Resumen de la tesis que presenta HORACIO SOTO ORTIZ como requisito parcial para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA, con opción en ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Enero de 1990.

FUENTE PULSADA PARA LA EXCITACION DE

LASERES DE SEMICONDUCTOR

Resumen aprobado: _____
Dr. Fco. Javier Mendieta Jiménez.
Director de Tesis.

En este trabajo se presenta el diseño, desarrollo y caracterización de la circuitería de un excitador de láseres de semiconductor que permitió realizar experimentos con las fibras ópticas, los cuales hicieron posible el diseño y elaboración de la electrónica de un Reflectómetro Optico en el Dominio del Tiempo.

El excitador se realizó con la posibilidad de suministrar a los diferentes láseres de inyección pulsos eléctricos de 60 ns de duración al 50% de la altura máxima con tasa variable de repetición de 0 a 1kHz, y con modulación también variable en la amplitud de la corriente aplicada en la gama de 0 a 50 A pico.

TESIS DEFENDIDA POR: HORACIO SOTO ORTIZ

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:

DR. FRANCISCO JAVIER MENDIETA JIMENEZ, Director del comité

M.C. MOISES CASTRO DELGADO, Miembro del comité

M.C. GERARDO MIRAMONTES DE LEON, Miembro del comité

DR. ENRIQUE MITRANI ABENCHUCHAN, Miembro del comité

M.C. FRANCISCO JAVIER ESPARZA HERNANDEZ, Miembro del comité

M.C. MOISES CASTRO DELGADO, Jefe Depto. de Electrónica y Telecomunicaciones

DR. MARTIN LUIS CELAYA BARRAGAN, Director de la División de Física Aplicada

DR. HECTOR ECHAVARRIA HERAS, Director Académico Interino

Marzo 06, 1990

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA

Y

DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DIVISION DE FISICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA

Y TELECOMUNICACIONES

FUENTE PULSADA PARA LA EXCITACION DE LASERES DE SEMICONDUCTOR

TESIS

Que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de Maestro en Ciencias presenta:

HORACIO SOTO ORTIZ

Ensenada, B. C., Enero de 1990.

A mis padres por su cariño y apoyo incondicional de hoy y siempre.

A mis hermanas por las alegrias que compartimos juntos.

A mi esposa, a quien le corresponde más de la mitad de los créditos por su amor, paciencia y comprensión.

Agradezco a Javier Mendieta Jimenéz y a Moises Castro Delgado la infinita ayuda que me prestaron en el desarrollo de este trabajo.

La estancia del autor dentro del C.I.C.E.S.E. fué financiada por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

Este proyecto se llevó a cabo en las instalaciones y con presupuesto del Instituto de Investigaciones Eléctricas.

CONTENIDO

		Página
I	Introducción	1
II	Principios de la Reflectometría Optica en el Dominio del Tiempo.	4
II.1	Reflexión Fresnel.	4
II.2	Dispersión Rayleigh.	6
II.3	Reflectometría en el Dominio del Tiempo.	8
II.4	Resolución Espacial de un Reflectómetro Optico en el Dominio del Tiempo (RODT).	13
III	Planteamiento Global del Sistema.	19
III.1	Características Principales de los Láseres Semiconductores.	20
III.2	Necesidades de la FPL.	24
III.3	Descripción Global del Sistema.	38
IV	Generación del Pulso de corriente que Excita al Láser.	45
IV.1	Manejador y Convertidor de C.D. a C.D. de la Cabeza de Excitación.	45
IV.2	Cabeza de Excitación.	52
IV.3	Funcionamiento del Láser Semiconductor.	58
IV.4	Cálculo del Capacitor de Almacenamiento de Energía en la Generación de los Pulsos de Corriente.	67

CONTENIDO. (Continuación)

		Página
IV.5	Supresión de Tensiones Inversas en la Excitación del Láser.	82
IV.6	Efecto de la Temperatura sobre la Morfología del Pulso.	87
V	Resultados Obtenidos.	97
V.1	Pulso de Corriente.	97
V.2	Estabilidad Térmica del Pulso de Corriente.	101
V.3	Pulso Optico.	104
V.4	Aspectos Generales.	105
VI	Discusión.	107
VI.1	Discusión de Resultados.	107
VI.2	Recomendaciones para la FPL.	109
VI.3	Conclusiones.	112
	Apéndice I Diagrama final de la FPL.	113
	Apéndice II. RODT RAMAN.	115
	Apéndice III. Fotorecepción y acondicionamiento de señal.	123
	Apéndice IV. Procesamiento Digital.	131
	Literatura Citada.	149

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Reflexión de Fresnel a la entrada y salida de una fibra óptica.	5
2	Potencia retrodispersada en una fibra ideal.	9
3	Reflectómetro óptico en el dominio del tiempo.	11
4	Perfil de la potencia reflejada en una fibra con "defectos".	12
5	Diagrama explicativo de la resolución espacial de un RODT.	18
6	Estructura típica de un diodo láser de inyección.	20
7	El flujo radiante como una función de la corriente en directa para un diodo láser de inyección típico. [Anon. 1980]	22
8	Potencia de salida como una función de la corriente pico.	23
9	Salida de potencia pico vs. tasa de repetición del pulso de excitación.	25
10	Diagrama a cuadros de la FPL.	32
11	Modo manual autónomo.	33
12	Modo manual gobernado.	35
13	Modo remoto autónomo.	36
14	Modo remoto gobernado.	37
15	Modo remoto gobernado con generador de patrones aleatorios.	38
16	Esquema propuesto para la carga y descarga del capacitor de almacenamiento de energía para la excitación del láser.	46
17	Esquema propuesto para el manejador del convertidor de CD a CD	50
18	Esquema completo del manejador del convertidor de CD a CD	51

LISTA DE FIGURAS. (Continuación)

Figura		Página
19	Cabeza de excitación.	52
20	Parámetros diversos durante el tiempo de encendido de un SCR típico.	55
21	Transiciones en un semiconductor.	59
22	Variaciones de la longitud de onda emitida y del índice de refracción con la fracción molar en el $Ga_{1-x}Al_xAs$	60
23	Estructura del láser de doble hetero-estructura.	61
24	Tiempo de cambio a encendido vs. corriente de disparo en la compuerta.	75
25	Características del disparo de compuerta.	76
26	Morfología teórica del pulso eléctrico de excitación.	81
27	Pico inverso en la excitación del láser.	82
28	Circuito de excitación final.	84
29	Respuesta final del pulso eléctrico de excitación.	85
30	Corriente de bloqueo de un SCR típico.	89
31	Tensión en el estado de encendido de un SCR típico.	90
32	Respuesta teórica del pulso eléctrico a diferentes temperaturas de operación.	92
33	Efecto de la temperatura sobre el umbral de corriente del láser.	95
34	Respuesta teórica del pulso eléctrico.	98
35	Retardo en la excitación desde el disparo del SCR hasta la máxima corriente.	99

LISTA DE FIGURAS. (Continuación)

Figura		Página
36	Máxima amplitud pico de corriente a una tasa de repetición de 1KHz.	99
37	Anchura del pulso de corriente al 50%.	100
38	Pico inverso de tensión durante la excitación.	100
39	Respuesta teórica del pulso eléctrico a diferentes temperaturas de operación.	101
40	Amplitud pico del pulso de corriente a 25°C.	102
41	Anchura del pulso de corriente al 50% en 25°C.	103
42	Amplitud pico del pulso de corriente a 75°C.	103
43	Anchura del pulso de corriente al 50% a 75°C.	104
44	Anchura del pulso óptico al 50% utilizando un diodo láser LD67.	105
45	Tasa de repetición vs. Corriente pico.	106
46	Cabeza de excitación de una FPL con doble sistema de suministro de energía sobre el láser.	111
47	Diagrama final de la FPL.	114
48	RODT RAMAN.	119
49	Diagrama a cuadros del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.	125
50	Respuesta en frecuencia a la salida del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.	127
51	Diagrama eléctrico del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.	130
52	Muestreo secuencial en el tiempo.	134

LISTA DE FIGURAS. (Continuación)

Figura		Página
53	Modelo propuesto para el sistema Promediador-Adquisidor.	135
54	Diagrama a cuadros del adquisidor.	137
55	Diagrama eléctrico del convertidor analógico digital.	145
56	Sistema adquisidor de datos.	146
57	Detalle de la interfaz del sistema adquisidor con el μp.	147
58	Panorama global de todo el sistema adquisidor promediador.	148

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Características principales de los láseres empleados.	23
II	Especificaciones generales de los láseres empleados.	24
III	Características de la excitación.	31
IV	Características del sistema.	31
V	Corriente y tensión instántaneas en el láser.	69
VI	Tabulación de cada uno de los términos de la ecuación (16).	70
VII	Estimación de la impedancia del SCR más la resistencia serie del láser.	72
VIII	Resultados teóricos y experimentales del pulso de corriente.	98
IX	Estabilidad térmica del pulso de corriente.	102
X	Medidas derivadas del pulso óptico.	104
XI	Ruido y polarización del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.	128
XII	Relación señal a ruido.	128
XIII	Promediación de la señal.	143

FUENTE PULSADA PARA LA EXCITACION DE LASERES DE SEMICONDUCTOR

I INTRODUCCION

El gran desarrollo que han tenido las fibras ópticas y los láseres semiconductores ha repercutido en los sistemas de comunicaciones y en los sensores de variables distribuidas [Jackson, 1985], [Wendland 1982].

Para la caracterización de láseres y la realización de experimentos de Reflectometría Optica [Personick, 1977], es necesario desarrollar una fuente excitadora de láseres semiconductores [Soto, 1988a]

Estos experimentos permiten la determinación de diversas variables de las fibras, así como la especificación de diferentes parámetros claves en el diseño de Reflectómetros Opticos en el Dominio del Tiempo (RODT).

Algunos de estos parámetros son, por ejemplo, la pérdida de potencia en la inyección de luz dentro de la fibra bajo un esquema óptico dado [Healey. 1985], las características que debe tener el o los receptores a utilizar en cuanto a la ganancia, la relación señal a ruido y el ancho de banda [El-Diwany. 1981]. Así mismo los experimentos permiten el

planteamiento de un sistema digital que puede elevar la relación señal a ruido de la señal que entregan los receptores para una cierta potencia óptica de inyección, por medio de promediación [Soto 1988b] o correlación [Nazarathy, 1989], etc.

El interes de desarrollar instrumentación en relación a la reflectometría óptica es el de tener el medio por el cual se puede caracterizar a las fibras en cuanto a atenuación por pérdidas o rupturas y ademas poderlas utilizar como sensores distribuidos de temperatura en reflectómetros Raman.

De esta manera el trabajo que aquí se presenta persigue los siguiente propósitos:

-Describir los aspectos más importantes que se tuvieron que tomar en cuenta para el diseño de una Fuente Pulsada de Láseres Semiconductores (FPL).

-Desarrollar un planteamiento, que permiera predecir el cambio en morfología de la excitación aplicada al láser por efectos de las variaciones en la temperatura.

-Describir la construcción de una FPL que tuviera como objetivos primordiales los siguientes:

Generar Pulsos de corriente con magnitud variable de 0 a 60 A, con una anchura constante al 50% de 50ns con una

tasa de repetición de 1kHz, la cual puede ser modificada en un intervalo de 0 a 2kHz, teniendo como carga a un diodo láser infrarojo de inyección.

Proteger al láser contra tensiones inversas mayores de 3V durante la excitación.

Desplegar la corriente y la tasa de repetición aplicada al láser, por medio de un visualizador numérico.

II PRINCIPIOS DE LA REFLECTOMETRIA OPTICA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

Para poder tratar el tema de la reflectometría óptica en el dominio del tiempo, es necesario analizar ciertos conceptos indispensables para el entendimiento de los principios de operación que posteriormente se presentarán; por esta razón se comenzará por explicar diferentes mecanismos que producen reflexión y dispersión de la señal óptica.

II.1 Reflexión Fresnel.

Cuando una onda electromagnética incide sobre la superficie de separación de dos medios con diferentes índices de refracción, una parte de la potencia incidente es reflejada [Anon. 1987]. De esta manera, cuando un pulso de luz es inyectado a una fibra óptica, una reflexión de Fresnel se suscitará a la entrada y otra a la salida de la fibra, debido a la diferencia entre los índices de reflexión de ésta y del medio de transmisión del cual la luz incide, (en este caso aire). Ver figura 1.

El por ciento de la potencia reflejada, tiene un valor máximo (en incidencia normal) de [Gentile 1981]:

$$\%\text{Potencia Reflejada} = 100\left[\frac{\eta\ \text{fibra} - \eta\ \text{aire}}{\eta\ \text{fibra} + \eta\ \text{aire}}\right]^2 \text{Pot. Incidente}$$

donde: η fibra = *indice de refracción de la fibra.*
η aire = *indice de refracción del aire.*

De lo planteado hasta el momento se desprende que si la fibra tiene una ruptura o discontinuidad, se presentará una reflexión de Fresnel, sin embargo, en la práctica las fallas o las cuarteaduras, tienen poca probabilidad de producir una abertura ideal, por lo que la potencia reflejada es generalmente bastante más pequeña que lo estipulado en la ecuación anterior.

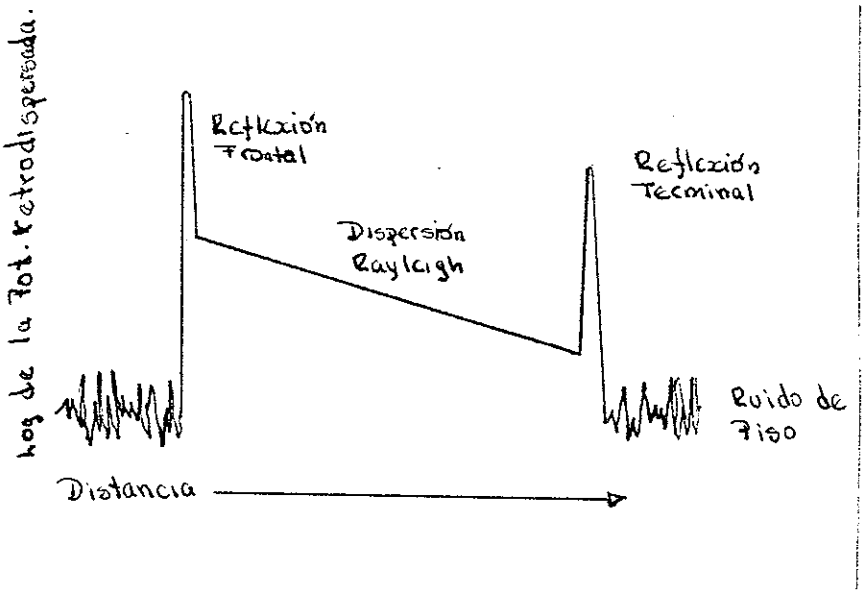

FIGURA 1. Reflexión de Fresnel a la entrada y salida de una fibra óptica.

II.2 Dispersión Rayleigh.

Esta dispersión está siempre presente, cuando un pulso de luz es introducido en una fibra óptica, y es debida a inhomogeneidades de dimensiones pequeñas en comparación a la longitud de onda guiada, producidas en el fundido del vidrio y en el estiramiento de la fibra, lo que origina variaciones en el indice de refracción [Sandbank 1980].

