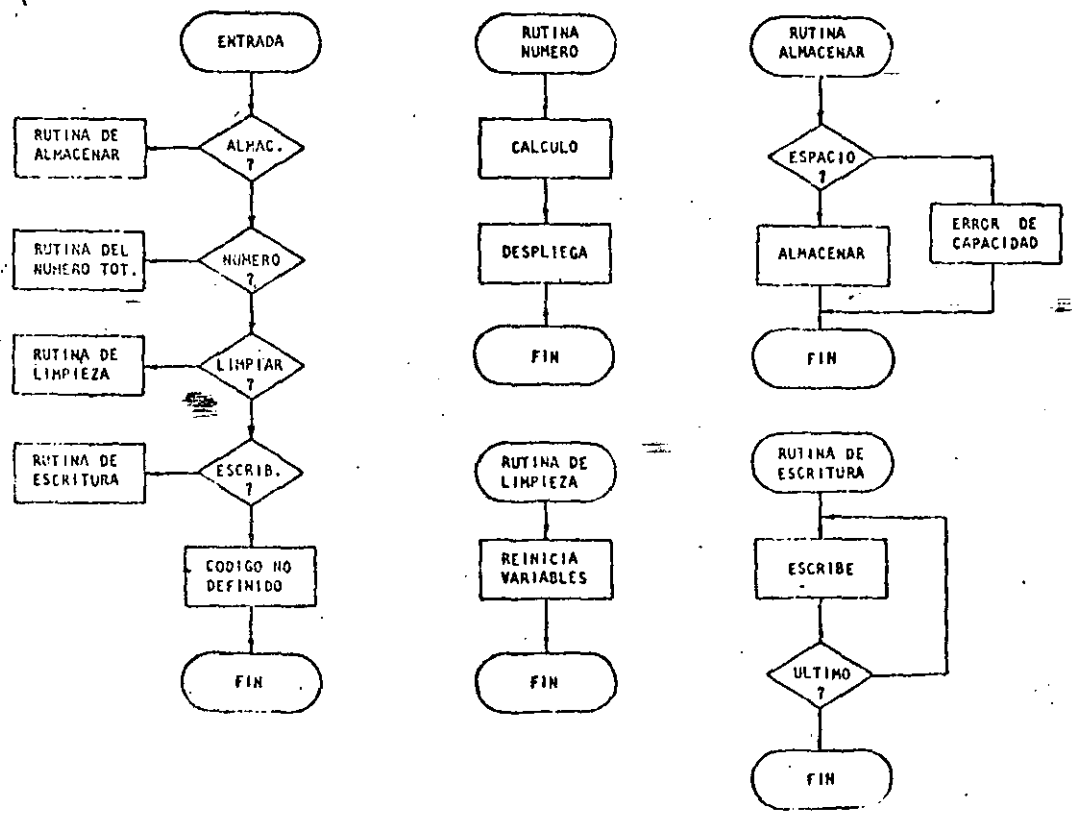


Fig. 2 Diagrama de flujo del programa para el sistema PDP11/40 con el detalle de sus subrutinas.

el inconveniente que la operación del driver no podía efectuarse más que durante la ejecución del programa principal. Esto obligaba a que el proceso más rápido en finalizar esperase al otro, como se señaló entre los objetivos.

Ahora se desea que el driver esté permanentemente en espera de ser utilizado, lo que se logra incluyendo al programa en el sistema de forma que sea activado al iniciar operaciones y en la modalidad residente⁵. Esta situación pone una limitación a la cantidad de memoria que se tendrá disponible, ya que deberá fijarse cuando se configure el sistema. Por otra parte, para que la interferencia sea mínima, debe ser un programa de longitud y ejecución también mínimas, lo que evidentemente limitará su potencialidad.

El Driver. Tal como se señala en la figura 2, este programa sólo determina la opción elegida y ejecuta la subrutina correspondiente en forma inmediata. Las opciones son de almacenamiento, limpiezas, despliegue de los datos e informe de la cantidad almacenada de éstos. Como consecuencia de estas operaciones sólo se tiene dos señales de error, que corresponden a memoria saturada y código no definido. En ambos casos el programa no ejecuta ninguna otra acción.

El número de opciones, así como su tipo, se han determinado de modo que el usuario del periférico pueda realizar todas las acciones mínimas de carga y descarga de datos con absoluta independencia del sistema operativo y con un mínimo de uso de los demás periféricos. Por esta razón, la opción se introduce codificada junto con el dato en el momento en que el periférico interrumpe y los mensajes se despliegan por la consola. El problema de rescatar la información almacenada tiene dos soluciones, que corresponden a la salida por una impresora en el momento en que ésta se encuentra libre y al almacenamiento en un disco. En este sistema sólo se dispone de la primera modalidad.

Las rutinas de cada opción han sido diseñadas para ocupar un mínimo de instrucciones de ensamblador⁶, como se insinúa en los diagramas de flujo de la figura 2, y por esta razón no realizan procesamiento a los datos, salvo los relativos al almacenamiento y despliegue obligatorios.

Nótese finalmente que es perfectamente posible tener acceso a toda la información desde un programa externo, cuando ésta ha sido trasladada al disco en la modalidad no desarrollada en este driver. Esta posibilidad permitiría realizar posteriormente a cada serie de mediciones un tratamiento de análisis estadístico, de ajuste de curvas, o algún procesamiento similar sin que sea necesario el manejo de la información por parte del usuario, lo que representa una gran ventaja.

Prueba de los Programas

Antes de ser cargados en el sistema, ambos programas fueron exhaustivamente probados para determinar las posibles fallas o errores que podrían dar lugar. En el caso del sistema HP2100A, se ejecutaron series de 20 mediciones sincronizadas por el reloj con intervalos entre mínimos posible de 2 milisegundos hasta 60 segundos (no se tomó el máximo disponible por razones obvias, ya que es del orden de un año). Estas series se sincronizaron con el proceso y se dejaron sin sincronía de arranque, al mismo tiempo que se efectuaron otras series con dispa-

ro externo automático y manual. En todos los casos, por supuesto, se comprobaron las opciones de salida de emergencia, sobrecarga, sobreescala, escritura y proceso de los datos, lográndose excelentes resultados, inclusive en la determinación del tiempo. Sin embargo, no se realizó una prueba exhaustiva de todas las combinaciones de variables por considerarse una prueba demasiado larga y poco útil, debido a la relativa independencia de las variables.

Finalmente, para comprobar la efectividad de la programación dual se ejecutó en forma simultánea un programa de prueba, cuyo único objeto era comprobar que no se tenía interferencia entre los programas y que consistía en realizar cierta cantidad de instrucciones en un lazo cerrado de gran duración, para dar lugar a la toma de mediciones.

En cuanto al caso del sistema PDP11/40, se efectuó una simulación del periférico con un programa escrito en Fortran, cuyo objetivo era establecer un intercambio de información para comprobar cada opción. En este caso, se alimentó a los programas con series de diversa longitud de mediciones simuladas, que fueron reiteradamente interrumpidas con preguntas sobre la cantidad de datos almacenados y con el despliegue de los mismos. Al mismo tiempo se intentó sobrepasar el límite de memoria disponible que se fijó en 5, 50 y 20 para tres fases de la prueba, lográndose muy buenos resultados. Finalmente, para comprobar la opción de limpieza, cada serie se remató con ella y con códigos de opción no definidos, constatándose que en estos casos el usuario no podría cometer errores y estaría bien informado de la situación.

Para este caso, afortunadamente, fue posible realizar la prueba exhaustiva debido a la menor cantidad de variables, con excepción del número de mediciones que siempre fue igual al máximo de memoria disponible, o bien, una unidad superior, cuando se trataba de comprobar la saturación de ésta.

Resultados y Conclusiones

El paso de incluir cada driver en su respectivo sistema operativo no requiere de mayor complicación, si se exceptúan las compatibilidades que deben existir y las definiciones de operación que se hacen durante la generación. Pruebas posteriores demostraron que en el primer caso presentado se realizaron mediciones cada dos milisegundos como mínimo, ocupándose un tiempo de cómputo de aproximadamente 1.1 milisegundo lo que significa disponer, como mínimo, de alrededor del 45 por ciento del tiempo de máquina para dedicarlo a otras actividades.

En cuanto al segundo caso presentado, se tiene que el tiempo mínimo de ejecución del driver ocurre cuando se está utilizando la opción de limpieza y éste es menor de un milisegundo.

La opción más lenta corresponde a la escritura, ya que involucra el uso de periféricos, lo que implica que el tiempo dependerá en tre otros factores de la velocidad de éstos. Al mismo tiempo, la duración total de la opción es función de la longitud de la lista que se maneje. En el mejor de los casos, será necesario disponer de algunos segundos para este proceso en algún periférico rápido, lo que obligará al usuario a comprobar personalmente la disponibilidad de tal equipo. Como se recor-

cordará, este inconveniente puede resolverse --
adecuadamente si se almacenan los datos en un --
disco en forma directa, en cuyo caso la opción
escritura no sería jamás usada en forma direc--
ta.

En cuanto a las demás opciones, el tiempo
de ejecución es comparable al mínimo, lo que
implica que normalmente la interacción que pro-
voca el driver sobre el resto del sistema opera-
tivo, así como el tiempo que utiliza, son des-
preciables.

Referencias

1. Hewlett Packard, "Moving-Head Disc
Operating System", Cupertino Cal. 1971.
2. Hewlett Packard, "Operating and Service
Manual 12539B Time Base Generator Interface
Kit", Cupertino Cal. 1972.
3. Hewlett Packard, "Operating and Service
Manual Model 3480B Digital Voltmeter"
Cupertino Cal. 1970.
4. Digital Equipment Co., "PDP 40 Processor
Handbook", Maynard Mass., 1976.
5. Alvarez Lorenzo, A. et al. "Diseño de Pro-
grama para Acoplamiento entre Minicomputado
ra y Dispositivo Digital de Medición", Te-
sis Profesional, Facultad de Ingeniería, --
U.N.A.M., 1979.
6. Digital Equipment Co., "IAS/RSX-11 Macro 11
Reference Manual", Maynard Mass, 1975.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

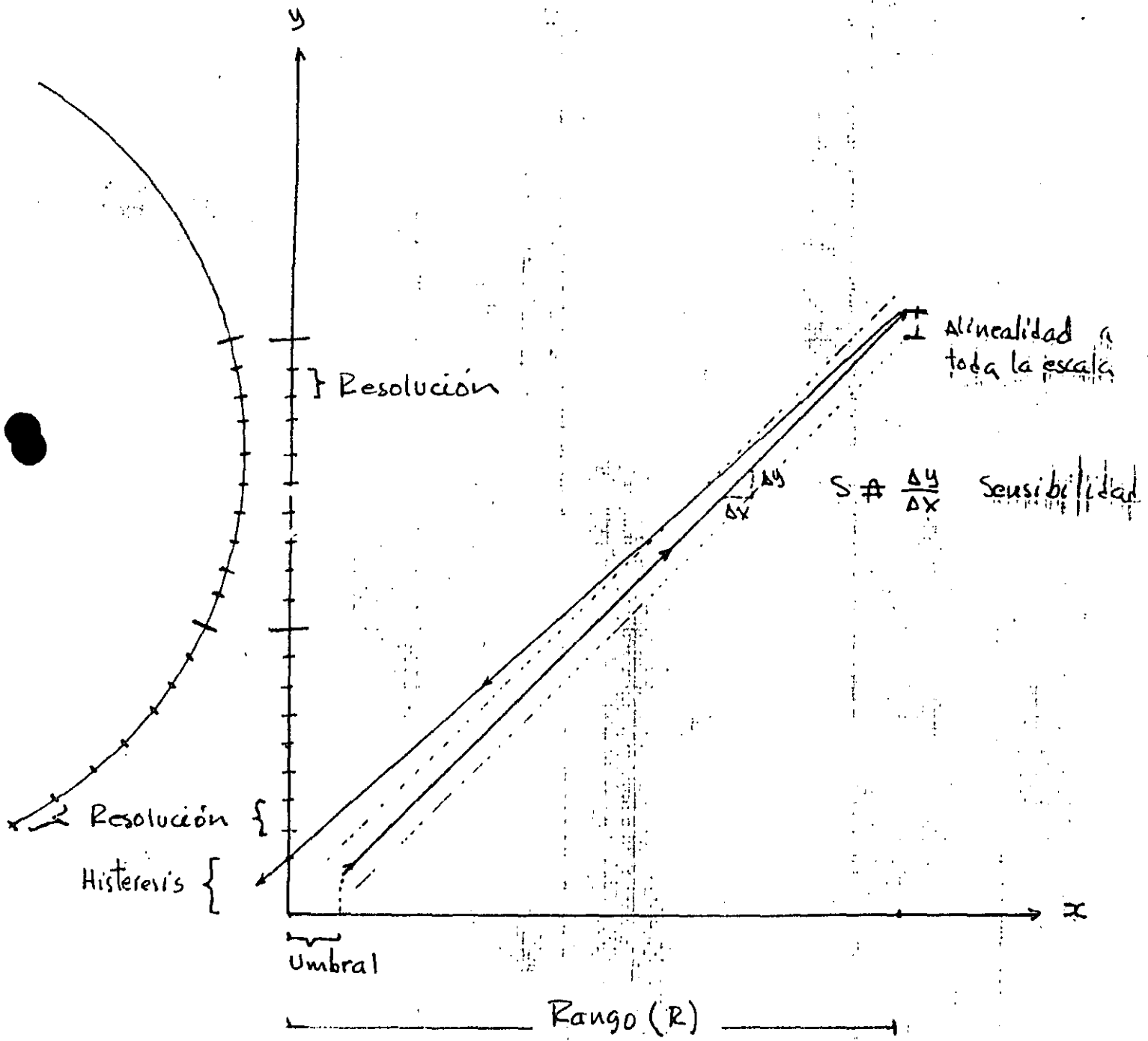
INSTRUMENTACION ELECTRONICA

ANEXO - TEMA II

M. EN I. ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ

MARZO, 1985

CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS



Determinación de parámetros en forma experimental.