La dispersión Rayleigh es omnidireccional, por lo tanto una pequeña cantidad de luz será retrodispersada a lo largo de la fibra, sin embargo las pérdidas de potencia óptica, con respecto a la distancia que viaja la luz dentro de la fibra guardan una relación exponencial, de tal manera que si se inyecta un impulso de luz de energía igual a 1 Julio dentro de ella, la energía del pulso en una distancia l (metros) a lo largo de la fibra deberá ser [Personick 1977]:

$$E(l) = \exp[-\alpha(l)] \quad \text{(Julios)}$$

donde $\alpha(l)$ *es la atenuación acumulativa en népers sobre la distancia* l.

En el intervalo de distancia l+dl, la energía de dispersión Rayleigh de la fibra deberá ser:

$$dE_s(l) = \alpha_s \exp[-\alpha(l)]dl \quad \text{(Julios)}$$

donde α_s es la pérdida por dispersión Rayleigh en nepers por metro, (y se supone constante).

De esta luz dispersada una fracción S deberá ser recapturada viajando hacia atrás de la fibra, en dirección al transmisor. En un tiempo $t=2\eta l/c$ (*donde c es la velocidad de la luz m/s y n es el indice de refracción*), esta retrodispersión llegará al extremo de insersión con una energía:

$$\partial E_{seco} = S\alpha_s \exp[-2\alpha(l)]dl \quad \text{(Julios)}$$

Y debe producir una respuesta que tiene una duración $2ndl/c$. Así que la potencia del eco dispersado en el tiempo t es $\partial E_{seco}/(2ndl/c)$:

$$P(t) = \frac{cS\alpha_s}{2\eta} \exp[-2\alpha(ct/2\eta)] \quad \text{(Watts)}$$

De esta forma la ecuación anterior representa la respuesta de la fibra al impulso en forma retrodispersa. La fracción de luz recapturada está dada por [Personick 1977]:

$$S \cong \frac{\pi (AN)^2}{4\pi\eta^2} = \frac{(AN)^2}{4\eta^2}$$

donde AN= *apertura numerica de la fibra.*

η= *indice de refracción de la fibra.*

AN/η= *representa la mitad del angulo del cono de rayos capturados.*

Si el pulso transmitido tiene una potencia pico P_o y una anchura W, la potencia retrodispersada versus el tiempo será [Personick 1977]:

$$P_{TOTRETRODIS} = \frac{P_o S \alpha_s W c}{2\eta} \exp[-2\alpha(ct/2\eta)]$$

De esta ecuación se ve que la retrodispersión puede ser incrementada si se usa un pulso amplio en la transmisión; sin embargo esto produce pérdida de resolución espacial.

II.3 Reflectometría en el Dominio del Tiempo.

Como se dijo anteriormente, si un pulso corto de alta intensidad de luz, es introducido dentro de la fibra óptica, una pequeña proporción de esa luz es reflejada hacia atrás en dirección de la fuente. Un caso particular se presenta cuando esta reflexión es causada por imperfecciones moleculares dentro de la estructura de la fibra, lo cual se conoce como Retrodispersión Rayleigh.

La figura 2 muestra una gráfica de la potencia retrodispersada en una fibra ideal (tal que sea perfectamente homogénea sin fallas o empalmes) debida a un pulso, el cual es mostrado pasando a través de cinco puntos distribuidos a lo largo de la fibra [Anon. 1982], la medición de la potencia de la luz reflejada en el punto de "inyección", decaé exponencialmente con la distancia (y de aquí, por inferencia, con el tiempo de recorrido del pulso dentro de la fibra).

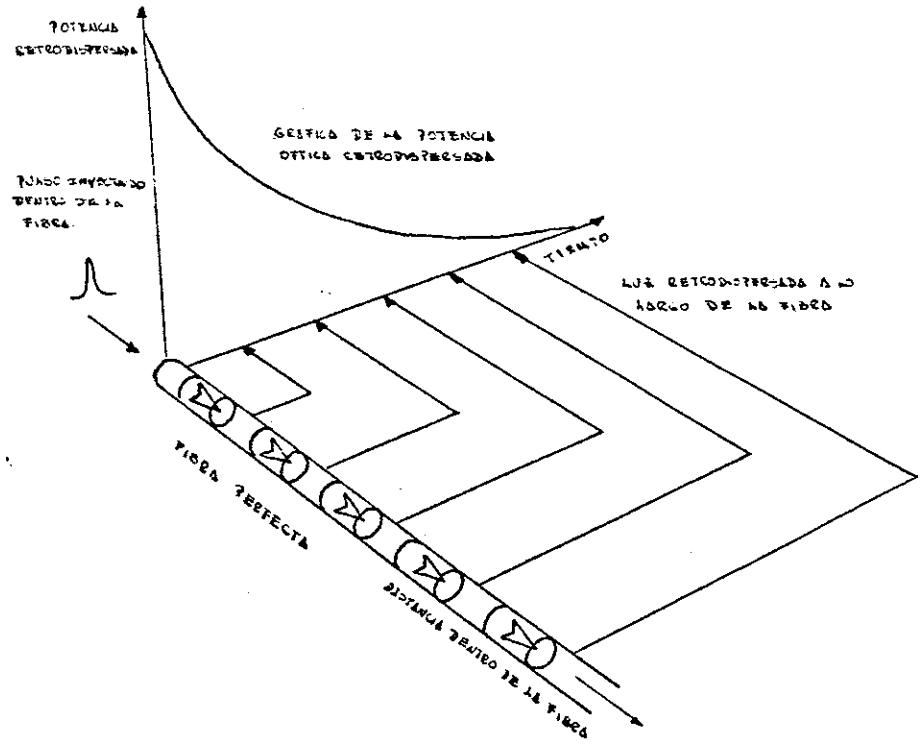

FIGURA 2. Potencia retrodispersada en una fibra ideal.

Un corte perfecto o una terminación pulida en la fibra provee un punto de alta reflectividad local, conforme a la ley de Fresnel, para reflexión de la luz en una interfaz de medios de diferentes índices de refracción (por ejemplo vidrio y aire).

La reflexión de este punto provocará una versión atenuada del pulso inyectado lo que causa un pico en el trazo. La presencia de alguna diferencia en el índice de refracción, entre las uniones de materiales apareados, o una ruptura en la fibra, producirá un pico menos pronunciado

Suponiendo que la velocidad de propagación de la luz a través de la fibra es conocida (de un reconocimiento del índice de refracción del enrollado de la fibra), y que se mide el lapso entre el pulso original inyectado y el pulso reflejado entonces la distancia de cualquier discontinuidad o ruptura al punto de partida puede ser calculada por medio de la ecuación [Wendland 1982]:

$$D = ct/2\eta_{ef}$$

donde c es la velocidad de la luz.

t es el tiempo observado entre el pulso inyectado y la repetición de la señal de regreso.

η_{ef} *es el promedio del índice de refracción del enrollado.*

En un reflectómetro típico (ver figura 3), señales eléctricas manejan un láser que emite pulsos de luz que son inyectados dentro de la fibra bajo prueba mediante un acoplador direccional. La luz reflejada regresa a través del segundo circuito derivado del acoplador a un detector, en donde es transformada otra vez a una señal eléctrica, es procesada y amplificada para proveer un perfil de la fibra, como se muestra en la figura 4. Este diagrama muestra en forma esquemática como es obtenido un trazo de una fibra típica, que contiene un empalme y una falla en conjunto con una terminal pulida en el extremo "lejano".

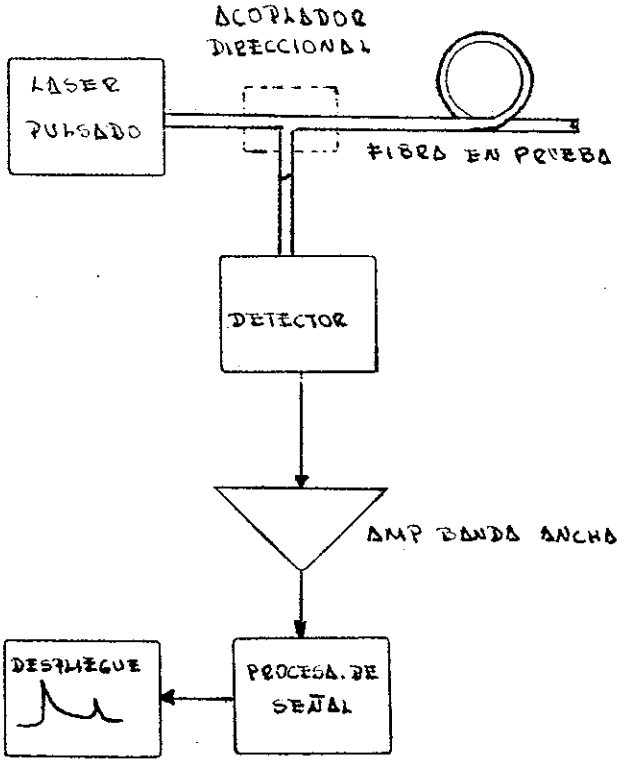

FIGURA 3. Reflectómetro óptico en el dominio del tiempo.

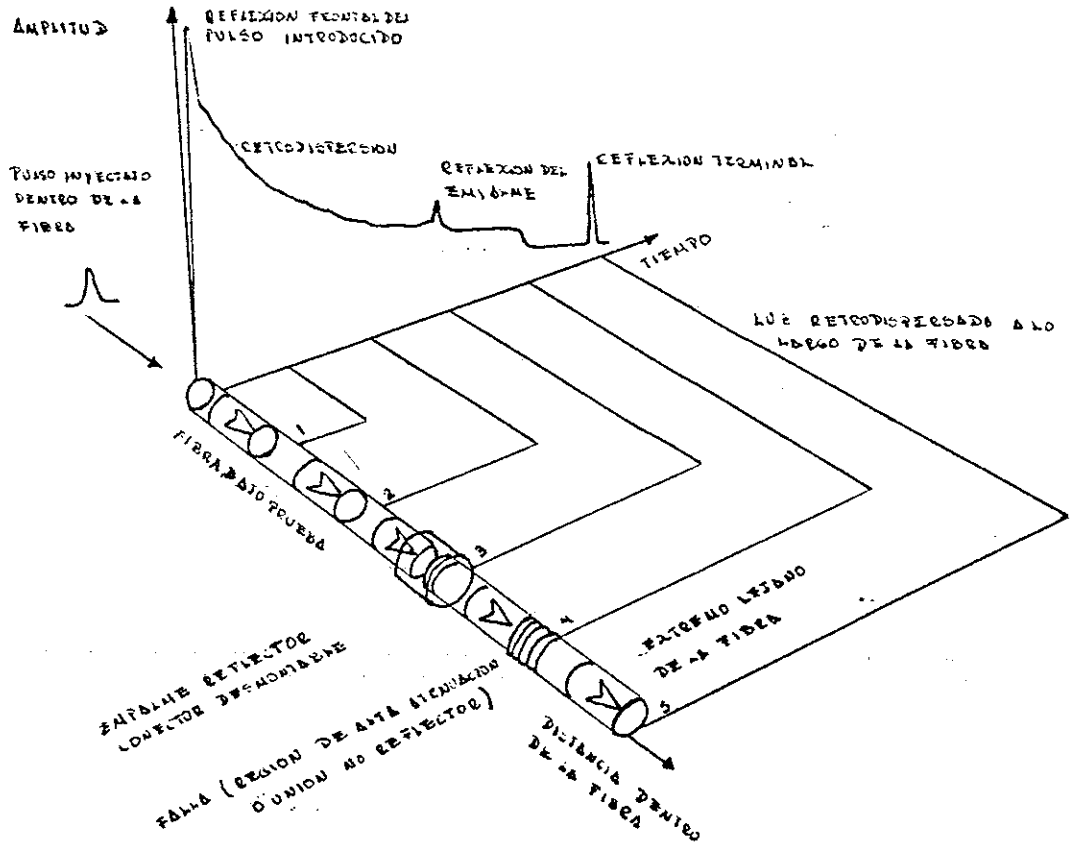

FIGURA 4. Perfil de la potencia reflejada en una fibra con "defectos".

El pulso inyectado marca el punto de partida de la señal reflejada, la cual aparecerá después de un pequeño retardo, en forma de un pulso "puntiagudo", la caída abrupta sobre el

flanco de bajada de este pulso es causada por la gran diferencia en el nivel de la señal debida a la reflexión Fresnel de entrada y la retrodispersión Rayleigh normal de la fibra. (ver figura 4.)

Entre el primer y el tercer punto, marcados en la figura 4, el trazo presenta únicamente la reflexión de la retrodispersión Rayleigh. Al alcanzar al tercer punto, el pulso se encuentra con un conector desmontable, y la señal reflejada resultante puede causar un pico en el trazo (reflexión Fresnel en la unión del conector) regresando inmediatamente al nivel de retrodispersión Rayleigh. En el cuarto punto, la reducción en potencia reflejada es causada por una región de atenuación elevada, por ejemplo provocada por una fibra con falla o unida por fusión. Finalmente un pulso de retorno es generado en tanto que el pulso inyectado, deja atrás el final de la fibra, causando el último pico en el trazo.

II.4 Resolución Espacial de un Reflectómetro Optico en el Dominio del Tiempo (RODT).

Cuando un pulso de luz de duración $W=\Delta t$ es inyectado dentro de una fibra, éste viajará con una velocidad c/η_1, donde η_1 es el indice de refracción y c la velocidad de la

luz, entonces al irse propagando se forma una dispersión hacia atrás, sin embargo la retrodispersión de dos puntos localizados dentro de la fibra a una distancia de separación de cuando menos $c\Delta t/2\eta_1$ nunca se traslapa lo que determina la resolución espacial definida como [Giovanni 1984]:

$$\Delta Z = c\Delta t/2\eta_1$$

Para aclarar lo anterior obsérvese la figura 5, en donde se supone que un pulso de luz perfectamente cuadrado es introducido dentro de la fibra con una velocidad uniforme a lo largo de ella.

En el primer trazo se observan cuatro pulsos (I,II,III y IV) de duración Δt traslapados, simulando el "congelamiento" del pulso inyectado en intervalos de tiempo $\Delta t/2$; este pulso abarca dentro de la fibra un espacio de $c\Delta t/\eta$. *(La diferencia de amplitudes entre los pulsos de la figura 5, es solamente para facilitar su diferenciación y se supondra que las pérdidas en este pequeño intervalo de tiempo no atenúan apreciablemente la señal).*

Para comenzar el análisis supóngase que el pulso inyectado está en un principio ubicado en la posición I del primer trazo de la figura 5.

En el camino del pulso se marcan 2 puntos de retrodispersión (señalados en el primer trazo como 1 y 2), separados por una distancia $c\Delta t/2\eta$ uno del otro, y en los subsecuentes trazos se representará cómo se va originando la señal de retrodispersión, en cada uno de los puntos antes mencionados.

Cada "toma" del pulso inyectado está etiquetada con una letra, para indicar cuál de los diagramas de abajo está ilustrando el patron producido. De esta manera en el diagrama "a", se representa con una raya vertical el inicio de la retrodispersión, originada al tocar el pulso inyectado al punto #1; como este pulso aún no llega al punto #2 el diagrama correspondiente a éste no ilustra ninguna retrodispersión.

En el diagrama "b" se representa la retrodispersión que ocurre cuando el pulso de luz ha pasado una mitad de su ancho, por el punto #1, y como en este instante el principio del pulso cae justamente en el punto #2, el diagrama "b" correspondiente a este punto sólamente marca una linea simbolizando el principio de la retrodispersión (ahora el pulso inyectado se encuentra en la posición II del primer trazo).

En el diagrama "c" se representa la retrodispersión que ocurre cuando el pulso de luz ha pasado completamente por el

punto #1 y está cruzando justo en su mitad por el punto #2. Debe notarse que el final de la retrodispersión debida al punto #1 coincide exactamente con el inicio de la debida al punto #2; por lo que no hay traslape entre los dos (ahora el pulso inyectado está en la posición III del primer trazo).

En el diagrama "d" se representa la retrodispersión que ocurre cuando el pulso de luz se ha alejado del punto #1 por un tiempo $\Delta t/2$ y ha cruzado por completo al punto #2. Como ya no ha habido incidencia de luz sobre el punto #1, el pulso retrodisperso, solamente se ha desplazado con respecto al anterior, un tiempo $\Delta t/2$; por parte de la retrodispersión en el punto #2, ésta ha sido completada y de ahora en adelante, este pulso solo se desplazará hacia la izquierda, pero jamás se traslapará con la retrodispersión del punto #1 (ahora el pulso inyectado está en la posición IV del primer trazo).

Ahora supóngase que existe un tercer punto de retrodispersión en la fibra justo en la mitad de los puntos #1 y #2. Entonces la "toma" del pulso etiquetado como "d" producirá el diagrama d', en donde se agrega la retrodispersión del punto medio y se puede observar que las retrodispersiones provenientes de los puntos 1 y 2 son traslapadas con información de la retrodispersión del punto

intermedio, por lo que la mínima separación que debe haber entre puntos de retrodisperción, para que no haya traslape es presisamente $c\Delta t/2\eta_1$.

Sin embargo no se puede pensar que en la fibra existirá cada $c\Delta t/2\eta_1$ un punto de retrodispersión, dado que éstos están distribuidos aleatoriamente a lo largo de ella; entonces lo único que se puede decir es que las contribuciones de cada uno de los puntos conformarán una señal, que dará una especie de retrodispersión promedio, que se lleva a cabo a lo largo de cada $c\Delta t/2\eta_1$ metros de fibra, produciéndose una envolvente de potencia, la cual puede ser vista como la sumatoria de contribuciones discretas [Giovanni, 1984].

Un dato interesante que se puede visualizar en el diagrama "d", es que no obstante que la resolución espacial es de la mitad de la distancia que abarca el pulso de luz inyectado dentro de la fibra, la contribución de la retrodispersión de cada punto tiene una longitud y una duración igual a la del pulso inyectado, lo cual significa, que la envolvente total tendrá una duración de:

$$t_{env} = l\Delta t/\Delta z = 2l\eta_1/c$$

donde l *es la longitud de la fibra en metros.*

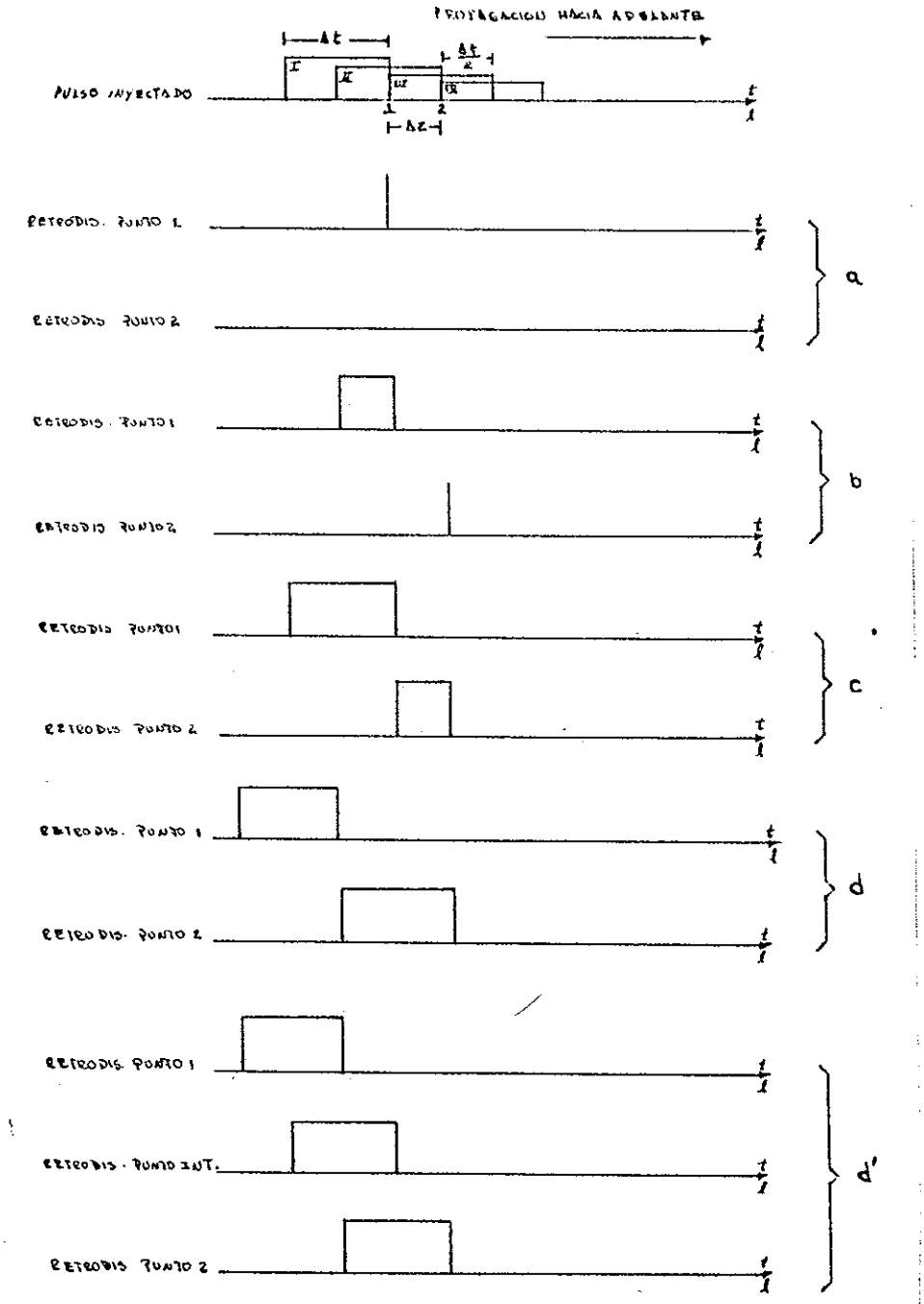

FIGURA 5. Diagrama explicativo de la resolución espacial de un RODT.

III PLANTEAMIENTO GLOBAL DEL SISTEMA.

En todo sistema reflectométrico en el dominio del tiempo, en el que se emplee fibra óptica es necesario inyectar pulsos de luz a través de ella.

El dispositivo encargado de suministrar dicha energía luminosa, puede ser de una gran variedad de tipos; sin embargo, dado que el sistema que se deseaba realizar, pretendía ser lo más económico y compacto posible, pero con la suficiente potencia de emisión para poder observar con cierta facilidad los diferentes fenómenos reflectométricos, se eligió un láser semiconductor [James, 1974].

De esta manera, hubo la necesidad de desarrollar el sistema que polarizara y controlara la emisión del láser. Este tema es el objetivo de la discusión que a continuación se presenta.

Se empezará por dar una breve explicación de las características eléctricas de la familia de los láseres utilizados, para que apartir de sus especificaciones, se desglosen las necesidades, que debe cumplir la fuente que los excita.

III.1 Características Principales de los Láseres Semiconductores.

Los láseres semiconductores empleados son del tipo de inyección denominados Diodos Láseres de Heterounión Simple.

A grosso modo, estos láseres consisten de una cavidad óptica, usualmente del tipo Fabry-Perot, conformada por los cortes en las terminaciones opuestas del diodo, para formar superficies de reflexión óptica. Los lados adyacentes no están pulidos para completar la estructura de paralelepípedo y para suprimir modos laterales, como se puede ver en la figura 6.

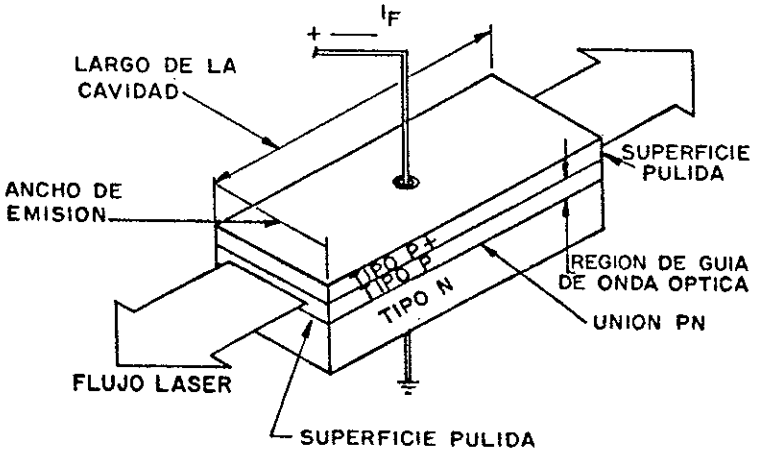

FIGURA 6. Estructura típica de un diodo láser de inyección.

Los parámetros claves que afectan el funcionamiento de un Diodo láser son el umbral de densidad de corriente J_{th}, la eficiencia cuántica externa η_{ext}, la longitud de onda central de emisión, y el patrón de radiación del diodo.

El umbral de densidad de corriente, es la mínima densidad de ésta, a través del dispositivo, necesaria para obtener una emisión coherente en una temperatura dada. Cuando el diodo es manejado más allá de J_{th}, la emisión de flujo radiante es una función aproximadamente lineal de la corriente y la pendiente del flujo de salida contra la corriente es definida como la eficiencia cuántica externa η_{ext}. En otras palabras la eficiencia cuántica de una fuente de flujo radiante es la relación del número de cuantos de energía radiante (fotones), emitidos por segundo, entre el número de electrones que fluyen en este tiempo (fotones/electrónes).

La figura 7, muestra la característica de salida de un diodo láser típico de inyección [Anon. 1980].

Los diodos láser de heterounión simple de Arseniuro de Galio, son diseñados para aplicaciones donde se requieren ciclos de trabajo pequeños y salidas de alta potencia. Deben ser operados en forma pulsada. Los diferentes tipos varían de unos a otros principalmente en la anchura de la unión de emisión de la pastilla del láser. Esta anchura determina la corriente que maneja el láser y la potencia pico de salida.

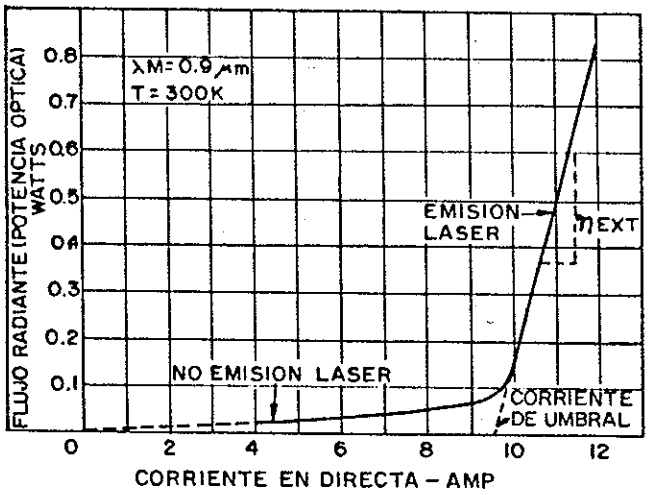

FIGURA 7. El flujo radiante como una función de la corriente en directa para un diodo láser de inyección típico. [Anon. 1980]

La figura 8, muestra picos de flujo radiante típicos contra picos de corriente, para varios láseres de heterounión simple de GaAs [Anon. 1980]

Por otro lado la tabla I, muestra las características principales de la familia de láseres empleados, y la tabla II, proporciona especificaciones generales de todos ellos.

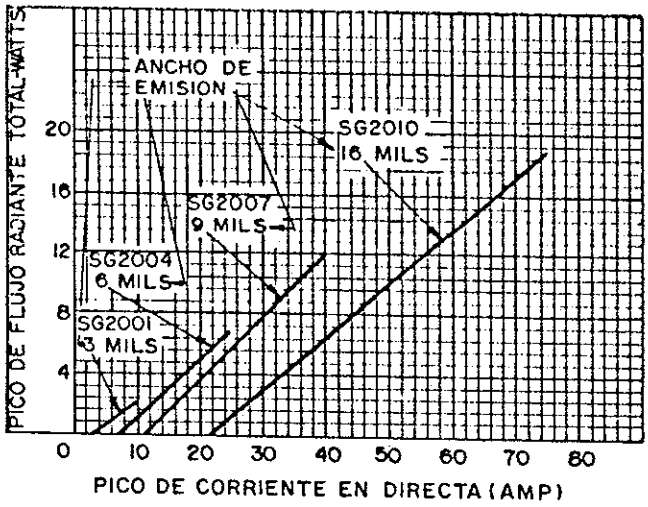

FIGURA 8. Potencia de salida como una función de la corriente pico.

TABLA I. Características principales de los láseres empleados.

Parámetro		LD60	LD61	LD62	LD63	LD65	LD66	LD67	Unid
Flujo radiante total en la -- maxima corrte.	*Min.*	2	1	5	5	10	8	16	W
	Tip.	2.3	1.5	6	6	12	9.5	20	W
Corriente Pico Max. en directa. Imax.		10	10	20	25	40	40	60	A
Corriente tipica de umbral. Ith.		3	3.5	6	7	10	12	16	A
Pico de voltaje tip. en directa		5 1.2	5 1.2	5.8 1.2	6.5 1.2	6.7 1.2	6.7 1.2	7 1.2	V
Area de emision		9x .08	9x .08	6x .08	6x .08	6x .08	9x .08	16x .08	$Mils^2$

TABLA II. Especificaciones generales de los láseres empleados.

Parámetro	Sim	Min	Tip	Max	Unid
Longitud de onda de la intensidad pico.	λ		904		nm
Anchura espectral en el 50% de los puntos.	$\Delta\lambda$		3.5		nm
Tiempo de subida del flujo radiante. (del 10 al 90%)	Tr		<0.5		ns
Anchura del pulso al 50% con Imax.	Tp			200	ns
Factor de trabajo con Imax				0.1	%
Temp. de almacenamiento	Ts	-196		+150	°C
Temp. de operacion	Tc	-196		+75	°C

III.2 Necesidades de la FPL:

Para poder comenzar con el análisis que dió la pauta para el diseño de la fuente de excitación, es necesario observar la figura 9, la cual muestra la relación que existe entre la tasa de repetición y la potencia pico de salida a partir de distintas anchuras de pulso [Anon. 1980]. De manera interesante se puede apreciar que a medida que la tasa de repetición se eleva, la potencia óptica de salida tiende a disminuir; sin embargo, si la anchura del pulso de excitación, se encuentra en la vecindad de los 50 ns, cuando se manejan frecuencias de alrededor de 10 khz, la disminución en potencia es mínima.