1.- Orden cero

K: Se obtiene por calibración estática.

2.- 1er. orden

K: Se obtiene por calibración estática.

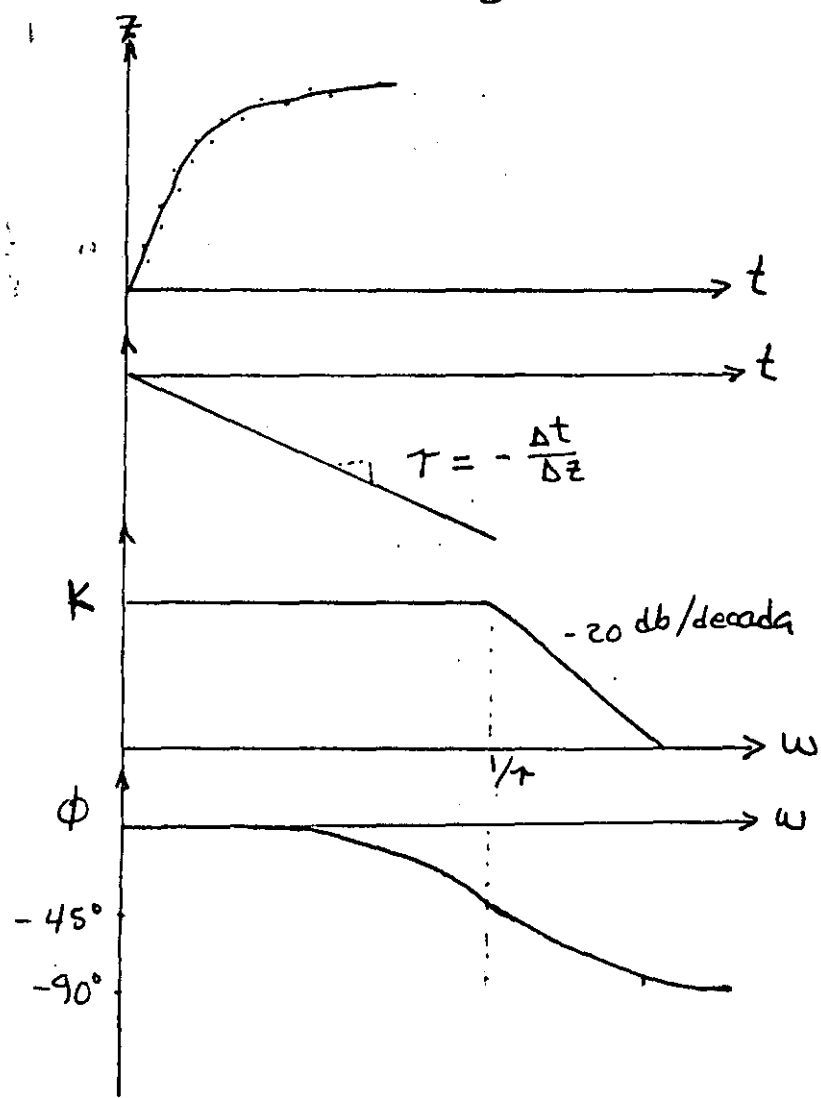
τ : Se puede obtener por dos métodos.

1o. Aplicar un escalón al instrumento y medir el tiempo de salida en $y = 63.3\%$ del valor final.

2o. De la respuesta al escalón despejar

$$e^{-t/\tau} = 1 - y/kx \text{ y hacer } z = -t/\tau = \text{Log}_e(1 - \frac{y}{kx})$$

cuya derivada es $\frac{dz}{dt} = -1/\tau$



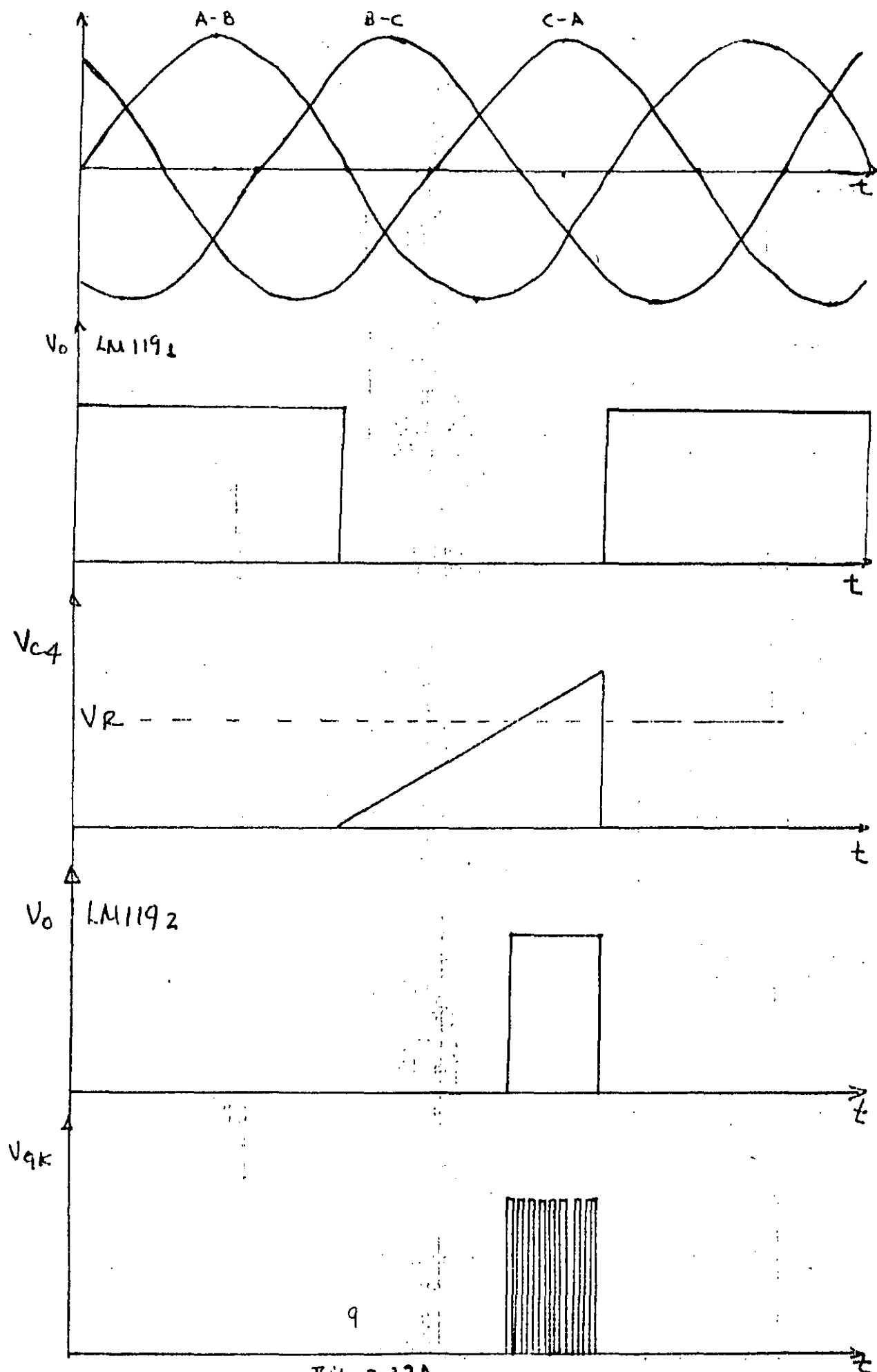


Fig 2-32A



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

INSTRUMENTACION ELECTRONICA

4.- INSTRUMENTOS ELECTRONICOS (ANEXOS)
MEDIDORES DE VOLTAJE, CORRIENTE, IMPEDANCIA Y POTENCIA

ING. JOSE SERRANO VILLEGAS

MARZO, 1985

GALVANÓMETRO

Al dispositivo utilizado para reconocer o medir una corriente se le llama Galvanómetro.

La forma primitiva de galvanómetro se reducía al llamado aparato de Oersted, el cual consistía de una aguja imantada colocado debajo de un conductor fijo, por el cual se hace circular la corriente que se desea medir, el conductor se debe alinear con la aguja, así provoca que la aguja se desvie de su posición de reposo, constituyendo dicha desviación una medida de la intensidad de la corriente.

Los investigadores aumentaron la sensibilidad de este aparato arrollando el conductor sobre un cuadro colocado en un plano vertical, con la aguja imantada en su centro. A partir de 1890 se perfecciono a tal grado este tipo de instrumento que su sensibilidad apenas es sobrepasada por algunos instrumentos de que se dispone en la actualidad.

Prácticamente todos los galvanómetros actuales son del tipo diseñado por el francés D'Arsonval, en el cual cambian los papeles el imán que en este caso es fijo y de tamaño mayor, mientras que el cuadro es móvil, ligero y se puede girar sobre su eje en el campo del imán.

En la Fig (1) se presenta el esquema de un galvanómetro de cuadro móvil. El campo magnético del imán de herradura, cuyos polos se designan norte (N) y sur (S), se concentra en la proximidad del cuadro, C, mediante el cilindro de hierro dulce, D. El cuadro se compone de un conductor arrollado en el marco rectangular, suspendido de una hélice, M, que proporciona la fuerza de recuperación de posición cuando el cuadro se desvia debido al paso de la corriente, a la vez dicha hélice ayuda a usar la corriente al cuadro. El otro borne del cuadro se conecta a un fino hilo conductor con el cual se cierra circuito exteriormente.

Cuando se le aplica corriente al cuadro, (al galvanómetro siempre se le debe aplicar C.D.), sobre sus lados verticales se genera un par de fuerzas horizontales que producen un giro alrededor de su eje. El ángulo formado por la posición inicial y la posición final del cuadro se observa con ayuda de un haz

luminoso que se refleja sobre un pequeño espejo, M, sujeto a la suspensión superior, y sirve como aguja indicadora sin peso.

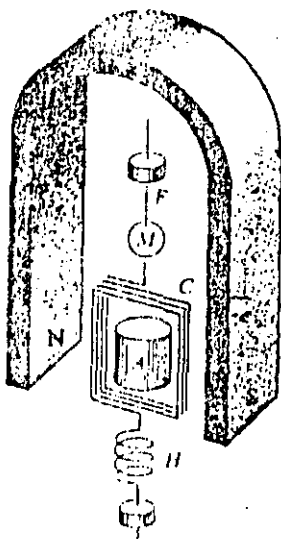


FIG. (1). Representación del galvanómetro de D'Arsonval

Puesto que la luz incidente en el espejo se refleja con un ángulo igual al de incidencia, una rotación de A grados del espejo desvía el haz de luz un ángulo igual a $2A$ grados.

Es práctica general observar el haz, reflejado sobre una escala luminosa situada enfrente del galvanómetro.

A causa de la forma del campo magnético en el que oscila el cuadro móvil, las desviaciones de un galvanómetro de D'Arsonval no son directamente proporcionales a la intensidad de corriente que circula por el cuadro, excepto para ángulos relativamente pequeños. Por consiguiente, este dispositivo se utiliza principalmente como instrumento de cero, esto es, en dispositivos tales como el puente de Wheatstone, en el cual se ajustan los elementos de las ramas para que la corriente que pase por el galvanómetro sea cero al final de la medición.

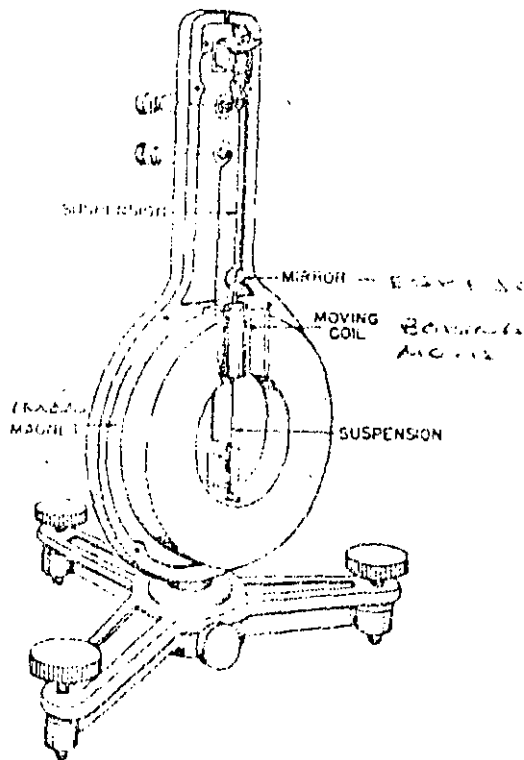


FIG. (1a). Galvanómetro primitivo de suspensión

En la Fig (1a) se muestra un esquema del galvanometro de suspensión descrito, en el que se puede apreciar la forma en que esta construida.

Galvanómetro de cuadro móvil alrededor de un eje fijo.

Este dispositivo aunque en esencia tiene el mismo fundamento que el de D'Arsonval difiere de el en dos aspectos.

El primero es que el cuadro móvil en lugar de estar suspendido por un hilo, está pivotado sobre dos asientos de agata, (observese la Fig. (2.d)), por consiguiente este instrumento puede utilizarse en cualquier posición, es mucho más robusto y fácil de transportar.

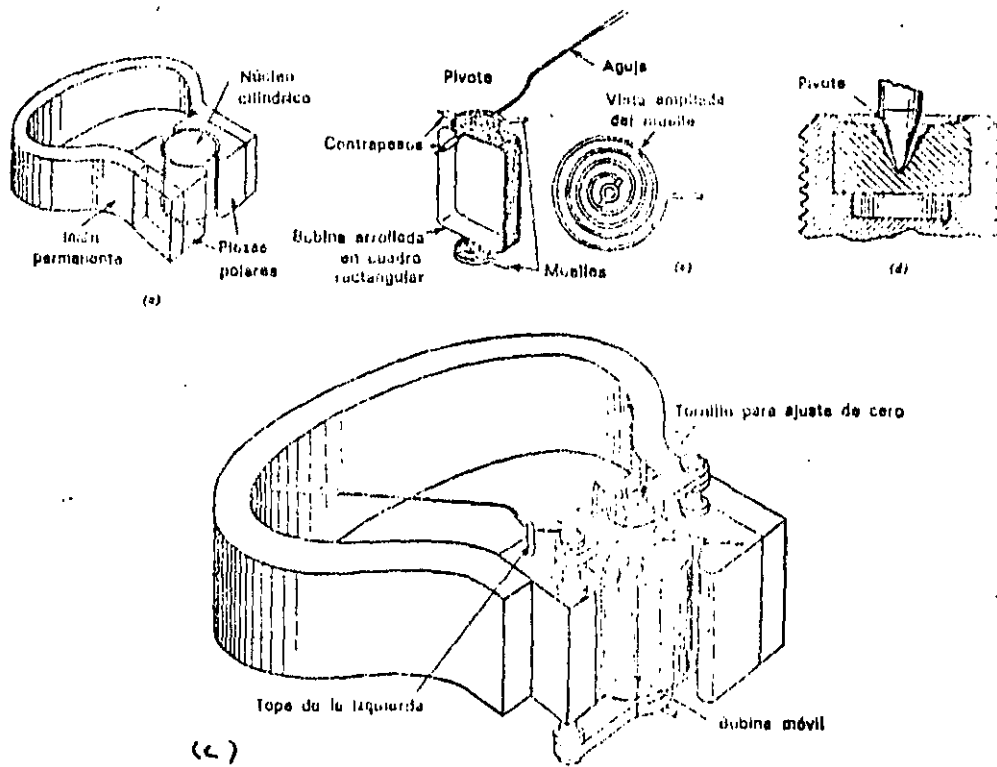


FIG. (2). Construcción de un galvanómetro

La segunda diferencia es que el campo magnético permanente se modificó usando piezas polares de hierro dulce, unidas al imán permanente, Fig. (2a), de modo que el cuadro se mueve en un campo radial.

Así, las fuerzas ejercidas sobre los conductores laterales del cuadro son siempre perpendiculares a su plano y la desviación angular del cuadro es entonces directamente proporcional a la intensidad de la corriente que circula por él.

La fuerza de recuperación la producen dos muelles que sirven de conductores de la corriente, Fig. (2b); un largo tubo de aluminio, aplastado en su extremo, sirve como aguja indicadora.

Aunque pequeña, la fuerza producida por el rozamiento en los cojinetes de ágata, es mayor que la del hilo de soporte del galvanómetro de suspensión; por tanto, las fuerzas de desviación y de recuperación deben de ser mayores.

que las de rozamiento, lo cual trae como consecuencia que sea menos sensibles este tipo de galvanómetro.

Sensibilidad

Hay 3 definiciones de sensibilidad que se usan para expresar la sensibilidad de un galvanómetro.

a) Sensibilidad a corriente

Se define como la razón de la desviación de la aguja a la corriente que produce esa desviación. La corriente se expresa en micro amperes y la desviación en milímetros o divisiones (depende de como esta calibrada la escala), y se expresa como sigue:

$$S_I = \frac{d \text{ mm ó divisiones}}{I \text{ micro amperes}}$$

b) Sensibilidad a Voltaje

Se define como la razón de la desviación de la aguja al voltaje que la produce, su expresión es:

$$S_V = \frac{d \text{ mm ó divisiones}}{V \text{ milivolts}}$$

c) Sensibilidad a Resistencia

Se define como la resistencia (usualmente en megohms), en serie necesaria para producir una desviación de una división o un milímetro cuando se le aplica un volt al galvanómetro.

Dado que la resistencia equivalente del galvanómetro es despreciable comparada con la resistencia serie, la corriente aplicada es prácticamente igual a $1/R$ micro amper. Su expresión es

$$S_R = \frac{d \text{ mm ó divisiones}}{I \text{ microampers}}$$

Como se puede observar, es numéricamente igual a la sensibilidad a corriente

En las expresiones se tiene:

d = Desviación producida

I = Corriente que causa la desviación

V = Voltaje que causa la desviación

Las características asociadas con el galvanómetro son su sensibilidad y su resistencia equivalente (la resistencia de la bobina, arrollado en el cuadro móvil). Una característica derivada de estas dos es la especificación OHMS/VOLT, cuya importancia se vera posteriormente.

Hasta aqui se ha hablado de un dispositivo al que únicamente se le pueden aplicar corrientes del orden de microamperes.

Por otro lado, dado que su resistencia equivalente es pequeña (de unos cuantos OHMS), es inherente que solamente habra en una caída de voltaje de unos cuantos milivolts.

De lo anterior lógicamente nos preguntaremos: ¿qué hacer para medir corrientes o voltajes mayores? o bien ¿como hacer para medir voltajes alterados si el galvanómetro trabaja con corriente directa?, y por último ¿Cómo medir resistencias con el dispositivo descrito?.

Medición de Corriente Directa.

La parte básica de un ampermetro es el galvanómetro de bobina móvil. Dado que maneja muy pequeñas corrientes, si se desea medir corrientes altas es necesario sumar una rama adyacente para que la corriente restante, a la que pasa por él galvanometro circule por ahí. Dicha rama es una resistencia que se conecta en paralelo con el galvanómetro, como se muestra en la Fig. (3).

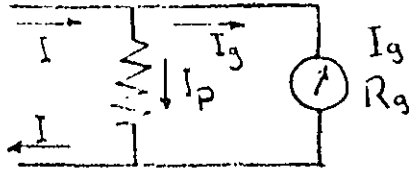


FIG. (3) Circuito básico de un ampermetro de C.D.

Del circuito de la Fig. (3) se deducen las siguientes expresiones:

$$V_p = V_G \quad (1)$$

Es decir el voltaje en R_p (V_p) es igual al voltaje en el galvanómetro (V_G).

Por otro lado se tiene que

$$V_p = R_p I_p \quad (2)$$

$$V_G = R_G I_G \quad (3)$$

De la figura (3) también se deduce que:

$$I = I_p + I_G \quad \text{o sea} \quad I_p = I - I_G \quad (4)$$

Donde I = Es la corriente a medir

I_G = Es la corriente por el galvanómetro

I_p = Es la corriente que excede a I_G .

Combinando las ecuaciones (1), (2), y (3) se obtiene:

$$R_p = \frac{R_G I_G}{I_p} \quad (5)$$

y combinando (4) con (5) se obtiene

$$\boxed{R_p = \frac{R_G I_G}{I - I_G}} \quad (6)$$

De la ecuación (6) se puede observar que conociendo las características del galvanómetro y la corriente máxima a medir (la que causa la máxima desviación de la aguja) se calcula la resistencia R_p .

Ejemplo 1:

Considere un galvanómetro en el cual la desviación de la aguja a escala completa se logra con una corriente (I_G) de $100 \mu A$ y con una resistencia equivalente (R_G) de 100 OHMS .

Se desea diseñar un medidor de escala de 0 a 10 mA .

La corriente por R_p es:

$$I_p = I_G - I_G$$

como $1 \text{ mA} = 1000 \mu A$

$$I_p = 10000 \mu A - 100 \mu A = 9900 \mu A$$

Con la ecuación (5) calculamos R_p :

$$R_p = \frac{R_G I_G}{I_p} = \frac{100 \times 100}{9900} = 1.01$$

$$R_p = 1.01 \text{ OHMS}$$

Empleando el método ejemplificado se pueden tener las escalas que se deseen simplemente aumentando las resistencias en paralelo con el galvanómetro, y seleccionándolas con una llave de cambio como se observa en la figura (4).

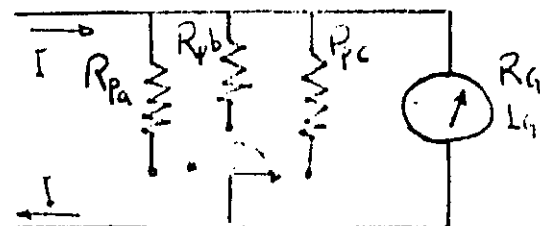


FIG. (4). Diagrama de un ampermetro multi-escala sencillo.

Sin embargo, con la conexión de la figura (4), se tiene el peligro de que, en el cambio de una a otra resistencia (o sea de escala), la llave no tenga contacto con ninguna, y si el medidor esta en un circuito, causa que por el galvanómetro circule toda la corriente y por tanto que se dañe.

Para evitar ese problema de diseño la conexión que se muestra en la figura (5) que se conoce como paralelo de AYRTON o PARALELO UNIVERSAL.