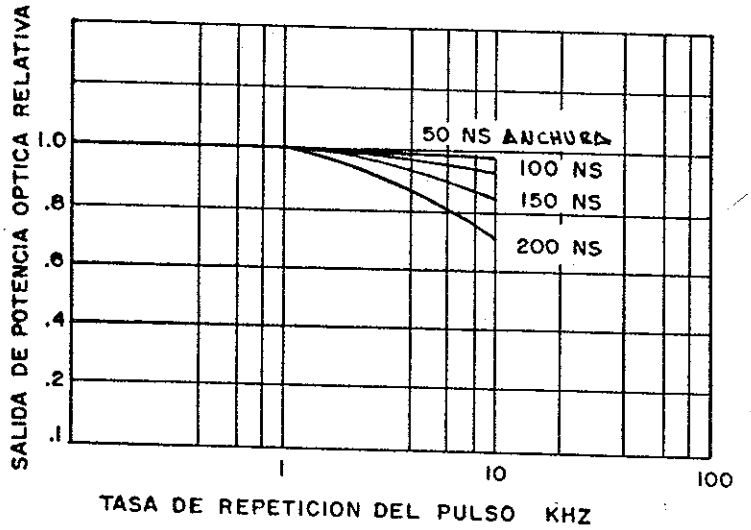

FIGURA 9. Salida de potencia pico vs tasa de repetición del pulso de excitación.

En un momento dado, podría pensarse en disminuir grandemente la duración del pulso, y de esta manera poder aumentar la tasa de repetición, lo cual seria el caso ideal, pero esto no es tan fácil de realizar, sobre todo cuando se emplean láseres como el LD67, catalogado en la tabla I, al que hay que suministrarle corrientes pico de hasta 60 A.

No obstante lo problemático que implica manejar láseres de altas corrientes, con pulsos de excitación muy cortos, se tuvo

que diseñar para estas condiciones, debido a que por un lado, a mayor potencia óptica radiada, mayor potencia podría ser inyectada dentro de la fibra, y por tanto menos complejos deberían de ser los receptores utilizados en el esquema reflectométrico en cuestion; por otra parte, la anchura del pulso inyectado dentro de la fibra es lo que define la resolución espacial del instrumento, i.e. a menor anchura mejor resolución [BIMBERG 1986]

De esta manera se optó, con el objeto de facilitar el trabajo, por utilizar un pulso eléctrico de 55 ns al 50 % de duración con una amplitud de 60 A. y una tasa de repetición máxima de 2 kHz, para excitar el láser de mayor potencia, teniendo en cuenta que debería poderse aumentar la frecuencia de excitación, a medida que se utilizaran láseres de menor potencia, y por tanto que empleara menos corriente.

Aunque los parámetros fijados en el párrafo anterior, distan mucho de ser los óptimos, se puede ver en la figura 9, que para el láser más potente excitado a 2 kHz, con pulsos de 55 ns, la potencia de salida a esta tasa no sufre pérdidas, sin embargo, el proceso no será tan rápido como pudiese ser en excitación con frecuencias mayores; por otra parte, la resolución espacial queda definida como un medio de la velocidad de propagacion de la luz en la fibra, multiplicada por la anchura del pulso óptico, el cual es un poco menor al

eléctrico, debido a que de acuerdo a la figura 7, existe un umbral y éste produce un retraso en la potencia óptica de salida; así que a priori, se puede estimar un ancho de pulso óptico de 50 ns, y considerando que la luz se propaga en las fibras de sílice a razón de aproximadamente $2x10^8$ m/seg. se tendrá una resolución espacial de 5 metros.

La deriva en temperatura de la amplitud del pulso óptico generado, es un factor importante a considerar, dado que para ciertos esquemas reflectométricos en donde no se utiliza una recepción diferencial, que tenga como referencia de alguna manera a la potencia de inyección, la señal retrodispersada se modifica falseando la cuantificación del parámetro que se pretende medir, como pudiera ser por ejemplo la atenuación en la fibra.

De esta manera es importante que se tenga un perfil de la deriva en temperatura de la amplitud del pulso para su posible compensación.

Por parte de la anchura del pulso generado es de igual manera importante su estabilidad térmica, debido a que el ensanchamiento de éste deterioraría la resolución espacial del esquema. No obstante pequeñas variaciones en la tasa de repetición, no repercuten en la exactitud de la recepción, puesto que la información útil depende de la retrodispersión del pulso óptico inyectado en la fibra, y no de la frecuencia en la cual éste se introduce.

Para finalizar con las necesidades en cuanto al control de la excitación, se planteó, debido a la diversidad de posibles láseres a emplear, un sistema visualizador que mostrara la frecuencia y la corriente suministrada, lo que implicaba el desarrollo de un cuantificador de frecuencia y uno de corriente; empero el cálculo y diseño de un transductor lineal de pulsos de corriente a pulsos de voltaje, no se consideró que fuese fácil de realizar a corto plazo, y como ésto no es una parte primordial del proyecto, se aceptó la implantación de una transducción no lineal que diera una aproximación repetitiva de la corriente, pero existiendo, desde luego, la posibilidad de medir directamente la corriente por medio de una sonda comercial diseñada para estos propósitos.

Una vez que se han derivado las condiciones bajo las cuales se deberán trabajar los láseres, es el momento de plantear la sincronía que debe tener la excitación, con un sistema externo que forma parte de todo esquema reflectométrico óptico en el dominio del tiempo, denominado ADQUISIDOR-PROMEDIADOR. Para esto es necesario que antes de suministrar corriente al láser en cuestion, se le comunique a dicho sistema por medio de una línea de petición, que se está listo para el suministro de energía, y esta acción no se llevará a cabo, hasta que se conteste tal petición, por medio de una línea de autorización de excitación. Tanto la línea de

petición, como de autorización, deberan manejar niveles TTL, activas en alto.

No obstante que el método que se planteó en el párrafo anterior para la eliminación de ruido y mejoramiento de la relación señal a ruido de la señal recibida fué la promediación, debe mencionarse que existen diversas técnicas aplicables en la reflectometría, para lograr estos fines, que consisten en autocorrelaciones para las cuales es preciso, excitar al láser con cierto código. Estos métodos se establecen en la bibliografía [Nakazawa, 1989] para sistemas recientes, aplicables en recepción de señales analógicas.

Como previsión, para próximos estudios, se estimó necesario que la fuente de láseres tuviera una entrada TTL con la cual se pudiera manejar al instrumento, por medio de un generador de patrones aleatorios.

Los instrumentos para experimentos reflectométricos deben poder ser controlados, por dispositivos inteligentes o simplemente de entrada/salida; para ello, paralelamente al trabajo de esta tesis, se desarrolló una tarjeta de comunicaciones con el mundo externo a través de la norma IEEE-488, para lo cual, fué necesario incluir un puerto digital que recibiera los datos que manipularían tanto la corriente como la frecuencia de excitación. Por parte de la fuente de láseres fué necesario enviar por dos líneas el valor, en niveles de tensión, de la frecuencia y de la corriente, con el objeto de que la tarjeta de comunicaciones

puediera saber si se estaban cumpliendo las órdenes enviadas o de lo contrario activará su sección de alarmas, identificando la posible falla.

Por otro lado, la tarjeta de comunicaciones debe manipular una línea proporcionada por la fuente de excitación, que determina cuándo el sistema será manejado remota o manualmente.

Finalmente debe existir dos mandos para escoger remotamente la selección del visualizador y la excitación definitiva al láser, tomando en cuenta que es deseable por seguridad que haya un bloque que desactive toda polarización hacia el láser cuando el instrumento sea encendido o cuando se pase de un manejo remoto a uno manual y que pueda ponerse a operar sólo cuando un botón de inicialización sea pulsado.

A manera de resumen, en la figura 10 se muestra un diagrama a cuadros de la fuente pulsada de láseres.

En la tabla III, se engloban las necesidades que se deben satisfacer como excitador, y en la tabla IV las características necesarias del sistema.

TABLA III. Características de la excitación.

LASER	POT. PICO W	CORR. MAX A	CORR. UBRL A	FREC. EXC kHz	CORR. A	ANCH PUL OP AL 50%. ns
LD-67	20	60	16	2	60	50
LD-65	12	40	10	3	40	50
LD-63	6	25	7	8	25	50
LD-60	2.3	10	3	10	10	50

TABLA IV. Características del sistema.

FUNCION	TIPO DE CONTROL O SELECCION	MEDIO DE ACCION
CONTROL MANUAL TOTAL DEL DISPOSITIVO.	MANUAL	INTERRUPTORES Y POTS
CONTROL REMOTO Y SUPERVISION DEL DISP	NIVEL PROPOR. DE CORRIENTE Y FRECC COMUNIC. IEEE-488	DOS SENALES ANALOG DE 0-20mA. PUERTO DIGITAL DE 16 BITS.
POSIBLE SINCRONIZA. CON EL SISTEMA DE ADQUI. Y PROMED.	SENALES DIGITALES DE PETICION Y AUTORIZACION	DOS LINEAS TTL
POSIBLE MANIPULACION DEL PATRON DE EXCIT. POR UN GENERADOR EXT	ENTRADA DE GEN. DE PATRONES ALEATORIOS	UNA LINEA TTL

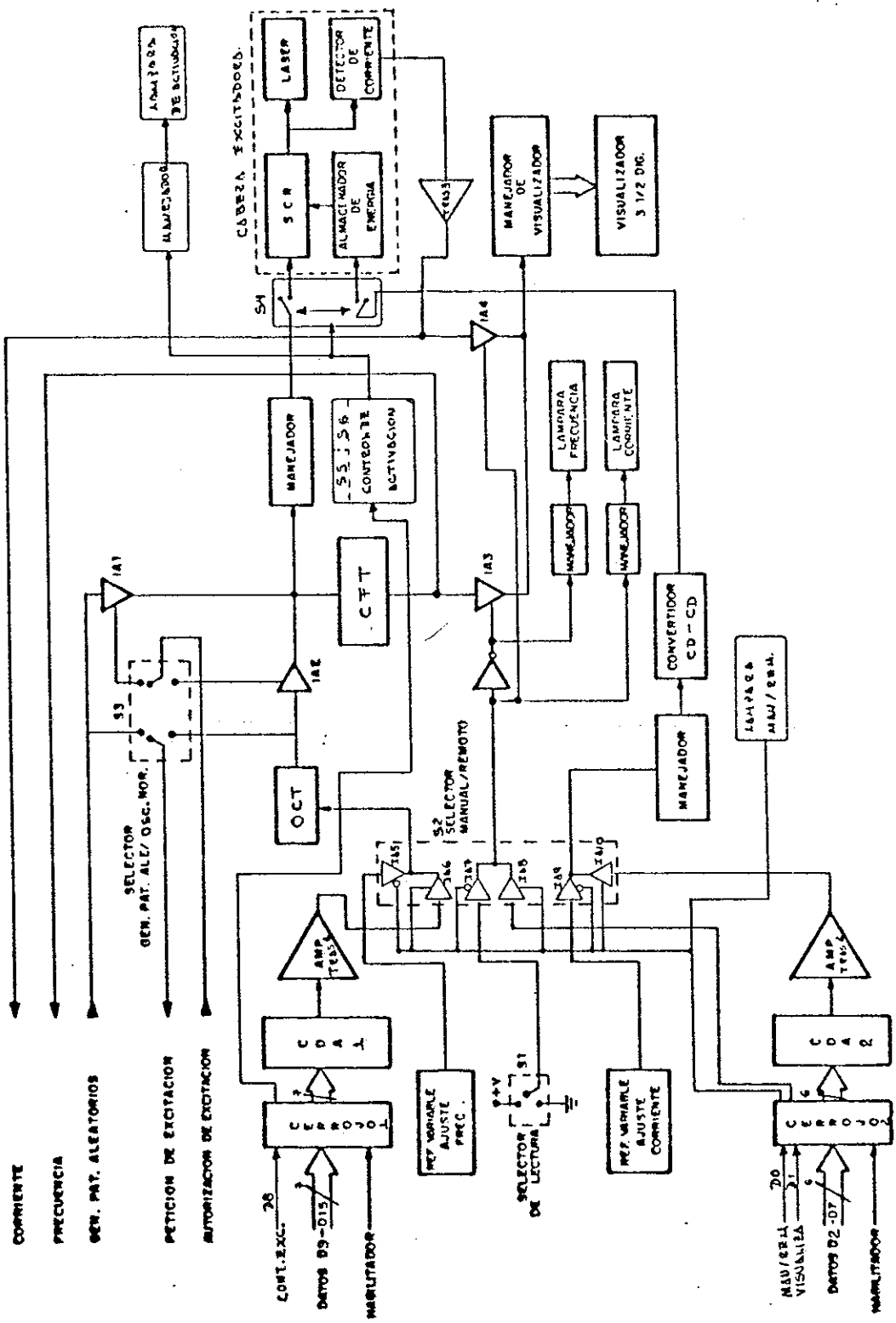

FIGURA 10 Diagrama a cuadros de la FPL.

De acuerdo a lo descrito en la tabla IV, se pueden establecer las siguientes formas de operación:

1) Manual Autónomo.- La fuente debe generar pulsos eléctricos de 55 ns de duración, con una amplitud y una frecuencia seleccionable por el operador, de acuerdo a sus necesidades, por medio de dos potenciómetros. El valor de amplitud y frecuencia es mostrado en un visualizador de 3½ dígitos multicanalizado. La elección de la variable a mostrar se escoge con un conmutador de dos posiciones.

Es necesario aclarar que tanto la elección de la corriente como la de la frecuencia para este modo de operación, y para los subsecuentes, debe hacerse en base a lo tabulado en la tabla III y que para comenzar con la estimulación del láser con los parámetros elegidos debe oprimirse un botón de inicialización. (ver figura 11)

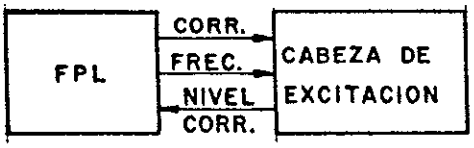

FIGURA 11. Modo manual autónomo.

2) Manual Gobernado.- La fuente debe generar una serie de pulsos, los cuales avisarán con su flanco de subida al sistema de adquisición y promediación, que está lista para excitar al láser; sin embargo la fuente no responderá sino hasta que reciba autorización del sistema externo. Lo anterior es necesario para sincronizar ambos sistemas. Empero, en este modo de funcionamiento, el operador selecciónа aún en forma manual el despliegue y el valor de la frecuencia y de la corriente.

Para hacer llegar al sistema de adquisición y promediación la solicitud de excitación, debe existir una linea de PETICION DE EXCITACION, y para que se reconozca esta demanda, hay que contar con una entrada de AUTORIZACION DE EXCITACION. Ambas líneas deben manejar niveles TTL, y la segunda debe estar comprometida a un nivel alto, que permita trabajar en el modo manual autónomo, cuando no sea manejada por el sistema de adquisición y promediación. (ver figura 12)

NOTA: Una vez que se suscita un flanco de subida de la base de pulsos, tendrá que transcurrir un tiempo del orden de unidades de microsegundos como máximo para contestar la petición de excitación. De esta manera se garantiza que antes de que se presente el siguiente flanco, la fuente ya habrá excitado el láser; y por tanto, la frecuencia de la base de pulsos será también en este caso, la tasa de repetición del láser.

FIGURA 12. Modo manual gobernado.

3) Remoto Autónomo.- Para este modo de operación la fuente debe estar provista con dos salidas analógicas y un puerto de entrada digital de 16 bits. Las salidas analógicas dan información a la tarjeta de comunicaciones de la frecuencia y de la amplitud del pulso, en niveles contemplados entre 0 y 2 V. La tarjeta las detectará periódicamente y las podrá variar por medio del puerto digital de la siguiente manera: D0 a D5, eligirán la amplitud, D6 ordenará si se trabaja en forma manual o remota, D7 seleccionará la visualización de la corriente o de la frecuencia cuando D6 somete al sistema a un control remoto. D8 a D14 eligirán la frecuencia y D15 desactivará la excitación al láser.

Nótese que en el párrafo anterior se esbozó, la acción directa de la tarjeta de comunicaciones, lo cual no debe ser sorprendente puesto que ella tiene la capacidad de servir como controlador autónomo. Sin embargo ya que ésta cuenta con el enlace IEEE-488, es factible que el control remoto de la fuente lo efectúe cualquier dispositivo con facultad para ésto. (ver figura 13)

NOTA: Cuando se está operando en este modo, ninguna perilla ni interruptor tendrá efecto, pero debe establecerse, que al salir de el, se desactive la excitación (por medio de D8), para que al entrar a alguno de los modos manuales, el operador elija o se cerciore de que los parámetros estipulados por los potenciómetros e interruptores son los adecuados antes de volver a opromir el botón de inicialización. De forma inversa, la tarjeta de comunicaciones debe tener la obligación de detectar las lineas de corriente y frecuencia, para saber a partir de qué niveles se está operando el láser antes de introducir el sistema a un modo remoto.

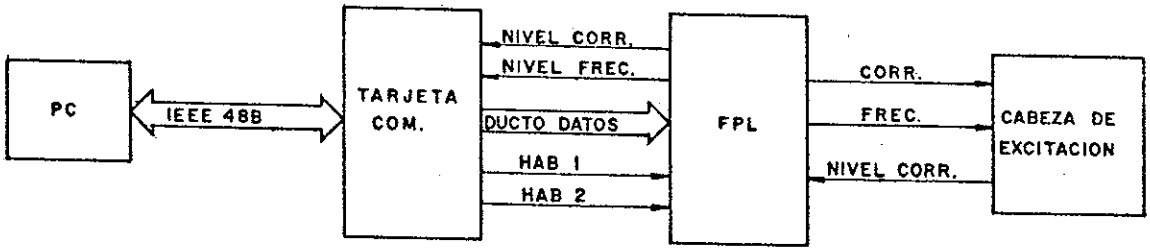

FIGURA 13. Modo remoto autónomo.

4) Remoto Gobernado.- En este modo de operación la fuente deberá generar un tren de pulsos, que avisarán con su flanco de subida al sistema de adquisición y promediación que está lista para excitar el láser, lo que hará cuando se le

autorice; las líneas y procedimientos para implantar este "gobierno", son las mismas que se consideraron, para el caso, del modo Manual Gobernado. Por otra parte la tasa de repetición y la amplitud serán elegidas y monitorizadas por la tarjeta de comunicaciones, como se explicó en el modo anterior.

Los cuatro modos de operación descritos, deben poder tener una segunda variante, la cual consiste en sustituir su base de pulsos interna, por una generada externamente, como la de un generador de patrones aleatorios. El cambio deberá realizarse por un conmutador de dos posiciones, con el control del patrón en todos los casos a cargo del dispositivo externo, de tal manera que la única variable manipulable por medio de la fuente, ya sea en forma remota o manual, será la corriente. (ver figuras 14 y 15)

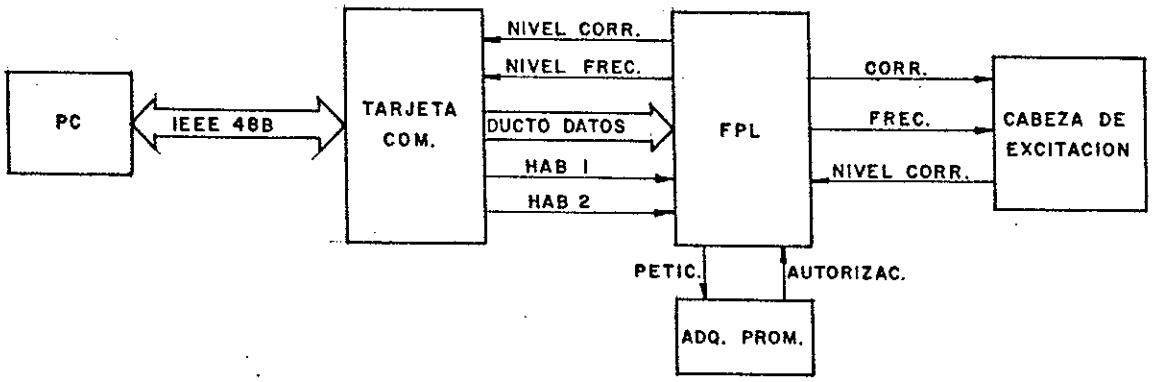

FIGURA 14. Modo remoto gobernado.

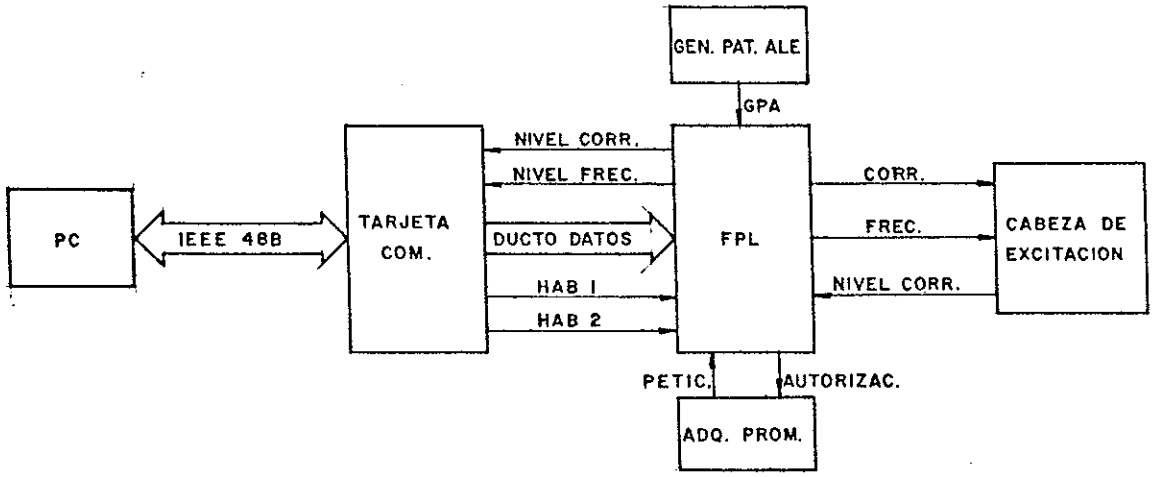

FIGURA 15. Modo remoto gobernado con generador de patrones aleatorios.

III.3 Descripción Global del Sistema.

El punto de partida para esta discusión es el diagrama de la figura 10, del cual se puede inferir lo siguiente:

Cuando el sistema no tiene ninguna de sus líneas que salen al exterior (parte izquierda del dibujo) acopladas a algún dispositivo externo y es energizado (i.e. modo manual); el bit de salida menos significativo del cerrojo #2, se establecerá en bajo, permitiendo con esto que la referencia variable que ajusta la corriente que se suministrará al láser pase directamente al manejador del convertidor de CD a CD.

El selector de lectura S1, se acoplará a un par de interruptores analógicos (IA3 e IA4), que controlan el paso de la tensión correspondiente a frecuencia y a corriente hacia el visualizador, actuando igualmente sobre un par de lámparas, que permiten distinguir, qué parámetro se está desplegando.

Por otro lado la referencia variable que ajusta la frecuencia se acoplará directamente al convertidor de tensión a frecuencia. En este modo IA5, IA7, IA9, estan cerrados mientras que IA6, IA8, IA10, se encuentran abiertos. Al encender al equipo, el control de activación, deshabilitará tanto la tensión proveniente del convertidor de CD a CD, como los pulsos procedentes del manejador de disparo hacia la cabeza de excitación, por medio de abrir al relevador S4. Esta acción, inhibe a la lámpara de activación.

De lo anterior se puede deducir que bajo las condiciones estipuladas, el circuito comienza su operación en el modo Manual Autónomo. Como en un principio el interruptor S4 está abierto, el operador puede determinar la corriente y la frecuencia de excitación sin ningún peligro (suponiendo que el interruptor S3 está en la posición que permite que IA2 esté cerrado e IA1 esté abierto, es decir activando el paso del oscilador interno y discriminando el generador de patrones aleatorios).

Una vez elegidos los parámetros, el pulsador S5 puede ser oprimido y luego liberado para comenzar la excitación al

activar S4 por medio del control de activación. Si por algún motivo se desea detener el proceso, se oprime y libera el pulsador S6, lo cual deshabilita inmediatamente a S4.

Encuanto al acoplamiento del sistema de adquisición y promediación (parte sup.izq. del dibujo), debe notarse que la línea de "autorización de excitación" maneja la compuerta del interruptor analógico IA2, el cual sera cerrado cuando esta línea enviada por el sistema acoplado, alcance un nivel alto en respuesta al reconocimiento de la petición de excitación generada por el convertidor de tensión a frecuencia.

La señal de autorización es idéntica a la señal de petición generada, solo que retardada con respecto a ésta un tiempo de 54 a 94 nseg, escogidos en forma sistemática por el adquisidor promediador. Cuando este dispositivo envía la autorización, desencadena diversos mecanismos, para lograr el muestreo secuencial en el tiempo. Es por esta razón que en párrafos anteriores, se dice que por medio de estas líneas se logra una sincronización, y se puede operar en el modo Manual Gobernado.

Ahora supóngase que se acopla el ducto de datos de la tarjeta de comunicaciones, a los cerrojos 1 y 2, y a sus respectivos habilitadores, las líneas que decodifican a éstos.

Cuando se escriba un uno lógico en el bit menos significativo del cerrojo #2, se prenderá la lámpara "manual/remoto", los interruptores analógicos IA5, IA7,IA9, se

abrirán mientras que IA6, IA8, IA10, se cierran lo que permitirá que los amplificadores manejados por los convertidores digital-analógico 1 y 2, se acoplen tanto al convertidor de voltaje a frecuencia, como a la sección que manipula al convertidor de CD a CD. El antepenúltimo bit menos significativo del cerrojo #2, es ahora el encargado de seleccionar qué parámetro se desplegará en el visualizador. Los 6 bits restantes de este cerrojo, determinarán la corriente a manejar. De esta manera, como la máxima corriente será de 60 A, y con 6 bits se pueden obtener 64 números diferentes, el incremento en corriente será de 0.94 A.

Por parte del cerrojo #1, el bit menos significativo está destinado a deshabilitar la energización de la cabeza excitadora, valiéndose de la manipulación que ejerce sobre el control de activación. Los siete bits restantes de este cerrojo, seleccionan la tasa de repetición (sólo cuando se está trabajando con oscilador interno; S3 en posición Normal), dando por resultado la elección de 128 frecuencias diferentes.

Considerando que la máxima frecuencia para la cual se está diseñando es de 10 kHz, se tendrán incrementos de 78.1 Hz.

Otras dos líneas que están acopladas a la tarjeta de comunicaciones, son las que ofrecen un nivel de 0 a 2 V proporcionales a la frecuencia y a la corriente, provenientes tanto de un convertidor de frecuencia a tensión, que se alimenta de la tasa de repetición que controlará la excitación del láser, como de un amplificador que corrige los niveles que

le proporciona un detector de corriente ubicado en la cabeza de excitación.

Con todo esto es posible trabajar en el Modo Remoto y es conveniente mencionar que cuando se está operando en este modo existe una limitación aparente; el bit menos significativo del cerrojo #1 solo puede ordenar el deshabilitado de la energización de la cabeza de excitación, pero jamás podrá volver a habilitarlá y la única forma de volver a hacerlo es por medio de la activación manual de SS. Esto parece una contradicción, dado que desde el Modo Remoto, puede presentarse la opción de tener que manipular directamente el instrumento, sin embargo se consideró adecuada esta función, debido a que de acuerdo a la filosofía de trabajo de todo el sistema, solo hay tres posibilidades para detener a la excitación:

a) Por cambio a Modo Manual.
b) En caso de emergencia.
c) Por cambio de Laser.

La primera opción como ya se explicó anteriormente corresponde al movimiento probable de los controles del instrumento, mientras se trabaja en forma remota, por lo que al ingresar a Manual, los parámetros fijados pudieran ser catastróficos para el láser en cuestión, por lo tanto se desactiva la excitación para que el operador verifique las variables.

La segunda posibilidad de desactivación de la excitación surge cuando la tarjeta de comunicaciones lee una frecuencia o una corriente diferente a la que ordenó. Bajo estas circunstancias, sería peligroso intentar el habilitado de la salida, puesto que no se sabe cual es la falla, razón por la cual se deniega la función de restablecimiento al modo remoto.

En el tercer y último caso, en el que se reemplaza el láser, el operador fija los nuevos parámetros manualmente, y posteriormente habilita la excitación por medio de la opresión de S6. Ahora si sobreviene un modo remoto tendrá que leer antes de actuar cuál es la corriente y la frecuencia a la que se está trabajando el nuevo láser, y aunque ésto no es una garantía de que posteriormente se modifique por programa estos valores, sirve para que en el cambio de modo la tarjeta de comunicaciones no sobrepase los límites fijados manualmente.

De otra manera, el Modo Remoto podría activar la excitación antes de que el operador fijara los parámetros, con la posibilidad de dañar al nuevo láser.

Hasta el momento se ha hablado de un modo remoto de operación, pero debe quedar claro, que dependiendo del manejo que se le dé a las líneas de petición y activación de excitación, se tendrá o bien la opción Remota Autónoma o la Remota Gobernada.

En todo el análisis desarrollado en las líneas anteriores, se ha considerado el interruptor S3 en la posición Normal, sin embargo, si éste se conmuta a la posición de Generador de

Patrones Aleatorios, el interruptor analógico IA2 automáticamente se abrirá e IA1 se volverá transparente al generador externo.

La parte en la que todos los modos de operación convergen, es en la cabeza de excitación. Aquí se maneja una alta tensión proporcionada por el convertidor de CD a CD, dentro del bloque de almacenamiento de energía, la cual será suministrada en un tiempo de 55 ns cuando el interruptor electrónico se haya cerrado; esto ocurre cuando el manejador de disparo emite una salida alta.

El convertidor de CD a CD es necesario dado que la resistencia dinámica del láser fluctúa de 2 a 6 Ω, por lo que para hacerle pasar 60 A, se necesita tener una diferencia de potencial de entre 120 y 360 V. Pero como el interruptor electrónico tiene una resistencia interna, el potencial que hay que aplicar para obtener las caídas de tensión antes mencionadas en el láser, puede llegar a ser mayor de 700 V.