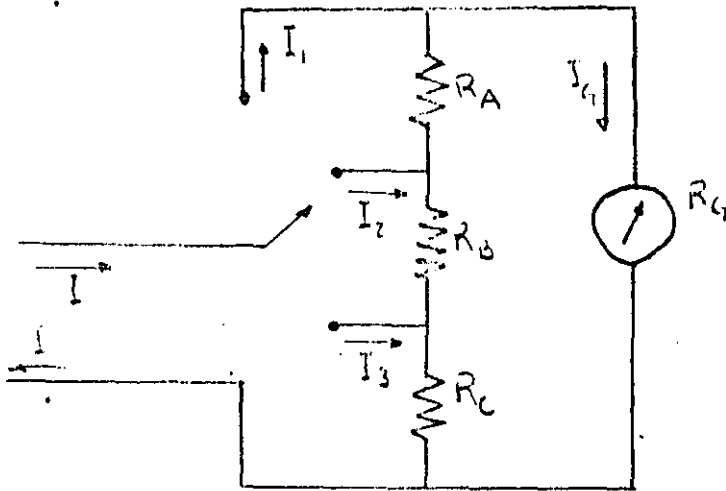


FIG. (5). Diagrama de la conexión Ayrton

Sin embargo, el precio que se paga a esta ventaja es que se tiene una resistencia equivalente total del medidor de un valor un poco más alto.

Ejemplo 2:

Se desea construir un medidor de corriente que tenga las siguientes escalas: 1A, 5A, 10A.

Se cuenta con un galvanómetro con las siguientes características: $R_G=50$ OHMS; $I_G=1$ mA.

Recuérdese que 1A = 1000 mA; 5A = 5000 mA; 10A = 10000 mA.

1) Para $I_1 = 1000$ mA se tiene

$$R_{P_1} = R_A + R_B + R_C \quad \text{y} \quad R_{G_1} = R_G$$

$$I_{P_1} = I_1 - I_G = 1000 \text{ mA} - 1 \text{ mA} = 999 \text{ mA}$$

Sustituyendo los valores anteriores en la ecuación (6) se tiene:

$$R_{P_1} = \frac{R_G I_G}{I_{P_1}} = R_A + R_B + R_C = \frac{50 \cdot 1 \text{ mA}}{999 \text{ mA}}$$

$$\left[R_A + R_B + R_C = 0.05005 \text{ OHMS} \right] \quad (I)$$

2) Para $I_2 = 5000 \text{ mA}$ se tiene:

$$R_{P_2} = R_A + R_B \quad \text{y} \quad R_{G_2} = R_G + R_C$$

$$R_{G_2} = 50 + R_C \quad (\text{observese el circuito para este caso})$$

$$I_{P_2} = I_2 - I_G = 5000 \text{ mA} - 1 \text{ mA} = 4999 \text{ mA}$$

Sustituyendo los valores anteriores en la ecuación (5)

$$R_{P_2} = \frac{R_{G_2} I_G}{I_{P_2}} = \frac{(50 + R_C) \cdot 1 \text{ mA}}{4999 \text{ mA}} = R_A + R_B$$

De ahí se obtiene:

$$4999 \times (R_A + R_B) = 50 + R_C \quad (II)$$

3) Para $I_3 = 10000 \text{ mA}$ se tiene

$$R_{P_3} = R_A$$

$$R_{G_3} = R_G + R_B + R_C$$

$$R_{G_3} = 50 + R_B + R_C$$

$$I_{P_3} = I_3 - I_G = 10000 \text{ mA} - 1 \text{ mA} = 4999 \text{ mA}$$

Sustituyendo los valores anteriores en la ecuación (5) se obtiene:

$$R_{P_3} = \frac{R_{G_3} I_G}{I_{P_3}} = \frac{(50 + R_B + R_C) \times 1 \text{ mA}}{9999 \text{ mA}} = R_A$$

De ahí se obtiene

$$9999 \times R_A = 50 + R_B + R_C \quad (\text{III});$$

Las ecuaciones (I), (II) y (III) se resuelven como ecuaciones simultaneas y se obtiene:

a) Multipliquemos la ecuación (I) por 9999, de lo cual se obtiene:

$$(I) \times 9999 \text{ ————— } 9999 R_A + 9999 R_B + 9999 R_C = 250.2$$

y restandole la ecuación (II)

$$- 9999 R_A - 9999 R_B + R_C = - 50 \text{ (Ec. II con signo (-))}.$$

Se obtiene $5000 R_C = 200.2$

por tanto $\boxed{R_C = 0.04004} \text{ OHMS}$

b) Multiplicando ahora la ecuación (I) por 9999 y restandole ahora la ecuación (III) se obtiene

$$(I) \times 9999 \text{ ————— } 9999 R_A + 9999 R_B + 9999 R_C = 500.45$$

$$- 9999 R_A + 9999 R_B + 9999 R_C = - 50$$

$$10000 R_B + 10000 R_C = 450.45 \quad (\text{IV})$$

Sustituyendo en la ecuación (IV) el valor obtenido de R_C y realizando las operaciones pertinentes se obtiene

$$\boxed{R_B = 0.005005 \text{ OHMS}}$$

Sustituyendo los valores de R_B y R_C en la ecuación (I) y realizando operaciones, se obtiene:

$$[R_A = 0.005005 \text{ OHMS}]$$

De los valores anteriores se observa que para medir corrientes cada vez mayores se requieren resistencias cada vez mas pequeñas.

EL VOLTMETRO DE C.D.

En el artículo anterior se trato el problema de la medición de corriente directa. Ahora vamos a tratar el caso de la medición de voltajes de C.D. Para medir corrientes mayores que I_g (corriente de reflexión máxima del galvanómetro) se conectaron resistencias derivadoras en paralelo con el galvanómetro. En el caso presente se deben de conectar resistencias conocidas como resistencias multiplicadoras en serie con el galvanómetro como se muestra en la Fig. 6.

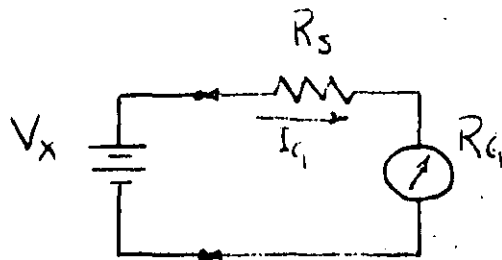


FIG. (6) Circuito básico del Voltmetro conectado a una fuente de voltaje V_x a medir.

De la Fig. 6 se deduce que: $V_x = I_g (R_s + R_g)$ (7)

De la ec. (7) se despeja R_s y se obtiene la ecuación para calcular la resistencia multiplicadora.

$$[R_s = \frac{V_x}{I_g} - R_g] \quad (8)$$

Donde: V_x = Es el voltaje máximo a medir

R_g = Es la resistencia interna del galvanómetro

I_g = Es la corriente que causa la reflexión máxima

Es posible entonces construir un voltmetro sencillo de varios rangos simplemente conectando un extremo de varias resistencias multiplicadoras a un galvanómetro y el otro extremo a una llave selectora como se muestra en la Fig. 7.

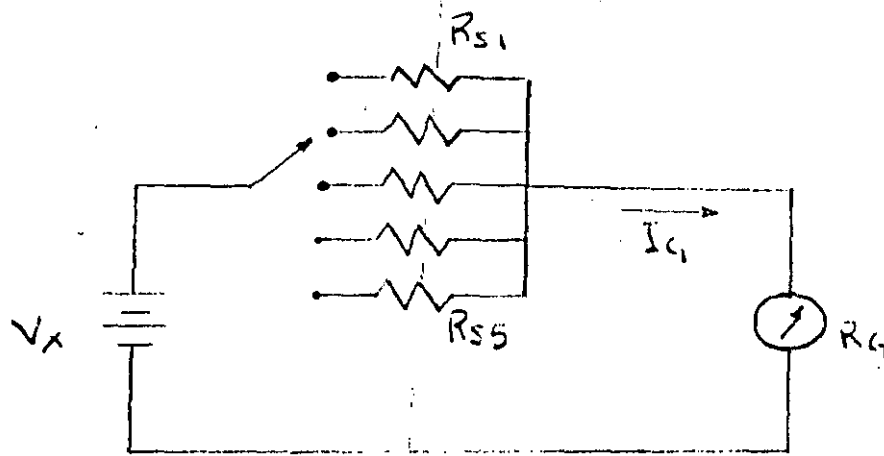


FIG. 7. Circuito de un voltmetro sencillo multirango.

En la Fig. 8 se muestra una variación del circuito de la Fig. 7. Como se puede observar en este caso las resistencias multiplicadoras se conectan en serie.

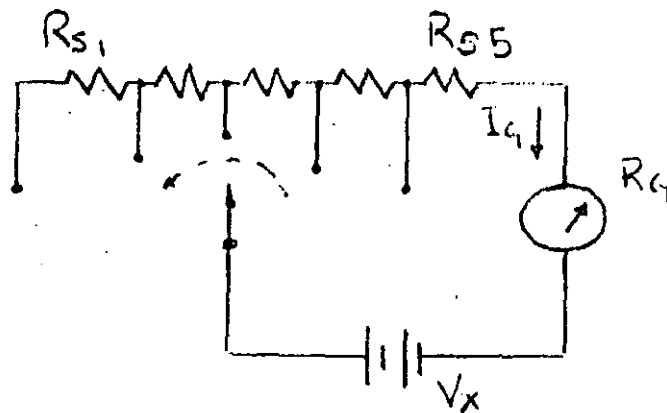


FIG. 8. Circuito tipo serie de un voltmetro multirango.

Se podría hablar de algunas ventajas y desventajas de ambos tipos de circuitos. Así por ejemplo, el de la Fig. 7 tiene la ventaja de que las resistencias multiplicadoras son independientes mientras que en el tipo serie no; así que si por alguna razón en el tipo serie se dañara la resistencia más cercana al galvanómetro, fallarían todos los rangos mientras que si en el otro circuito se dañara alguna resistencia, solamente se tienen problemas con el rango que le corresponde.

Por otro lado el tipo serie tiene la ventaja de que todas las resistencias, excepto la mas cercana al galvanómetro, se puede elegir de valores comerciales mientras que en el otro tipo es mas difícil que sea así.

Ejemplo 3:

Ya que el multímetro TMK500 tiene un circuito serie para la medición de voltajes de C.D., calculemos las resistencias multiplicadoras sabiendo que $I_g = 33$ microampers, y sus rangos son: 0.25, 1, 2.5, 10, 25, 100, 250. En la Fig. 9 se muestra el circuito usado.

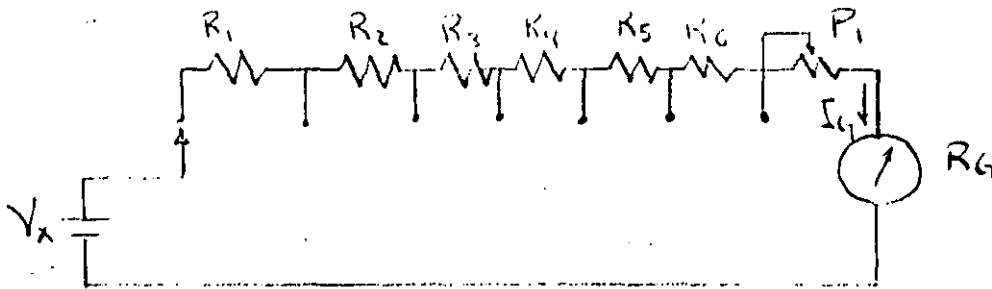


FIG. 9. Circuito usado en el multímetro TMK500 para la medición de voltajes de C.D. (Tomado del manual de instrucciones del TMK500).