En el siguiente capítulo se describirá como se realizó el planteamiento teórico y el experimental del circuito que se encarga de generar los pulsos eléctricos que excitan el láser, y en el apéndice 1, se ilustra como está elaborado físicamente cada bloque de la figura 10.

IV GENERACION DEL PULSO DE CORRIENTE QUE EXCITA AL LASER

IV.1 Manejador y Convertidor de CD a CD de la Cabeza de Excitación.

Como se sabe, estos bloques son los encargados de suministrar y controlar la alta tensión aplicada a la cabeza de excitación. Esta requiere arriba de 700 V en su máximo de operación para cargar un capacitor que será descargado a través de un interruptor electrónico sobre el láser.

Se sabe que la resistencia dinámica del láser polarizado en directa es de 6Ω como máximo. Por el momento supongamos por simplicidad que la resistencia del interruptor contribuye con otros 6Ω; además, se estableció que para excitar un láser de 60A, la máxima tasa de repetición posible sería de 2kHz. Por ahora se tomará, como punto de partida que el capacitor de descarga tiene un valor en la vecindad de los 3.9nF. En una sección posterior se explicará porqué fue elegido este valor.

Para lograr cargar un capacitor de 3.9nF en el periodo correspondiente a la frecuencia de excitación (0.5ms), se propone el esquema mostrado en la figura 16, en la que además se puede apreciar un interruptor electrónico que en un momento dado permitirá el paso de corriente a través de la carga R_L, descargando de esta manera el capacitor.

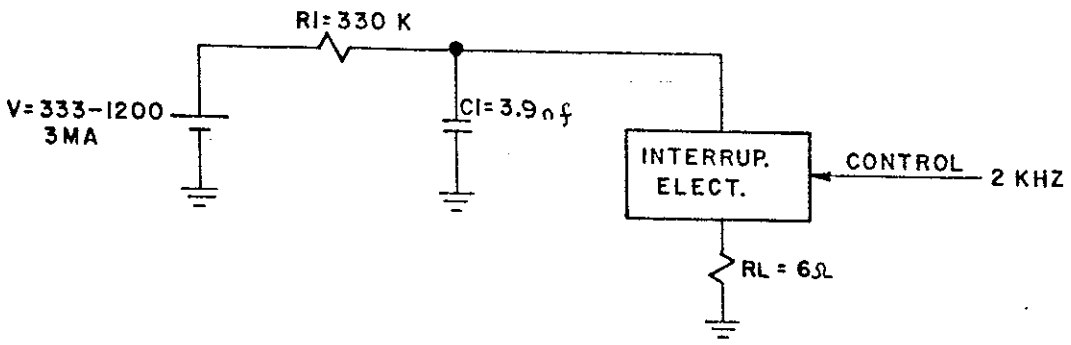

FIGURA 16. Esquema propuesto para la carga y descarga del capacitor de almacenamiento de energía para la excitación del láser.

Debe notarse que la fuente de tensión ve dos diferentes cargas en dos situaciones diferentes:

1) Cuando el interruptor está abierto y el capacitor está descargado, la fuente suministra energía a una impedancia creciente exponencialmente con el tiempo.

2) Cuando el interruptor se cierra, el capacitor se descarga rápidamente en la gran carga que representa la impedancia del interruptor sumada a la R_L y la fuente ve una impedancia constante en el tiempo, si se considera que $R_1 >> |R_L + R_{INT} \| (1/SC)|$.

Para especificar la fuente y R_1 se recurre a encontrar la corriente I que carga al capacitor.

Apartir de la figura 16, se supondrá que el interruptor electrónico se abre para t=0. Esta información se incluirá, en la formación de las ecuaciones de red escribiendo la expresión de la tensión como $V\mu(t)$, por tanto:

$$\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i\,dt + R_1 i = V\mu(t)$$

de donde se obtiene que:

$$\left.\begin{array}{ll} i(t) = \dfrac{V}{R_1}\, e^{-t/R_1C} & t \geq 0 \\ \\ i(t) = 0 & t < 0 \end{array}\right\} \quad (1)$$

De la solución se infiere que en el instante t=0, se tiene un pico de corriente de valor V/R_1 y de la definición de la constante de tiempo para un circuito RC, [Valkenburg 1979] se sabe que la corriente disminuye al 37% de su valor inicial, en un tiempo igual a dicha constante, dada en este caso por R_1C.

De lo anterior surge un compromiso: si el valor de R_1 se hace muy pequeño, el capacitor se cargará en corto tiempo a un valor V_n; sin embargo en el tiempo t=0, el pico de corriente que la fuente tiene que proporcionar aumentará. Por otro lado, entre más corriente pueda suministrar una fuente de tensión,

mayor será su potencia, elevando de esta manera tanto su volúmen como su costo. Así que un compromiso es el de cargar al capacitor a aproximadamente 700 V en un tiempo igual a una constante de tiempo, a la que se le asignará, el valor de 0.5 ms. Por lo tanto:

$$0.5\times10^{-3} = R_1C \quad donde \quad C = 3.9nF$$

$$\Rightarrow R_1 \approx 150\ k\Omega$$

Con este valor de resistencia, se puede encontrar la tensión requerido a partir de *(1)*:

$$\text{en } t=R_1C \qquad i(R_1C) = \frac{V}{R_1}\, e^{-1}$$

multiplicando por R_1 y despejando V, resulta que:

$$V = eR_1 i(R_1C) \qquad (2)$$

Como se desea que en $t=R_1C$ y V= 700V, entonces la suma de caídas de tensión en el capacitor y en la resistencia R_1, será igual a:

$$V = 700V + V_{R1} \qquad (3)$$

igualando *(3)* y *(2)* resulta que: $700V + V_{R1} = eR_1 i(R_1C)$

pero $R_1 i(R_1C) = V_{R1}$ entonces $V_{R1} = \dfrac{700V}{e-1} = 407$ Volts. *(4)*

Sustituyendo *(4) en (3)*: V = 700V + 407V = 1107 V;
que es la tensión que debe proporcionar la fuente con una corriente pico de $I=V/R_1 = 1107/150\times10^{3} = 7.3mA$.

Cuando el interruptor de la figura 16 esté cerrado, la fuente debe proporcionar, antes de que sea nuevamente abierto, una corriente aproximadamente igual a la I_{pico} calculada, y así queda especificada finalmente la fuente para proporcionar 1100 V con 7mA.

En el momento de la realización física de la tesis, se contó con un convertidor de CD a CD, el cual puede proporcionar una salida de 333 - 1200 V, con 3mA, correspondientes a una entrada proporcional de 3.33 a 12 V.

El fabricante establece además que su convertidor (WALL-H10) puede suministrar hasta 7mA en tiempos cortos [Anon. 1986]. No obstante, éste no cumple con lo especificado, sin embargo dada su disposición se utilizó con el consiguiente sacrificio en frecuencia, la que hay que reducir a 1khz para que el convertidor concuerde teóricamente, de acuerdo a sus características, con el sistema.

Por otra parte, la especificación del convertidor señala que éste tiene una eficiencia del 70%, lo que significa que la relación de potencia en la salida con respecto a la potencia en la entrada es de 0.7, de esta manera cuando la salida está ofreciendo su máxima potencia se tiene:

Potencia Maxima de Salida (PMS) =

$= (\text{Tension de Sal. Max})(\text{Corr.Pico}) = (1200)(7\times10^{-3}) = 8.4$ W.

Potencia Maxima de Entrada (PME) =

$= PMS/0.7 = (8.4W)/0.7 = 12$ W.

Como la máxima tensión que se le puede aplicar al convertidor es 12 V entonces:

$$I_{pico\ entrada} = 12/12 = 1\ A.$$

Para proporcionar 1A con 12 V, y tener la posibilidad de variar la tensión de entrada en cualquier sentido, se usó el circuito mostrado en la figura 17.

En este esquema se representa el convertidor con una resistencia de carga R_L, que tiene un valor igual al resultado de dividir la máxima tensión de entrada entre la corriente, tal que:

$$R_L = 12V/1A = 12\ \Omega$$

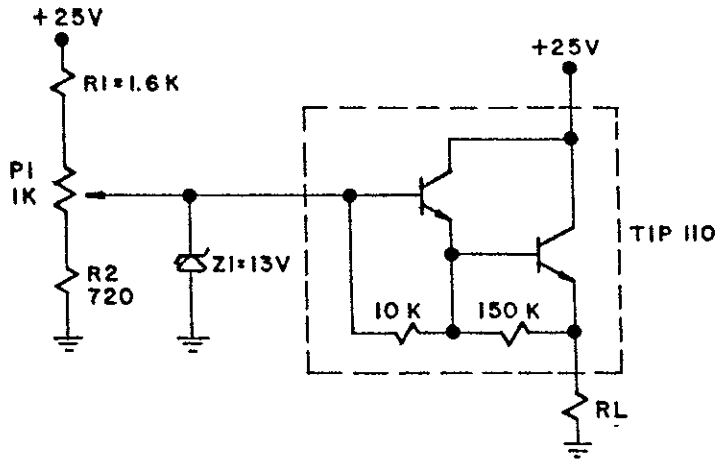

FIGURA 17. Esquema propuesto para el manejador del convertidor de CD a CD.

Finalmente, en la figura 18 se muestra el circuito que alimenta el convertidor, en lugar de la resistencia de carga RL, y obsérvese que la tensión que maneja la base del superbeta, está acoplado a través de un interruptor analógico (IA9), que es transparente cuando al sistema se le ha ordenado trabajar en Modo Manual.

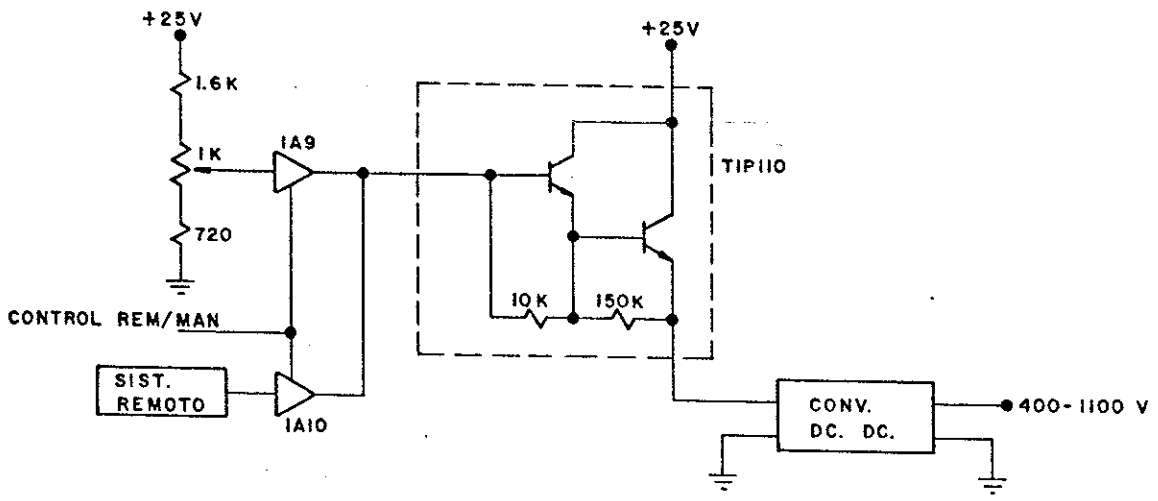

FIGURA 18. Esquema completo del manejador del convertidor de CD a CD.

IV.2 Cabeza de Excitación.

Este módulo está compuesto por cuatro bloques que son el interruptor electrónico, el almacenador de energía, el detector de corriente y el láser semiconductor. Para comenzar, se analizará el circuito mostrado en la figura 19, del cual se ha eliminado por ahora el sensor de corriente.

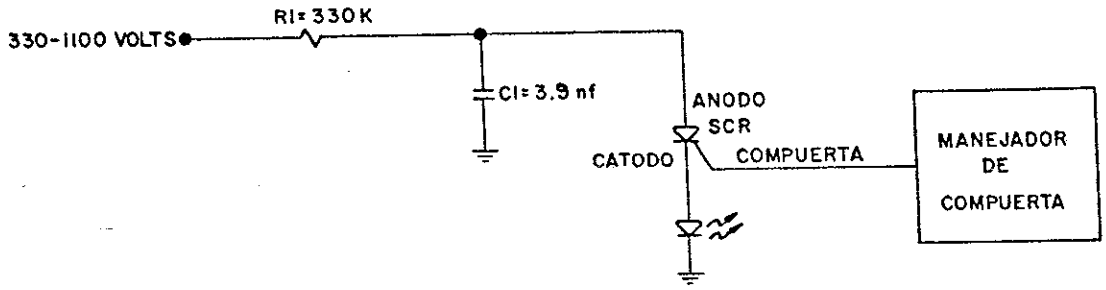

FIGURA 19. Cabeza de excitación.

Como se sabe, el capacitor C_1 es cargado a una tensión, suministrada por un convertidor de CD a CD a través de R_1, para que al ser disparado un Rectificador Controlado de Silicio (SCR), el capacitor se descargue sobre un láser semiconductor, proporcionándole de esta manera un pulso de corriente.

El problema se reduce a elegir el SCR adecuado y a determinar el valor del capacitor, para que al ser descargado, produzca un pulso de 60 A y 55 ns de duración, al 50% en el láser.

A continuación se presentarán algunos parámetros que se deben tomar en cuenta en el SCR, para poder derivar el diseño:

DISPARO: Un SCR se dispara al aplicar un potencial positivo de c.d. entre compuerta y cátodo. Sin embargo hay ocasiones en las que se requiere la aplicación de grandes corrientes y tensiones sobre la compuerta, para realizar una operación exitosa del dispositivo.

Para evitar exceder la tasa de potencia máxima aplicada continuamente sobre la compuerta aquella debe ser proporcionada como un pulso y no continuamente. Cuando la anchura del pulso se reduce se encuentra que el pico de corriente y de tensión requerido para disparar un SCR dado, deberán ser mayores [Holft, 1977].

Un rectificador controlado no cambia a encendido (enc) inmediatamente. Cuando en un principio la compuerta es pulsada, pareciera que el flujo de corriente no se incrementará. Este periodo se conoce como el tiempo de retardo (td), y usualmente es más corto que 1μseg. La corriente comienza entonces a fluir a través de la oblea en una pequeña

región cercana a la derivación de la compuerta y rápidamente se difunde por toda ella. Este segundo periodo, durante el cual la corriente del dispositivo se incrementa del 10 al 90% se conoce como el tiempo de subida (tr) y varía de unos pocos a más de 10μseg, siendo mayor para rectificadores controlados que manejan grandes potencias [Holft, 1977].

En conclusión se puede decir que cuando se usa un SCR para conmutar pulsos de corriente grandes, pueden fluir corrientes considerables antes de que éste cambie a encendido completamente.

Nota: Cuando la corriente fluye al 100% por el SCR, éste experimenta una caida de tensión de entre 1.5 a 2.5 V.

di/dt: Es la tasa máxima de subida permisible de la corriente de empuje cuando el dispositivo se está encendiendo. La acción de un tiristor convencional durante este periodo se muestra en la figura 20. Aquí el SCR conduce una onda de corriente rectangular.

La curva de pérdidas de potencia instantánea muestra la potencia interna que será disipada, la cual es en cualquier instante el producto de la corriente a través del dispositivo por la tensión aplicada sobre él.