Del circuito de la Fig. 9 se deduce que:

a) Para el rango $V_a = 0.5$ se tiene:

$$R_a = \frac{V_a}{I_g} \quad (9)$$

$$R_a = \frac{0.25 \text{ volts}}{33 \text{ microamp}} = 7575.7 \text{ OHMS,}$$

$$\text{Donde } R_a = R_g + R_{P_1} \quad (10)$$

Siendo R_{P_1} la resistencia a la que se ajusta el potenciómetro P_1 .

b) Para el rango $V_b = 1$ volt

$$R_b = \frac{V_b}{I_g} \quad (11)$$

$$R_b = \frac{1 \text{ volt}}{33 \text{ microamp}} = 30,303 \text{ OHMS}$$

$$\text{Donde } R_b = R_a + R_b \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{Asi que } R_g &= R_b - R_a \\ R_g &= 30303 - 7575.7 \\ R_g &= 22727.3 \text{ OHMS} \end{aligned}$$

c) Para el rango $V_c = 2.5 \text{ volts}$

$$R_c = \frac{V_c}{I_g} \quad (13)$$

$$R_c = \frac{2.5 \text{ volts}}{33 \text{ microamp}} = 75757.5 \text{ OHMS}$$

$$\text{Donde } R_c = R_b + R_5 \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{Asi que } R_5 &= R_c - R_b \\ R_5 &= 75757.5 - 30303 \\ R_5 &= 45454.5 \text{ OHMS} \end{aligned}$$

d) Para el rango $V_d = 10 \text{ volts}$

$$R_d = \frac{V_d}{I_g} \quad (15)$$

$$R_d = \frac{10 \text{ volts}}{33 \text{ microamp}} = 303030.3 \text{ OHMS}$$

$$\text{Donde } R_d = R_c + R_4 \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{Asi que } R_4 &= R_d - R_c \\ R_4 &= 303030.3 - 75757.3 \\ R_4 &= 227272.7 \text{ OHMS} \end{aligned}$$

e) Para el rango $V_e = 25 \text{ volts}$

$$R_e = \frac{V_e}{I_g} \quad (17)$$

$$R_e = \frac{25 \text{ volts}}{33 \text{ microamp}} = 757,575.7 \text{ OHMS}$$

$$\text{Con } R_e = R_d + R_3 \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \text{Asi que } R_3 &= R_e - R_d \\ R_3 &= 757575.7 - 303030.3 \\ R_3 &= 454,545.4 \text{ OHMS} \end{aligned}$$

f) Para el rango $V_f = 100 \text{ volt}$

$$R_f = \frac{V_f}{I_g} \quad (19)$$

$$R_f = \frac{100 \text{ volts}}{33 \text{ microamp}} = 3,030,303 \text{ OHMS}$$

$$\text{Con } R_f = R_e + R_2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{Asi que } R_2 &= R_f - R_e \\ R_2 &= 3030303 - 757575.7 \text{ OHMS} \\ R_2 &= 2,272,727.3 \text{ OHMS} \end{aligned}$$

g) Para el rango $V_g = 250 \text{ volt}$

$$R_g = \frac{V_g}{I_g} \quad (21)$$

$$R_g = \frac{250 \text{ volt}}{33 \text{ microamp}} = 7,575,757.5 \text{ OHMS}$$

$$\text{Con } R_g = R_f + R_1 \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \text{Asi que } R_1 &= R_g - R_f \\ R_1 &= 7575757.5 - 3030303 \\ R_1 &= 4,545,454.5 \text{ OHMS} \end{aligned}$$

Observemos las ecuaciones (9), (11), (13), (15), (17), (19), (21)

$$R_a = \frac{V_a}{I_g} ; R_b = \frac{V_b}{I_g} ; R_c = \frac{V_c}{I_g} ; R_d = \frac{V_d}{I_g} ; R_e = \frac{V_e}{I_g} ; R_f = \frac{V_f}{I_g} ; R_g = \frac{V_g}{I_g}$$

Notese que las ecuaciones tienen en comun el factor $\frac{1}{I^9 S}$ al cual se le conoce como sensibilidad del voltmetro y se representa como $\frac{1}{I^9 S}$ y es dado en OHMS/VOLT, y en el presente ejemplo es de $S = 30,303$ OHMS/VOLT. Dicho valor por lo general se presenta en la caratula del multmetro.

Efecto de Carga

Cuando se selecciona un determinado multmetro para realizar mediciones en voltaje es importante considerar la Sensibilidad de la Sección del voltmetro de C.D.; ya que con baja Sensibilidad se pueden tener lecturas correctas en circuitos de resistencia baja pero puede producir lecturas incorrectas cuando la resistencia del circuito bajo prueba es alta. Este efecto se conoce como Efecto de Carga y se debe a la baja sensibilidad de los instrumentos.

Para demostrar el efecto de carga se realizaron dos experimentos sencillos (una para la medición de voltaje y otro para la medición de corriente) en donde se pone de manifiesto la causa de las lecturas incorrectas.

Los experimentos se realizaron utilizando el multmetro TMK500 así como dos pilas de que al medirse con voltmetro digital presentaron 1.56 volts y por tanto con dicho valor se realizaron los calculos.

Cabe hacer notar en este punto que sea uso el multmetro mencionado simplemente porque es el que el autor tenia a la mano.

Efecto de carga del voltmetro.

En el inciso c) del ejemplo 3 se tiene que para el rango de cero a 2,5 volts el medidor tiene una resistencia equivalente $R_e = 75757,5$ OHMS. Así que el circuito equivalente del voltmetro será el que se muestra en la Fig. 10, en donde R_E en este caso es igual a R_e .

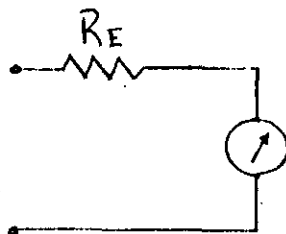


Fig. 10. Circuito equivalente del voltmetro

Recuerdese que en R_e esta considerada la resistencia interna del galvanometro asi que cuando se realizan cálculos el simbolo Ⓜ se considera como corto circuito, en este caso.

Ejemplo 4:

Considerese el arreglo que se muestra en la Fig. 11. Se desea saber la caída de voltaje V_{ab} .

Primero calculemosla:

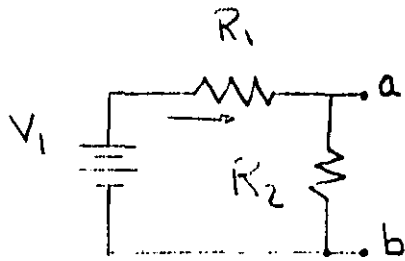


FIG. 11. Circuito bajo prueba

Como fuente de voltaje se usaron las pilas ya mencionados, asi que $V_1 = 3.12$ volt y $R_1 = R_2 = 68 \text{ K OHMS}$.

Del circuito se deduce que:

$$V_{ab} = R_2 I \tag{23}$$

$$I = \frac{V_1}{R_1 + R_2} \tag{24}$$

Sustituyendo la ecuación (24) en la (23) se obtiene:

$$V_{ab} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \tag{25}$$

Sustituyendo valores en la ecuación (25) se tiene:

$$V_{ab} = \frac{68\text{K}}{68\text{K} + 68\text{K}} \times 3.12 = 1.56 \text{ volts}$$

Sin embargo, al conectar el multímetro en los puntos a, b se obtuvo una lectura que fue de 1.05 volts.

Como se observa hay una diferencia bastante evidente entre el valor calculado y el leído.

Antes de analizar el circuito cuando se introduce el multímetro calculemos el porcentaje del error:

$$\% \text{ Error} = (1-E) \times 100 \quad (26)$$

$$\text{con } E = \frac{\text{voltaje medido}}{\text{voltaje calculado}} \quad (27)$$

Sustituyendo valores en la ecuación (27) se obtiene:

$$E = \frac{1.05}{1.56} = 0.67$$

$$\% \text{ Error} = (1-0.67) \times 100 = 33\%$$

Ahora si analicemos el circuito con el multímetro conectado. El arreglo que da como se muestra en la Fig. 12.

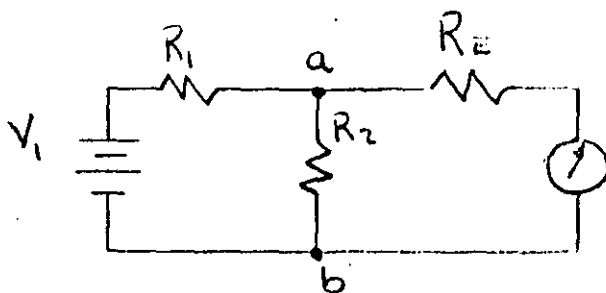



FIG. 12. Arreglo bajo prueba con el multímetro conectado

Sin embargo como ya se dijo el símbolo  se sustituye por un corto circuito cuando se realizan calculos. Así que el arreglo queda como se ve en la Fig. 13.

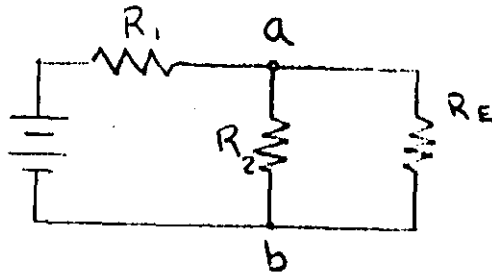


FIG. 13. Arreglo simplificado del circuito de la fig. 12.

La resistencia que ahora hay entre los puntos a, b es el paralelo de \$R_2\$ y \$R_E\$ y se calcula con:

$$R_{ab} = \frac{R_2 R_E}{R_2 + R_E} \quad (28)$$

Sustituyendo valores en la ecuación (28) se obtiene:

$$R_{ab} = \frac{68000 \times 75858.5}{68000 + 75757.5} =$$

$$R_{ab} = 35834.7 \text{ OHMS}$$

Asi que el voltaje \$V_{ab}\$ sera

$$V_{ab} = \frac{R_{ab}}{R_1 + R_{ab}} \quad (29)$$

Al sustituir valores en la ecuación (29) se obtiene

$$V_{ab} = \frac{35834.7}{(8000 + 35834.7)} \times 3,13 = 1.08 \text{ volts}$$

Que es prácticamente igual al valor leído en el multímetro.

Es muy importante ver cual fue el efecto de conectar el multímetro y que es la disminución de la resistencia que hay entre los puntos en que se realiza la medición y que esa es precisamente la causa de la variación de la caída de voltaje \$V_{ab}\$.

2. EFECTO DE CARGA DEL AMPERMETRO.

El circuito que usó el TMK500 para la medición de corrientes directas es el que se muestra en la FIG. 14 y fue tomado de su manual de instrucciones.

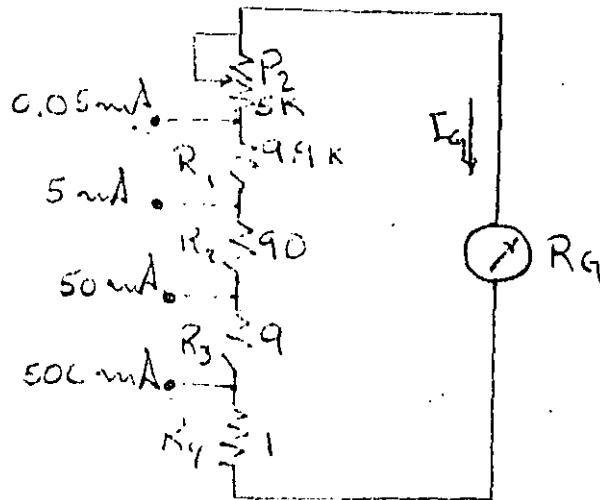


FIG. 14. Circuito del TMK500 para mediciones de C.D.

Si se realizan mediciones en el rango de 0-150 mA el circuito, a fin de simplificar el circuito final, se puede representar como se muestra en la Fig. 15.

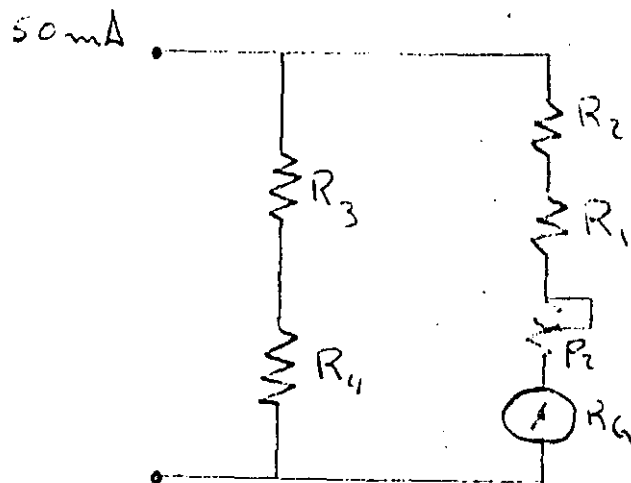


FIG. 15. Modificación del circuito del TMK500

y en la Fig. 16 se muestra el circuito equivalente.

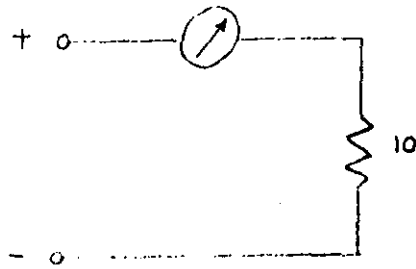


FIG. 16. Circuito equivalente del TMK500 en la escala de 0.50 mA.