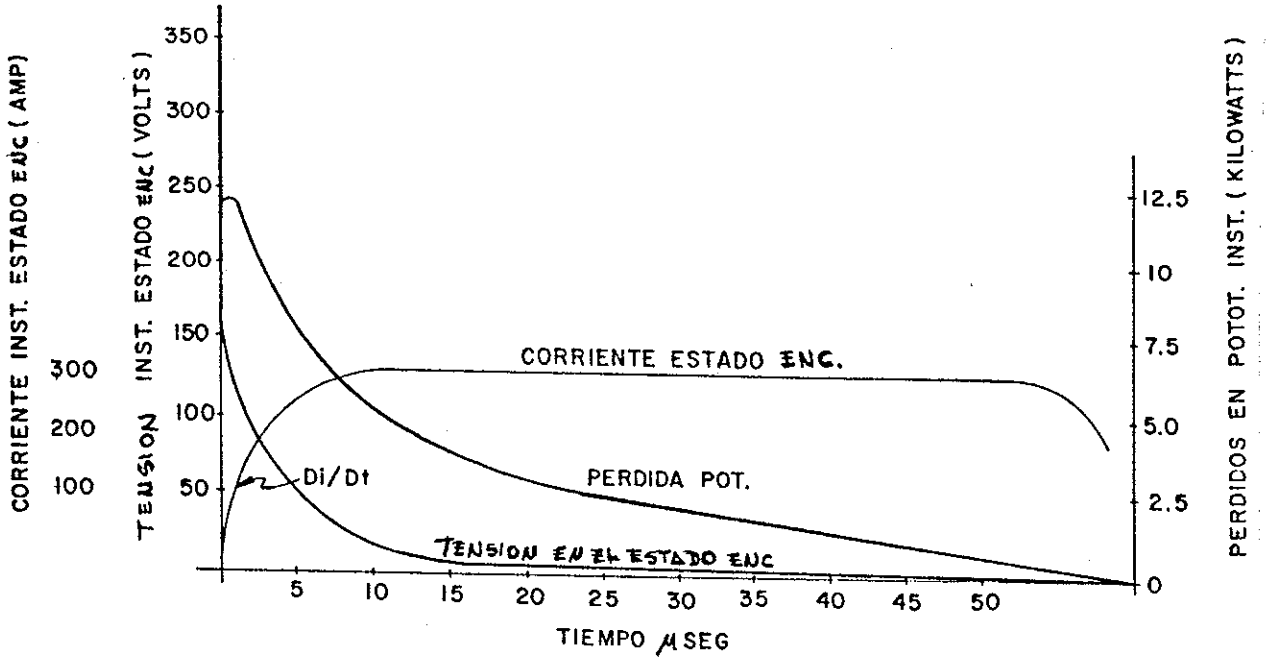

FIGURA 20. Parámetros diversos durante el tiempo de encendido de un SCR típico.

dv/dt: Los SCRs exhiben una tendencia a encenderse sin corriente en la compuerta, cuando la tensión de ánodo a cátodo es incrementada abruptamente. Esta tendencia es una función de la tasa de subida de la tensión. La razón a la cual conmuta el SCR, a la conducción se conoce como la tasa crítica de subida o mas simplemente dv/dt.

Un potencial negativo de CD sobre la compuerta tenderá a reducir los falsos encendidos del SCR como resultado de un cambio abrupto en el voltaje de ánodo. Además, esta

polarización negativa puede ser benéfica para reducir la probabilidad de disparos espurios de señales de ruido inducidas inadvertidamente al circuito de compuerta [Anon. 1985].

Estado de Apagado (apa): El dispositivo no regresará al estado de apagado hasta que la corriente de ánodo-cátodo sea obligada por medios externos a un valor por debajo de la corriente de retención. Esta es el valor mínimo que debe mantenerse para sostener al dispositivo en el estado de encendido [Holft 1977].

De lo hasta ahora explicado, se puede deducir que dada la corta duración del pulso de corriente que se necesita para excitar el láser, seguramente se tendrá que trabajar en el principio del tiempo de subida (t_r).

El cálculo del capacitor no es evidente puesto que en el experimento hay dos efectos dependientes del tiempo; uno la descarga del capacitor, y otro, la resistencia dinámica del SCR, (tensión instantánea/corriente instantánea); conforme el tiempo transcurre el capacitor va perdiendo tensión pero la resistencia dinámica va decreciendo. Sin embargo para un valor dado de capacitancia, el cambio de resistencia debe ser mucho más rápido que la descarga del capacitor de tal modo que en el divisor de tensión constituido por la resistencia dinámica del SCR, y la del láser, se observe un incremento en la tensión en este último.

A medida que el tiempo pasa, se llegará a un pico, y luego habrá una caída de tensión en el láser hasta que se descarge completamente el capacitor.

Debe ser claro que para mejorar la eficiencia del sistema, se debe utilizar un SCR, con tan grande di/dt, como sea posible y que un aspecto fundamental del rectificador controlado , es el poder manejar 60 A. pico y tener una tensión de ruptura mayor a 700 V. Esta tensión fué la que se calculó, en la parte correspondiente al convertidor de CD a CD, para cargar al capacitor, en donde se supuso por simplicidad, que el interruptor electrónico contribuirá con una resistencia fija de 6Ω, lo cual como ya se explicó es falso,y de ahora en adelante se tratatará este parámetro como una resistencia instantánea o dinámica.

No obstante la escasa información que los fabricantes de tiristores proporcionan acerca de los parámetros anteriormente citados, uno de los mejor documentados fue el S3714S [Anon. 1979a] que se eligió por presentar las siguientes características:

1) Tensión pico no repetitiva, en el estado de apagado de 800 V.

2) Pico de corriente no repetitivo en el estado de encendido de 80 A.

3) di/dt de 200 A/μs con corriente de compuerta igual a 50 mA y un pulso de 0.1 μs.

4)Corriente pico en el estado de apagado con una Vac igual a 700 V, de 0.5 mA

5)Corriente instantánea de retención de 20 mA.

6)Tensión instantánea en el estado de encendido de 2.2 V cuando se tiene una corriente pico de 30 A.

Nota: La caracteristica 1 esta especificada, bajo una tensión de compuerta negativa y su valor y duración fueron utilizadas en el diseño correspondiente al manejador de compuerteo, mostrado en el apendice 1.

Una vez seleccionado el SCR por utilizar (S3714S) y teniendo como antecedente el tipo de láser por emplear, básicamente el análisis se debe enfocar al cálculo del capacitor C1, mostrado en la figura 19.

Para la determinación de éste, es necesario conocer la resistencia dinámica del láser y la del SCR.

De acuerdo a las características que este trabajo debe cumplir, se consideró necesario, presentar a continuación una descripción simplificada del funcionamiento del láser, que permita de alguna forma entender el porqué del manejo de algunos parámetros.

IV.3 Funcionamiento del Láser Semiconductor.

Los estados de energía en un semiconductor, forman bandas de niveles parcialmente llenas; la de menor energía es llamada

banda de valencia y la de más alta energía, banda de conducción (figura 21.) [Mendieta, 1987]

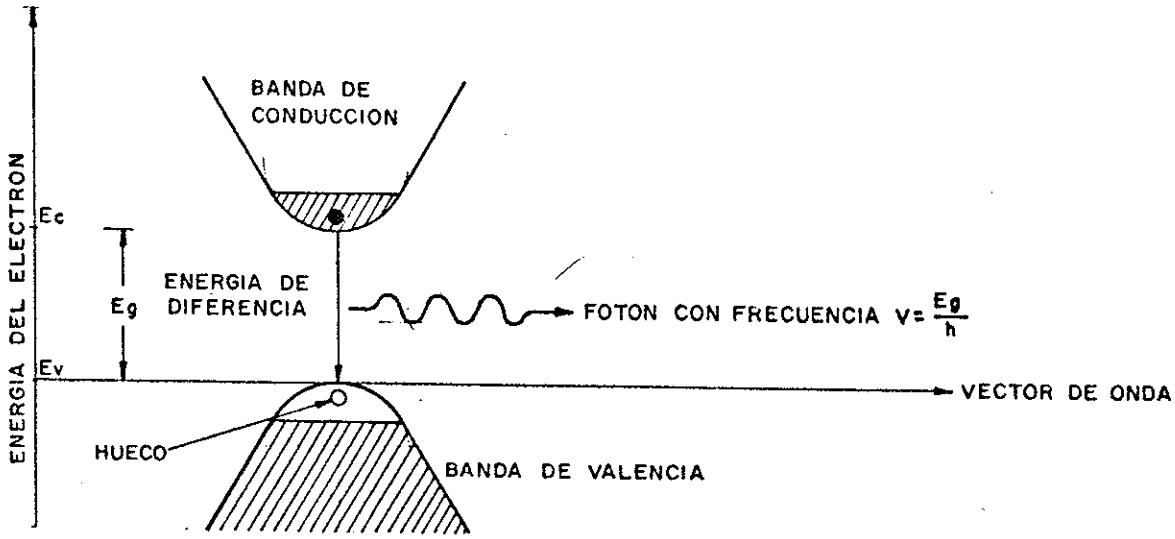

FIGURA 21. Transiciones en un semiconductor.

Los electrones en la banda de conducción, pueden experimentar una transición al estado de energía inferior, y recombinarse con huecos en la banda de valencia, produciendo la emisión de luz con la diferencia de energía:

$E_g = E_c - E_v$ (5) *(Eg es tambien conocida como energia de la brecha. (o del gap))*

y frecuencia:

$\upsilon = E_g/h$ (6) *donde h es la constante de Planck.*

En el arseniuro de galio (GaAs), el mínimo de la banda de conducción coincide con el máximo de la banda de valencia, de modo que la transición se lleva a cabo de manera más eficiente (sin la emisión de Fonones).

Para poder fijar la energía de la brecha, y el índice de refracción, al arseniuro de Galio se le añade una fracción de aluminio, para formar el compuesto ternario $Ga_{1-x}Al_xAs$. Donde x es la fracción molar del Al. La figura 22, muestra la variación de la longitud de onda emitida:

$$\lambda = c/\upsilon \qquad (7)$$

donde c es la velocidad de la luz.

y el índice de refracción con x.

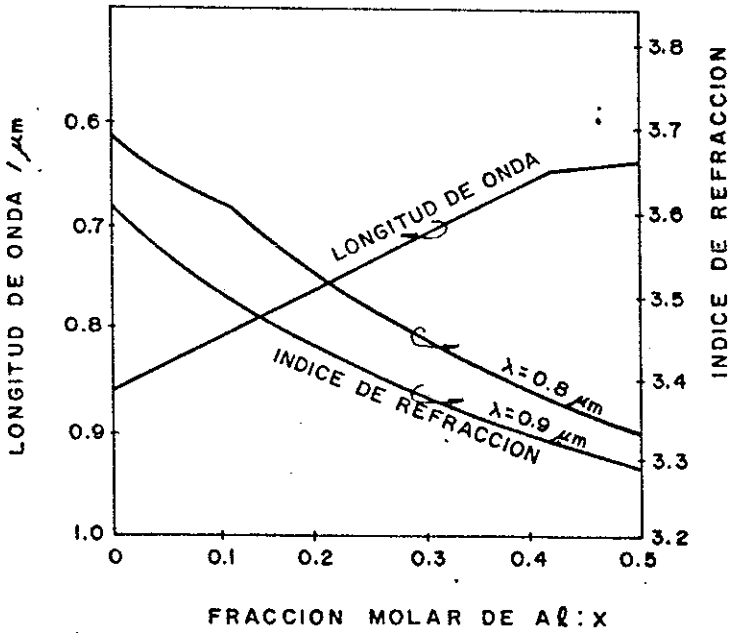

FIGURA 22. Variaciones de la longitud de onda emitida y del indice de refracción con la fracción molar del aluminio en el $Ga_{1-x}Al_xAs$.

La figura 23 ilustra el mecanismo de emisión de luz por un láser de semiconductor de doble heteroestructura; las cinco capas mostradas son: 1.- La oblea de GaAs tipo n; 2.-Una capa

de $Ga_{1-x}Al_xAs$, tipo n; 3.- Una capa de GaAs tipo p o n; 4.- Una capa de $Ga_{1-x}Al_xAs$ tipo p y 5.- GaAs tipo p.

Las capas 2-5 se hacen crecer sucesivamente sobre la oblea. La capa 3 es la región activa para la oscilación láser, mientras que la unión entre las capas 2 y 3 (o entre 3 y 4), es la heterounión P-N, y la unión entre las capas 3 y 4 (o entre 2 y 3) es la unión aislante.

Cuando se aplica una tensión V correspondiente a la energía de la brecha, un gran número de electrones (o huecos) son inyectados en la capa activa y la oscilación láser se inicia. Usualmente la fracción molar x es del orden de 0.35 a 0.5 de modo que el índice de refracción de las capas 2 y 4 es ligeramente diferente al de la capa activa 3, con lo que se forma una guía dieléctrica de ondas y la luz es confinada en esta zona [Mendieta, 1987].

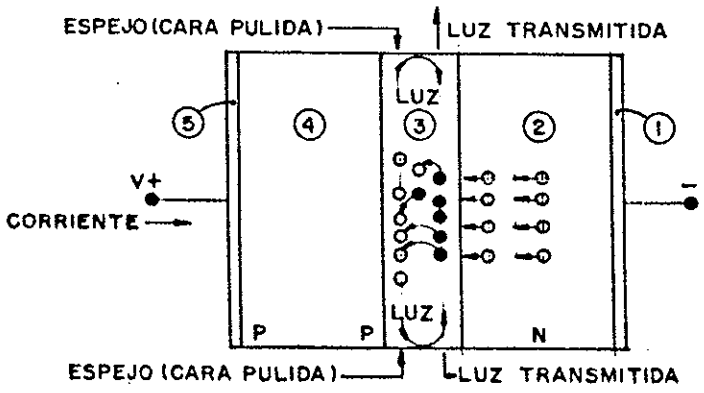

FIGURA 23. Estructura del láser de doble heteroestructura.

La oscilación láser consiste en lo siguiente:

Los fotones engendrados en la capa activa, al combinarse los electrónes con los huecos, se mueven a lo largo de la misma; al llegar a un espejo terminal (superficie pulida), son reflejados hacia el otro y así sucesivamente. Mientras tanto nuevos fotones se van sumando a los que ya oscilan entre los espejos. De ahí una multiplicación considerable de los mismos, o sea una amplificación de la luz. Una parte de la radiación atravieza los espejos y constituye la emisión láser. La adición de fotones corresponde al fenómeno llamado emisión estimulada.

En un diodo láser (láser semiconductor), el bombeo es eléctrico y se obtiene por la inyección de portadores dentro de la región de recombinación. Así que un láser de este tipo es también llamado láser de inyección.

Para que haya emisión láser existe un umbral, el cual es alcanzado cuando el coeficiente de ganancia debido a la emisión por los portadores inyectados iguala a las pérdidas en la cavidad [Giovanni, 1984].

De lo anterior se infiere que el láser semiconductor tiene dos comportamientos diferentes. Por debajo del umbral y por arriba de este. Así que la relación corriente-tensión por debajo del umbral es:

$$I = I_r(e^{\alpha(V-R_sI)} - 1) \qquad (8)$$

donde I *y* V *son respectivamente la corriente y la tensión externamente aplicados al dispositivo; "a" es una constante que depende del componente en particular;* I_r *es la corriente inversa, y* R_s *es la resistencia serie del diodo. Para materiales de GaAs, típicamente* $a = 30V^{-1}$, *y* R_s *varía de 1 a* 5Ω.