Ejemplo 5: Consideremos el circuito de la Fig. 17 y calculemos la corriente que por él circula.

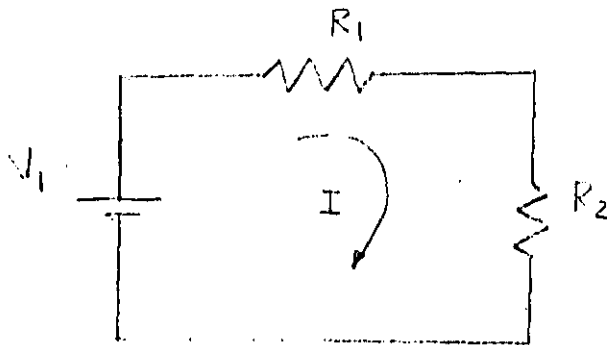


FIG. 17. Circuito bajo prueba

Como fuente se usó una pila cuyo valor medio fué 1.56 volts y las resistencias R_1 y R_2 son iguales y de 18Ω

Así que la corriente I es:
$$I = \frac{V_1}{R_1 + R_2} = \frac{1.56}{36} = 43.3 \text{ mA.}$$

Sin embargo al insertar el medidor en la red de la Fig. 17 se midió una corriente de $I = 34 \text{ mA}$.

Calculemos el porcentaje de error usando la ecuación (26)

$$\% \text{ Error} = (1-E) \times 100$$

Donde ahora $E = \frac{\text{corriente medida}}{\text{corriente calculada}} =$

Sustituyendo valores se obtiene

$$E = \frac{34 \text{ mA}}{43.3 \text{ mA}} = 0.785$$

$$\% \text{ Error} = (1-0.785) \times 100 = 21.5 \%$$

Ahora analicemos el arreglo considerando conectado el multímetro como se muestra en la Fig. 18.

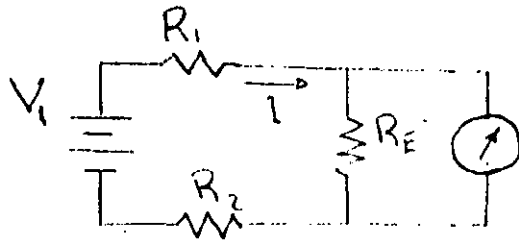


FIG. 18. Circuito bajo prueba con el ampermetro conectado.

Como ya se dijo, en este caso el símbolo ⓐ se sustituye por un circuito abierto con el fin de hacer los cálculos, así que entonces el arreglo finalmente queda como se muestra en la Fig. 19.

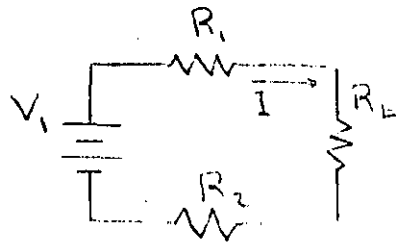


FIG. 19 Simplificación del circuito de la Fig. 18.

Del circuito se deduce que:

$$I = \frac{V_1}{R_1 + R_E + R_2} \quad (31)$$

sustituyendo valores se obtiene

$$I = \frac{1.56}{18 + 18 + 10} = 33.9 \text{ mA}$$

Este valor prácticamente es igual al valor que se leyó en el instrumento.

Otra vez es muy importante notar cual fue la causa del error. Esta es la resistencia introducida por el medidor que, al ser de un valor comparable a la del circuito bajo prueba altera, en forma apreciable la corriente que circula por el circuito.

Nótese también que si las resistencias del circuito fueran bastante grandes comparadas con las del medidor, el efecto sería despreciable.

EL OHMETRO

EL OHMETRO TIPO SERIE SIMPLE

Esta constituido basicamente por un galvanómetro conectado en serie con dos resistencias y una bateria como de muestra en la Fig 20.

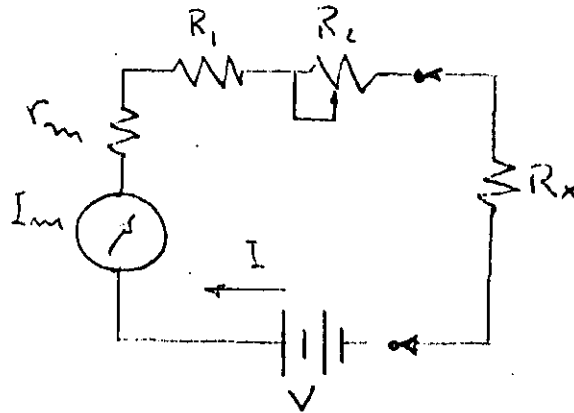


FIG. 20.

De la Fig. 20 se observa que cuando $R_x = 0$ la corriente I a través del circuito es maxima. Bajo esta condición se ajusta R_2 para de flexión maxima de la aguja; y es en esta posición que se marca 10 OHMS en la escala.

Cuando en las terminales AB no hay elemento R_x conectado, es decir, cuando $R_x = 0$, la corriente I es igual a cero y es en ese lugar de la escala donde se marca "no".

De la Fig. 20 se deduce $R_0 = r_m + R_1 + R_2$ con $R_x = 0$ asi que entonces

$$V = \frac{I_m R_0}{1} ; \text{ donde } \begin{array}{l} I_m = \text{Es la corriente de escala completa} \\ R_0 = \text{Es la resistencia característica del ohmetro.} \end{array}$$

Luego si $R_x \neq 0$

$$I = \frac{V}{R_0 + R_x}$$

Por definición la Deflexión es:

$$D = \frac{I}{I_m} = \frac{R_0}{R_0 + R_x} \rightarrow \boxed{R_x = R_0 \left(\frac{1-D}{D}\right)}$$

con la ec. se calibran las caratulas.

Así que se tiene:

R_x	D
0	1
$\frac{1}{3} R_0$	$\frac{3}{4}$
R_0	$\frac{1}{2}$
$3 R_0$	$\frac{1}{4}$
$7 R_0$	$\frac{1}{8}$
00	0

Ejemplo

Diseñar un ohmetro tipo serie simple con un galvanómetro cuyas características son $I_m = 100 \text{ mA}$; $r_m = 1 \text{ Kohm}$ y una batería de 10 volts.

a) La resistencia característica es $R_0 = \frac{V}{I_m} = \frac{10}{100 \times 10^{-6}} = 10^5 \text{ ohms}$

Así que $R_1 + R_2 = R_{10} - r_m = 99000 \text{ ohms}$.

b) Cuando la batería envejece y se deduce el voltaje de un 30%, se tiene:

$$V' = 70 \times V = 7 \text{ volts}$$

Si $R_2 = 0$ con el fin de lograr deflexión a escala máxima, entonces R_0 cambia a un valor $R_0' = R_1 + r_m$, así que:

$$R_0' = \frac{V'}{I_m} = \frac{7}{100 \times 10^{-6}} = 70000 \text{ ohms}$$

Así que $R_1 = R_0' - r_m = 69000 \text{ ohms}$.

y entonces $R_2 = R_0 - r_m - R_1 = 100000 - 1000 - 69000 = 30000$ ohms

c) El error por envejecimiento está definido como $E = \frac{R_0}{R_0}$

y en porcentaje es $E = (-E) \times 100$

Entonces $E = \frac{100000}{70000} = 1.42 \rightarrow E = (1-1.42) \times 100 = -42\%$

En donde el signo (-) indica que el instrumento presenta una lectura mayor de resistencia.

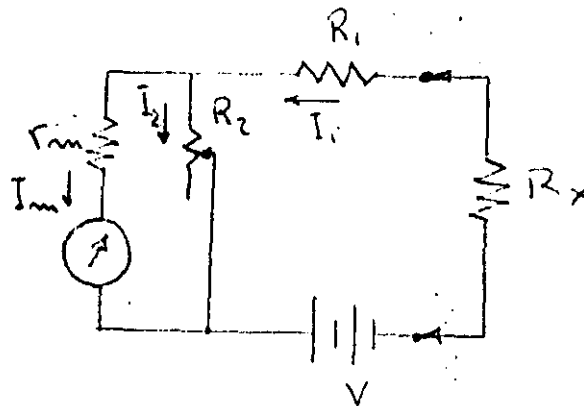
d) Calibración de la escala

Usando la ec. donde se sustituye $R_0 = 100$ k ohms y dando valores a D se tiene:

D	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
R_x	∞	900k	400k	233k	150k	100k	66k	42.85k	25k	11k	0

Como se observa del ejemplo anterior cuando envejece la batería y por tanto se varia R_2 para compensar la disminución del voltaje se afecta la calibración de la caratula y ya no es real la lectura.

Oh
Biametro tipo serie mejorado.



En este caso la resistencia de ajuste de cero (R_2) se conecta en paralelo con el galvanómetro dando como consecuencia que su valor comparado con el valor de R_1 sea pequeño y por tanto la variación de la lectura real, es decir el efecto en la calibración de la caratula es sensiblemente menor

que en el caso anterior.

Aunque el circuito no compensa completamente el envejecimiento de la batería, realiza un buen trabajo para el caso de instrumentos auxiliares en el mante
nimiento.

Para este caso, si $R_x=0$, I_m es máxima y:

$$R_0 = R_1 + \frac{r_m R_2}{r_m + R_2}; I_1 = \frac{V}{R_0}; I_m = \left(\frac{R_2}{R_2 + r_m}\right) I_1 \rightarrow I_m = \left[\frac{R_2}{R_2 + r_m}\right] \left(\frac{V}{R_0}\right)$$

Cuando $R_x \neq 0$ $I_g = \frac{R_2}{R_2 + r_m} I_1$; $I_1 = \frac{V}{R_0 + R_x} \rightarrow I_g = \left[\frac{R_2}{R_2 + r_m}\right] \left(\frac{V}{R_0 + R_x}\right)$

De la definición de deflexión se obtiene:

$$D = \frac{I}{I_m} = \frac{\left(\frac{V}{R_0 + R_x}\right) \left(\frac{R_2}{R_2 + r_m}\right)}{\left(\frac{V}{R_0}\right) \left(\frac{R_2}{R_2 + r_m}\right)} = \frac{R_0}{R_0 + R_x} \Rightarrow R_x = R_0 \left(\frac{1-D}{D}\right)$$

Como se observa la calibración de la caratula es igual que para el caso an
terior.

Calculo de R_1 y R_2 .

Considerese que cuando $R_x=0$

Observese que $R_2 I_2 = r_m I_m \Rightarrow R_2 = \frac{r_m I_m}{I_2}$

$I_2 = I_1 - I_m$ y si $R_x=0 \Rightarrow I_1 = \frac{V}{R_0} \Rightarrow R_2 = \frac{R_0 r_m I_m}{E - R_0 I_m}$

$$R_1 = R_0 - \frac{r_m R_2}{R_2 + r_m}$$

Sustituyendo el valor de R_2 en la ecuación anterior se obtiene:

$$R_1 = \left(1 - \frac{r_m I_\mu}{E}\right) R_0$$

El rango útil de la escala es de $9R_0$ a $1/9 R_0$ es decir

$$1/9R_0 \leq R_x \leq 9R_0$$

De lo anterior desigualdad y sabiendo la R_1 max a leer en determinada escala, se deduce el valor de R_0 .

EJEMPLO

Diseñar un ohmetro tipo serie mejorado con un galvanómetro de $r_m = 1000$ ohms; $I_\mu = 100$ mA y una batería de 10 volts.

La escala útil debe de ser de 1000 a 90000 ohms.

$$R_0 = 10000 \text{ ohms}$$

$$R_2 = \frac{r_o r_m I_\mu}{E - R_0 I_\mu} = \frac{10^4 \times 10^3 \times 10^{-4}}{10 - 10^4 \times 10^{-4}} = 111.11 \text{ ohms}$$

$$R_1 = \left(1 - \frac{r_m I_\mu}{E}\right) R_0 = 10^4 \left(1 - \frac{10^3 \times 10^{-4}}{10}\right) = 9900 \text{ ohms}$$

Calculese el porcentaje de error cuando el envejecimiento de la batería causa que el voltaje disminuya en un 30%.

$$E' = 7 \text{ volts.}$$

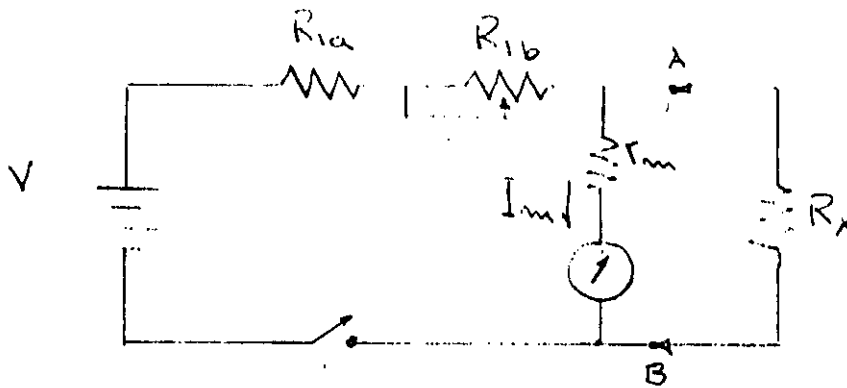
De la ec. de R_1 se tiene:

$$R_0' = \frac{R_1}{1 - \frac{r_m I_\mu}{E'}} = \frac{9900}{1 - \frac{10^3 \times 10^{-4}}{7}} = 10043.47$$

$$E = \frac{R_0'}{R_0} = \frac{10000}{10043.47} = 0.9956$$

$$E - (1-E) \times 100 = 0.44\%$$

OHMETRO TIPO PARALELO



El circuito consiste de una batería en serie con dos resistencias y un galvanómetro. La resistencia a medir se conecta en paralelo con el galvanómetro, así que como se observa es necesario introducir un interruptor para desconectar la batería del circuito cuando no se usa el instrumento ya que si $R_x = \infty$ (sin resistencia en A y B) la corriente circula únicamente por el galvanómetro.

De lo anterior se observa que el punto de cero ohms se encuentra en el lado contrario que para el tipo serie.

Este tipo de medidor es particularmente útil para la medición de resistencias de valor bajo, y por tanto no es un instrumento común sino que se encuentra mas bien en laboratorios.

Cuando $R_x = 0 \Rightarrow I = 0$

Cuando $R_x \neq 0 \Rightarrow I = \frac{R_x}{R_x + r_m} I_1$; $I_1 = \frac{V}{R_1 + R_p}$; con $R_1 = R_{1a} + R_{1b}$

$$y R_p = \frac{R_x r_m}{R_x + r_m}$$

De lo anterior se obtiene

$$I = \left(\frac{R_x}{R_x + r_m} \right) \left(\frac{V}{R_1 + R_p} \right)$$

Cuando, $R_x = \infty \Rightarrow I = I_\mu = \frac{E}{R_1 + r_m}$

De la definición de deflexión se tiene:

$$D = \frac{I}{I_\mu} = \frac{\left(\frac{R_0}{R_x + r_m}\right) \left(\frac{V}{R_1 + R_p}\right)}{\frac{V}{R_1 + r_m}} = \frac{R_x}{R_x + R_0} \Rightarrow R_x = R_0 \left(\frac{D}{1-D}\right)$$

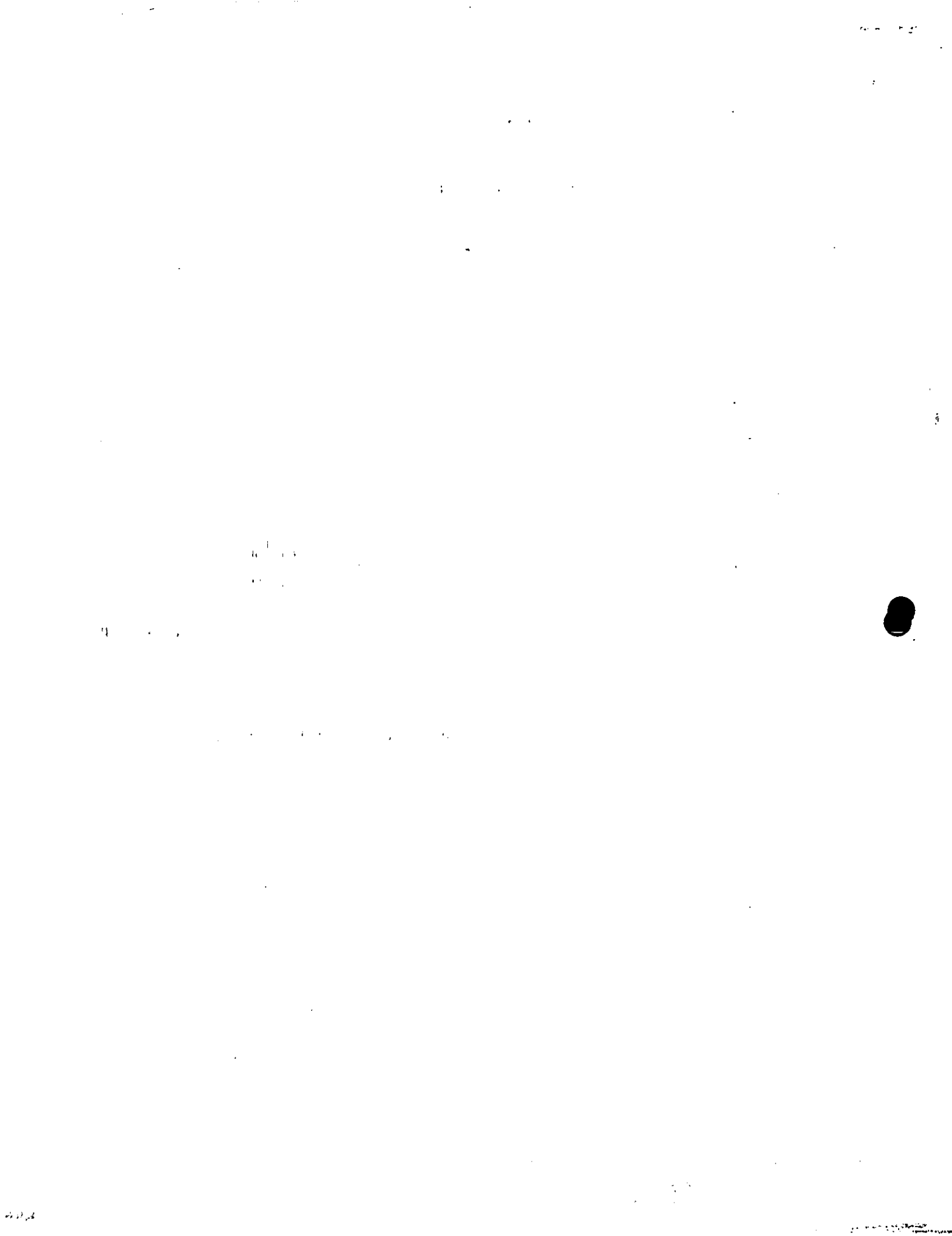
con $R_0 = \frac{R_1 r_m}{R_1 + r_m}$.- Resistencia Característica del Ohmetro.

Cuando la batería es nueva su voltaje es máximo y R_1 es máximo y cuando en vejece su voltaje disminuye y R_1 también disminuye a fin de lograr el ajus te a escala máximo.

Si el envejecimiento es tal que $R_{1b} = 0 \Rightarrow R_0 = \frac{R_{1a} r_m}{R_{1a} + r_m}$

Así que $E = \frac{R_0}{R_0}$ es mayor que la unidad y por tanto el porcentaje de error

es negativo indicando que cuando la batería envejece en valor leído en la escala será mayor que el valor real de la resistencia a medir.



DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL CURSO "INSTRUMENTACION ELECTRONICA" QUE SE IMPARTIO EN ESTA DIVISION DEL 18 AL 30 DE MARZO DE 1985.

- 1.- AGUILAR VILLEGAS ERNESTO
INDUSTRIAS AFILIADA, S.A.
TECNICO EN REAHABILITACION
AV. TULYEHUALCO No. 125 "B"
COL. MINERIA
09810 MEXICO, D.F.
581-26-26
AVE. UNIVERSIDAD No. 1953 EDIF. 32-401
COL. COPILCO UNIVERSIDAD
DELEGACION COYOACAN
550-68-74
- 2.- ALARCAN DE UÑA JESUS
COMISION DE ECOLOGIA D.D.F.
JEFE OFNA. INSTRUMENTACION TECNOL.
COMONFORT No. 83
COL. PERALVILLO
DELEGACION CUAUHTEMOC
526-67-14
ARQUITECTURA No. 41-13
COL. COPILCO UNIVERSIDAD
DELEGACION COYOACAN
04360 MEXICO D.F.
658-77-80
- 3.- ALCANTARA FLORES JULIO CESAR
U. N. A. M.
AYUDANTE "B"
CALZ. DEL HUESO No. 151 EDIF. 1 DEPTO. 10
COL. PRADOS COAPA
DELEGACION TIALPAN
14320 MEXICO, D.F.
684-96-93
- 4.- ARREDONDO MANUEL
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
INSTRUMENTISTA
ORIENTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
08500 MEXICO, D.F.
558-21-55
- 5.- BALDERAS EDUARDO GABRIEL
ININ
INVESTIGADOR
CENTRO NUCLEAR DE MEXICO
AV. IPN NTE 8A-302
COL. LINDAVISTA
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07360 MEXICO, D.F.
586-35-91
- 6.- CADENA MENDOZA ELOY
I. M. P.
INGENIERO DE DISEÑO
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 152
567-65-00
LAGO VIESCO No. 52
COL. ANAHUAC
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
250-15-63
- 7.- CASTAÑEDA MATA ELIAS
PEMEX
COORDINADOR DE SIST. CENTRAL
EJERCITO NACIONAL No. 816
COL. POLANCO 254-20-44 ext. 28270
CAMPIÑA No. 73
COL. PASTORES
53340 NAUCALPAN DE JUAREZ

- 8.- CASTRO AGUILAR LUIS NICOLAS
DIREC. GRAL. AEROPUERTOS
JEFE DE SECCION
CHIAPAS No. 121
COL. ROMA
DELEGACION CUAUHTEMOC
06700 MEXICO, D.F.
584-98-94
- 9.- DE LA XRUZ GOMEZ ROMAN M.
FACULTAD LABORATORIO MEDICION
E INSTRUMENTACION
CIUDAD UNIVERSITARIA
- 10.- DE LA VEGA MACIAS JOSE
- 11.- ESCAMILLA ASIDIO JOAQUIN
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
JEFE DE INSTRUMENTACION
ORIENTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
08500 MEXICO, D.F.
558-21-99
- 12.- ESCOBAR BRAY ALEJANDRO
CONSTRUCTORA NACIONAL DE CARROS
DE FERROCARRIL
JEFE DE SECCION INGRIA. ELEC.
- 13.- FERNANDEZ PEREZ JOSE LUIS
SECIL
ING. SERVICIO ELECTRONICO
PATRICIO SAENZ No. 1317
COL. TLACOQUEMACATL DEL VALLE
DELEGACION BENITO JUAREZ
559-27-01
- 14.- FLORES ESPERON MA. LETICIA
MOTOROLA DE MEXICO, S.A.
INGENIERO INDUSTRIAL
GUANAJUATO No. 114
COL. ROMA
DELEGACION CUAUHTEMOC
584-80-55
- 15.- FLORES HERRERA JOSE ROBERTO
D.D.F. JEFE DE SECCION
SAN ANTONIO ABAD No. 231-50. PISO
COL. OBRERA DELEG. VENUSTIANO C.
578-33-61
- NEPTUNO No. 117
COL. SAN SIMON
DELEGACION CUAUHTEMOC
06920 MEXICO, D.F.
583-58-26
- CALZ. SANTA ANITA No. 355
COL. VIADUCTO PIEDAD
DELEGACION IZTACALCO
08200 MEXICO, D.F.
596-42-86
- PRIV. ALTAMIRANO No. 14
QUERETARO, QRO. 76000
2-34-83
- ATOTONILCO EL GDE. No. 37
COL. EL PALMAR
PACHUCA, HGO. 42080
- CALLE 314 No. 110
COL. NUEVA ATZACOALCO
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07420 MEXICO, D.F.
753-37-40
- SIERRA JIUTEPEC No. 144
COL. LOMAS BARRILACO
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
11010 MEXICO, D.F.
540-23-60
- AV. MORELOS No. 827 EDIF. B DEPTO. 4
COL. MAGDALENA MIXHUCA
DELEGACION VUNUSTIANO CARRANZA

- 16.- FUENTES MARCELO CARLOS
PREVISION CENTRAL SERVIDAR
TECNICA PEOPFESIONAL EN ELECTRONICA
PLAN DE SAN LUIS
CALZ. AZCAPOTZALCO LA VILLA
No. 250-29
COL. SAN MARCOS
DELEGACION AZCAPOTZALCO
02020 MEXICO, D.F.
- 17.- GALVAN ACOSTA MARINAO GPE.
TELEFONOS DE MEXICO
SUPERVISOR
AV. 20 DE NOVIEMBRE No. 206
COL. CUAUTITLAN DE RR
54800 MEXICO, D.F.
872-01-10
CALLE FUENTE DE HERCULES No. 12
COL. FUENTES DEL VALLE
- 18.- GARCIA MARTINEZ JOSE ENRIQUE
CONDOR ING. S.A.
ING. JEFE DE GRUPO EN INSTRUMENTACION
INSURGENTES SUR No. 954-2o. PISO
CENTRO URBANO PTE. JUAREZ
EDIT. B-3 DEPTO. 204
COL. ROMA
DELEGACION CUAUHEMOC
564-48-39
- 19.- GARCIA GUTIERREZ ALFONSO
SECIL
INGENIERO DE SERVICIO
PATRICIO SAENS No. 1317
COL. DEL VALLE
OLIVO E. FRIAS No. 2
COL. MIGUEL HIDALGO
DELEGACION TLAHUAC
03200 MEXICO, D.F.
- 20.- GARCIA HERNNADEZ JOAQUIN
JAVIER VILLAHURRUTIA No. 13
COL. PAULINO NAVARRO
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
06850 MEXICO, D.F.
- 21.- GARCIA VALDERRAMA JOSE ANTONIO
BANCO INTERNACIONAL, S.N.C.
JEFE DEPTO. TELECOMUNICACIONES
REFORMA No. 156-4o. PISO
COL. JUAREZ
DELEGACION CUAUHEMOC
06600 MEXICO, D.F.
566-00-25
VALLE DE JILOTEPEC No. 36
COL. EL MIRADOR
DELEGACION NAUCALPAN
560-98-34
- 22.- GOMEZ MONTERRUBIO N. ABDUL
DIREC. GRAL. DESARROLLO TEC.
JEFE DE PROYECTO
AV. SAN FRANCISCO No. 1626
COL. DEL VALLE
03100 MEXICO, D.F.
534-70-64
AV. PIRAMIDES No. 8
COL. SAN JUAN TEOTIHUACAN
55800 EDO. DE MEXICO
- 23.- GONZALEZ TORRES FEDERICO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
AV. 100 METROS No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
567-54-76
CORREGIDORA No. 213 INT. 5
COL. SANTA CECILIA
DELEGACION ALVARO OBREGON

24.- GUTIERREZ DEMETRIO
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
ORIENTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
08500 MEXICO, DF.
558-21-95

25.- GUTIERREZ GILBERTO
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
INSTRUMENTISTA
ORIENTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
08500 MEXICO, D.F.
558-21-95

26.- HERNANDEZ CAMPOS RAFAEL

COYUCA M-156 LOTE 16
COL. SAN FELIPE DE JESUS
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
368-23-69

27.- HERNANDEZ YAÑEZ LUIS ENRIQUE
BANCRESER, S.N.C.
SUBGERENTE DE LABORATORIO
REFORMA No. 243-8o. PISO
COL. CUAUHTEMOC
DELEGACION CUAUHTEMOC
06500 MEXICO, D.F.
525-52-28

REFORMA No. 243-8o. PISO
COL. CUAUHTEMOC
DELEGACION CUAUHTEMOC
06500 MEXICO, D.F.
525-52-28

28.- JIMENEZ ROMERO ROLANDO
PRECISION CONTROL Y SERVICIOS
INGENIERO DE CAMPO

29.- LINCE OCHOA JOSE ENRIQUE
SERVICIOS CENTRALES DE INST. Y LAB.
INGENIERO "A"
PATRICIO SAENZ No. 1317
DELEGACION BENITO JUAREZ
03210 MEXICO, D.F.
559-27-01

GABRIEL MANCERA No. 1432
DELEGACION BENITO JUAREZ

30.- LOZANO DORADO JULIO
WEST INSTRUMENTS DE MEXICO, S.A.
JEFE DEL DEPTO. DE ING.
MANUEL MA. CONTRERAS No. 82
COL. SAN RAFAEL
535-34-93

CALLE 1523 No. 101
COL. 6a. SECCION SAN J. DE ARAGON
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07920 MEXICO, D.F.

- 31.- LOPEZ SANCHEZ JUAN CARLOS
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
AYUDANTE DE PROFESOR "A"
CIUDAD UNIVERSITARIA
NEWTON No. 133
COL. CHAPULTEPEC MORALES
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
250-23-05
- 32.- MARTINEZ ARVIZU GABRIEL
FORD MOTOR Y COMPANY, S.A. DE C.V.
INGENIERO DE PRUEBAS
KM. 36 AUTOPISTA MEXICO QUERETARO
54730 MEXICO, D.F.
585-76-00 ext. 1605
PRESA SLINILLAS No. 390-404
COL. IRRIGACION
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
11500 MEXICO, D.F.
395-02-79
- 33.- MARTINEZ LOPEZ JOSE C.
KODAK MEXICANA, S.A. DE C.V.
TECNICO EN MANTO.
PERIFERICO SUR No. 6666
COL. VILLA COAPA
DELEGACION TLALPAN
594-78-00
REPUBLICA DE VENEZUELA No. 35
INTERIOR 13
COL. PRIMER CUADRO
DELEGACION CUAUHTEMOC
594-78-00 ext. 273
- 34.- MENDEZ FUENTES ALEJANDRO
DIREC. COMPUTO ADMON. CENTRAL
MANTO. SISTEMAS DE COMPUTO
MATIAS ROMERO ESQ. PATRIOTISMO
COL. DEL VALLE
DELEGACION BENITO JUAREZ
CIPRES No. 110-12
COL. STA. MARIA LA RIBERA
DELEGACION CUAUHTEMOC
06400 MEXICO, D.F.
547-93-73
- 35.- MENDOZA BERNAL NOE
BANCRESER
INC. DE SERVICIO
REFORMA No. 243
COL. CUAUHTEMOC
525-52-28
CALLE VICENTE SUAREZ No. 28
COL. EL MORAL
DELEGACION IZTAPALAPA
04300 MEXICO, D.F.
- 36.- MILIAN SUAZO ABEL
SECIL, A. .C
INGENIERO DE SERVICIO
PATRICIO SAENZ No. 1317
COL. DEL VALLE
DELEGACION BENITO JUAREZ
559-27-01
CALZ. TLALPAN No. 1751-5
COL. CHURUBUSCO
DELEGACION COYOACAN
- 37.- MIRAMOENTES FLORES ANTONIO
BANCO INTERNACIONAL
TECNICO
AV. PASEO DE LA REFORMA No. 156
COL. JUAREZ
DELEGACION CUAUHTEMOC
06600 MEXICO, D.F.
593-88-93
EDIF. H-2 ENTR. 2 DEP. 3
UNIDAD LOMAS DE PLATEROS
COL. LOMAS DE PLATEROS
DELEGACION VILLA ALVARO OBREGON
00840 MEXICO, D.F.

- 38.- ORTEGA CARVALLO MIGUEL ANGEL
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INGENIERO EN DISEÑO
AV. EJE CENTRAL No. 152
COL. INDUSTRIAL BALLEJO
567-66-00 ext. 20659
CAMELIAS No. 132 LOTE 39
COL. JARDINES OJO DE AGUA
77550 MEXICO, D.F.
- 39.- PADILLA PINEDA JOSE GUSTAVO
INDUSTRIAL AFILIADA, S.A.
SUPERVISOR DE CONTROL DE CALIDAD
CALZ. MEXICO TULYEHUACO No. 125-B
COL. PRADO MINERVA
DELEGACION IZTAPALAPA
09810 MEXICO, D.F.
581-26-26
PRIV. JOAQUIN ROMO No. 187-C
COL. MIGUEL HIDALGO
DELEGACION TLALPAN
573-55-41
- 40.- PEREZ DE LEON CHAVOLLA JOSE LUIS
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INGENIERO INSTRUMENTISTA
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
DELEGACION GUSTAVO A. AMDERO
07330 MEXICO, D.F.
567-66-00 ext. 20414
BUGAMBILIAS No. 306
COL. LA FLORIDA
DELEGACION NAUCALPAN
572-07-09
- 41.- PRIETO MAESTRO JUAN JOSE
OPTIPLANT
INGENIERO DE MANTO.
EJERCITO NACIONAL No. 80
COL. ANZURES
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
531-20-30
C/RIO GUADALVIQUIR No. 92-404
COL. CUAUHTEMOC
511-10-18
- 42.- RAMIREZ RODRIGUEZ CARLOS ALBERTO
MEXICANA DE AUTOBUSES, S.A.
JEFE DE ANALISIS Y NUEVOS PROYECTOS
CONZALEZ PEÑA No. 2
COL. CIRCUITO NOVELISTAS
DELEGACION SATELITE
05100 MEXICO, DF.
- 43.- RAMOS BUSTOS ALEJANDRA PATRICIA
INDUSTRIAL AFINADA, S.A. DE C.V.
JEFE DE CONTROL DE CALIDAD
AV. TULYEHUALCO No. 125 "B"
COL. MINERVA
09810 MEXICO, D.F.
581-26-26
JUAN DE LA BARRERA No. 56
COL. CONDESA
211-14-02
- 44.- REBOLLAR BARCELO MOISES
AV. ORIENTE 101 No. 3605
COL. RIO BLANCO
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07820 MEXICO, D.F.
551-34-06

THE STATE OF TEXAS
COUNTY OF []
[]

[]
[]
[]

[]
[]
[]
[]

[]
[]
[]

[]
[]

[]
[]
[]
[]
[]
[]

- 45.- RODRIGUEZ LOPEZ JORGE
ENEP ARAGON
ACADEMICO
RANCHO SECO S/N
SAN JUAN DE ARAGON
796-04-88
- SUR 115 A No. 444
ESCUADRON 201
DELEGACION IZTAPALAPA
581-24-94
- 46.- RUBIO MOLINA JESUS
PIROMEX, S.A.
JEFE DE DISEÑO Y DESARROLLO
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 219-301
COL. GUERRERO
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
06300 MEXICO, D.F.
526-14-93
- CONTINENTAL 22
COL. INDUSTRIAL
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
528-14-93
- 47.- SALAZAR MARQUEZ ERNESTO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INGENIERO DISEÑO ELECTRONICO
AV. DE LOS 100 METROS No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
- RETORNO 3 No. 3
COL. AVANTE
DELEGACION COYOACAN
04460 MEXICO, DF.
- 48.- SALAZAR ORTIZ EDUARDO
SECTOR COMUNICACIONES Y TRANSPORTES
JEFE DE SECCION
XOLA Y AV. UNIVERSIDAD
CENTRO SCOP
519-51-34
- CERRADA 13 DE SEPTIEMBRE No. 13
COL. ESCANDON
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
277-69-87
- 49.- SANCHEZ ESQUIVEL VICTOR MANUEL
FACULTAD DE INGENIERIA
PROFESOR DE TIEMPO COMPLETO
- MILLET No. 25-1
COL. INSURGENTES EXTREMADURA
DELEGACION BENITO JUAREZ
03940 MEXICO, D.F.
598-01-00
- 50.- SANCHEZ VAZQUEZ ABRAHAM
CONSTRUCTORA NACIOANL DE CARROS FERROCARRIL
INGENIERO
DOMICILIO CONOCIDO
- JUAN DE LA BARRERA No. 6
COL. SAN PABLO XALPA
DELEGACION TLALNEPANTLA
54090 MEXICO, D.F.
394-26-16
- 51.- TOVAR GILEZ PEDRO
INDUSTRIAL AFILIADA, S.A. DE C.V.
TECNICO EN REABILITACION DE EQUIPO ELEC.
AV. TULYEHUALCO No. 125 B
COL. MINERVA
09810 MEXICO, DF.
581-28-26
- CALLE CHICHIMECAS MZ 94 L-2 BIS
COL. AJUSCO
DELEGACION COYOACAN
04300 MEXICO, D.F.
681-17-33