Por arriba del umbral los dispositivos exhiben una característica de corriente-tensión que puede ser aproximada como:

$$V = \frac{E_g}{q} + R_s I \qquad (9).$$

donde E_g *denota la energía de la brecha y* q *es la carga del electrón* [Giovanni, 1984].

Con la información presentada hasta el momento es posible retomar el análisis central de esta parte del capítulo, el cual consiste en la determinación del capacitor C1 de la figura 19.

A manera de repaso se dirá que para poder llegar a una expresión que describa el funcionamiento del circuito de la figura 19, es necesario calcular tanto la resistencia dinámica del SCR, como la del láser semiconductor.

Para aprovechar el estudio del láser, se comenzará por determinar la resistencia dinámica de éste:

Nota: Como al láser se le puede analizar en dos diferentes estados (por arriba y por debajo del umbral), se obtienen en cada caso expresiones diferentes para la resistencia dinámica.

POR DEBAJO DEL UMBRAL

De la ecuación (8) se sabe que

$$I(t) = I_r(t)(e^{a(V(t)-R_sI(t))} - 1)$$

Despejando V(t)

$$V(t) = \frac{\ln}{a}\left[\frac{I(t)+I_r(t)}{I_r(t)}\right] + R_sI(t) \qquad (10)$$

dividiendo por I(t) resulta la resistencia dinámica del láser por debajo del umbral:

$$R_{DL\downarrow} = \frac{\ln\,[I(t)+I_r(t)]}{aI(t)} - \frac{\ln\,[I_r(t)]}{aI(t)} + R_s$$

De lo descrito hasta el momento se sabe que "a" es típicamente $30V^{-1}$ por lo que:

$$R_{DL\downarrow} = \frac{\ln\,[I(t)+I_r(t)]}{30V^{-1}I(t)} - \frac{\ln\,[I_r(t)]}{30V^{-1}I(t)} + R_s \qquad (11).$$

POR ARRIBA DEL UMBRAL

De la ecuación (9), se sabe que:

$$V(t) = \frac{E_g}{q} + R_s I(t)$$

Si se divide por I(t) se obtiene la resistencia dinámica del láser por arriba del umbral:

$$R_{DL\uparrow} = \frac{E_g}{qI(t)} + R_s \qquad (12).$$

De esta igualdad solo se desconoce la energía de brecha Eg. Para poder determinarla es necesario hacer el siguiente desarrollo:

De la ecuación (7) se sabe que $\lambda = c/\upsilon$, por tanto $\upsilon = c/\lambda$.

La longitud de onda central para la familia de láseres utilizada es de 904nm por lo que la frecuencia será:

$$\upsilon = 3.3185841 \times 10^{14} s^{-1}$$

Ahora bien en la ecuación (6) se estableció que $\upsilon = E_g/h$; así que $E_g = 2.198562 \times 10^{-19}$ J. (considerando la constante de Planck como $h = 6.625 \times 10^{-34}$ J.s.)

Para ser coherentes con la ecuación *(12)*, es necesario expresar E_g en eV:

entonces E_g = 1.3723eV por lo que al substituir este valor en*(12)*, se encuentra que:

$$R_{DL_{\uparrow}} = \frac{1.3723}{I} + R_s \qquad (13)$$

Como esta igualdad es válida solo para corrientes por arriba del umbral (en el caso del láser más potente I_{umbral}=16A), se tiene que para los fines que se persiguen, la resistencia dinámica del láser se puede considerar como una constante de valor:

$$R_{DL_{\uparrow}}=R_s \qquad (14)$$

para una gama de corrientes de 16 a 60 A. dado que:

$$R_s >> 1.3723/I$$

para I_s entre 16 y 60 A.

IV.4 Cálculo del Capacitor de Almacenamiento de Energía para la Generación de los Pulsos de Corriente.

Para realizar el análisis completo del circuito de la figura 19 y poder determinar el valor de C, es necesario dividirlo en dos partes involucrando en una, la resistencia dinámica del láser cuando se está trabajando por debajo del umbral, y en la otra la resistencia característica que se tiene en éste por arriba del umbral.

Para corrientes menores a las del umbral, donde la resistencia dinámica del láser está definida por la ecuación *(11)*, la ley de Kirchhoff da lo siguiente, para el circuito de la figura 19.

$$\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)dt + \left[R_{SCR}(t) + \frac{\ln[I(t)+I_r]}{30I(t)} - \frac{\ln(I_r)}{30I(t)} + R_s\right] i(t) = 0 \qquad (15)$$

donde $R_{SCR}(t)$ *es la resistencia dinámica del SCR.*

La solución de esta ecuación integral puede complicarse demasiado, si no se toman ciertas precauciones de interpretación física, que permiten despreciar algunos terminos de la ecuación.

Para ser más concreto, hay que poner atención en el término que define la impedancia que ve la corriente, es decir:

$$Z_{TOTAL} = R_{SCR}(t) + \frac{\ln[I(t)+I_r]}{30I(t)} - \frac{\ln(I_r)}{30I(t)} + R_s \qquad (16)$$

Se sabe de discusiones pasadas que estos términos son válidos únicamente para una gama de corrientes de 0.5×10^{-9} a 16A. Desafortunadamente de la investigación bibliográfica que se hizo, ninguno de los fabricantes de lásers consultados, proporcionaba la manera de determinar por especificación la corriente inversa I_r, y la resistencia serie R_s, por lo que se tuvo la necesidad de caracterizar el láser.

El experimento consistió en excitar el láser LD67, con pulsos de amplitud variable de 0 a 40A, y medir la máxima caída de tensión para cada pulso de corriente. Por arriba del umbral el cambio de tensión con respecto al de corriente es constante de acuerdo a la ecuación *(14)*, asi que el resultado proporcionó aproximadamente el valor de la resistencia serie.

Para el cálculo de $I_r(t)$ se procedió a despejar este parámetro de la ecuación *(11)*, y a substituir los valores de $I(t)$ y $V(t)$, encontrados por debajo del umbral.

En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos de medir la corriente y la tensión instantáneas en el diodo láser y además se da el valor calculado de $I_r(t)$.

TABLA V. Corriente y tensión instantáneas en el láser.

Corr Inst. I(t) A.	Voltaje Inst. V(t) V.	Corriente Inversa A. $I_r = \dfrac{I(t)}{\left[e^{(V(t)-R_s I(t))30}-1\right]}$
0.83	6.2	3.8E-49
1.22	8.0	3.4E-57
1.60	9.5	2.0E-62
2.14	11.7	1.3E-69
2.60	13.5	6.3E-74
2.92	14.4	9.6E-74
4.50	19.8	3.7E-82
5.54	22.8	1.6E-80
6.30	25.0	2.1E-79
7.65	28.5	3.7E-72
8.95	32.4	4.3E-72
10.25	36.0	4.0E-68
11.50	39.8	1.0E-68
12.80	42.8	6.0E-57
18.90	58.0	
22.20	66.6	
24.90	72.5	
28.60	80.5	
30.90	87.0	ARRIBA DEL UMBRAL
35.40	93.5	
37.40	97.0	
40.00	98.5	

De la tabla se obtiene que $R_s \approx 3\Omega$ $(V(t)/I(t))$ *por arriba del umbral*

Ahora se puede tabular los 3 últimos términos de la ecuación *(16)*, para observar su contribución en Z_{TOTAL}. Con respecto a la resistencia del SCR, por lo pronto solo se considerará su valor inicial, que se puede derivar de sus especificaciones. Estas indican una corriente hacia adelante

en el estado de apagado de 0.5mA, cuando hay 700 V aplicados entre ánodo y cátodo lo cual da una $R_{SCR}(0) = 1.4M\Omega$.

La tabla VI muestra los valores tabulados de cada uno de los términos que componen la ecuación *(16)*.

TABLA VI. Tabulación de cada uno de los términos de la ecuación *(16)*.

I(t) A	$R_{SCR}(t)$ Ω	$\frac{\ln[I(t)+I_r]}{30I(t)}$	$\frac{-\ln(I_r)}{30I(t)}$	R_s Ω
0.5E-3	1.4E6	----------	----------	3
0.83	N	-0.0074	4.47	3
1.22	O	0.0054	3.55	3
1.60		0.0090	2.95	3
2.14	D	0.0110	2.47	3
2.60	E	0.0120	2.16	3
2.92	T	0.0120	1.91	3
4.50	E	0.0110	1.38	3
5.54	R	0.0100	1.10	3
6.30	M	0.0090	0.95	3
7.65	I	0.0030	0.71	3
8.95	N	0.0080	0.61	3
10.25	A	0.0070	0.50	3
11.50	D	0.0070	0.45	3
12.80	A	0.0060	0.33	3

De las tablas V y VI, se pueden observar varias cosas: por un lado las suma de los tres últimos términos de la tabla VI, dan la resistencia instantánea del láser. Así por ejemplo para el valor más cercano al umbral (I= 12.8A), se tiene que:

$$R_{laser} = 0.006+0.33+3 = 3.336$$

Y como se puede ver en la tabla V, para este punto se obtuvo una caida de tensión a través del láser de 42.8 V, pero para una corriente de 40 A, la tensión fué de 98.5 V.

De esta manera se puede decir que cuando se generan pulsos de 40 A, la tensión pico es de 98.5 V y que cuando la corriente del pulso rebasa los 12.8 A, existen más de 42.8 V. Ahora supóngase un caso imposible, semejante a lo ideal, en el que el capacitor que suministra la energía al circuito (ver figura 19.), no perdiera tensión apreciablemente en la transición de los 12.8 a los 40 A, entonces significaría que cuando se estuviera cruzando por los 12.8 A, el capacitor tendría cuando menos una tensión de 98.5 V, por lo que 55.2 V (98.5-42.8), deberían aparecer en el SCR, y esto solo es posible si este dispositivo tiene una resistencia instantánea de:

$$R_{scr} = \frac{R_{LASER} \cdot V_{SCR}}{V_{Capaci} - V_{SCR}} = \frac{(3.336)(55.2)}{98.5 - 55.2} = 4.2528\ \Omega$$

Si se suma este valor con la resistencia serie del láser se obtiene 7.25Ω lo que representa una diferencia de un orden de magnitud con respecto a la suma de los términos restantes en la ecuación *(16)* y tabulados en la tabla VI. (0.006+0.33=0.336).

Este desarrollo se puede hacer para cada uno de los puntos de la tabla VI y así se obtiene la siguiente tabla:

TABLA VII. Estimación de la impedancia del SCR más la resistencia serie del láser.

I(t) A	(Imped. SCR) + (Resis. Serie del Laser) = Ω	Suma de los terminos restantes $\frac{\ln[I(t)+I_r]}{30I(t)} - \frac{\ln(I_r)}{30I(t)} = \Omega$
0.5E-3	----------	----------
0.83	110.49 + 3= 113.49	-0.0074 + 4.47= 4.4626
1.22	73.74 + 3= 76.74	0.0054 + 3.55= 3.5554
1.60	55.19 + 3= 58.19	0.0090 + 2.95= 2.9590
2.14	40.42 + 3= 43.42	0.0110 + 2.47= 2.4810
2.60	32.51 + 3= 35.51	0.0120 + 2.16= 2.1720
2.92	28.57 + 3= 31.57	0.0120 + 1.91= 1.9220
4.50	17.34 + 3= 20.34	0.0110 + 1.38= 1.3910
5.54	13.55 + 3= 16.55	0.0100 + 1.10= 1.1100
6.30	11.56 + 3= 14.56	0.0090 + 0.95= 0.9590
7.65	9.06 + 3= 12.06	0.0080 + 0.71= 0.7180
8.95	7.32 + 3= 10.32	0.0080 + 0.61= 0.6180
10.25	6.03 + 3= 9.03	0.0070 + 0.50= 0.5070
11.50	4.45 + 3= 7.45	0.0070 + 0.45= 0.4570
12.80	4.30 + 3= 7.30	0.0060 + 0.33= 0.3360

De esta tabla se ve que la suma de los términos tabulados en la última columna contribuyen en promedio, con un 4% del valor de la impedancia total, por lo que una buena aproximación en la ecuación *(15)*, consiste en incluir solamente la resistencia dinámica del SCR y la resistencia serie del láser, quedando finalmente la ecuación expresada en los siguientes términos:

$$\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)dt + \left[R_{SCR}(t)+3 \right] i(t) = 0 \qquad (17)$$

Ahora, para comenzar a trabajar con la ecuación (17), es necesario encontrar la expresión que defina la resistencia dinámica del SCR. Así que de la figura 20 en donde se muestra una gráfica típica de la corriente y de la tensión de un SCR cuando éste se pone en un estado de conducción, se ve que si se divide la tensión instantánea entre la corriente instantánea dará por resultado la resistencia dinámica del SCR.

Para di/dt se propone una expresión del tipo:

$$di/dt = K(K_1 - e^{-ct})$$

Una convensión usada por los fabricantes de SCRs es la de suponer di/dt aproximadamente lineal en el intervalo denominado tiempo de retardo a tiempo de encendido. Para el SCR utilizado se especifica una di/dt de 200 A/μs, y una corriente típica en el estado de apagado de 0.5 mA, cuando hay aplicada una tensión de ánodo a cátodo de 700 V.

De esta forma si en la expresión exponencial propuesta para di/dt se escoge $K = 1x10^5$, y en $t = 0$ una $di/dt = 0.5$ ma se obtiene que:

$$5x10^{-4} = 1x10^5(K_1 - e^{-co})$$

Nota: K se escoge lo mas grande posible para aproximar la parte lineal de di/dt.

De esta última ecuación se obtiene que:

$$K_1 = 1.000000005$$

ahora en un tiempo de 200 ns con una di/dt de 200 A/μs se tendrán 40A, por lo que:

$$40 = 1x10^5(1.000000005 - e^{-c200x10^{-9}})$$

de donde $c=2x10^9$ por lo que di/dt queda definida como:

$$di/dt = 1x10^5(1.000000005 - e^{-2000t})$$

De la figura 20 se puede observar que la tensión en el estado de encendido decrece en forma aproximadamente exponencial, por lo que se propone la siguiente expresión:

$$V(t) = K_2(e^{-bt})$$

Entonces la resistencia dinámica del SCR será el cociente V(t)/di/dt, por lo que:

$$R_{SCR}(t) = \frac{K_2(e^{-bt})}{1x10^5(1.000000005-e^{-2000t})}$$

Esta ecuación tiene que estar definida en dos puntos en particular:

-En t=0, donde la resistencia del SCR según el fabricante es de $1.4x10^6\Omega$.

-En el tiempo de encendido, donde la resistencia del SCR debe valer $V_{encendido}/I_{encendido}$.

Para determinar este último punto de la curva, el fabricante del S3714S [Anon. 1979a] dice que se tiene una

tensión de encendido de 2.2 V cuando hay una corriente en este estado de 30A, por lo que se tiene una resistencia instantánea de 0.0733Ω. El tiempo en el que ocurre esta resistencia (tiempo de encendido), es variable con respecto a la corriente que se aplica para disparar la compuerta del SCR.

La hoja de especificaciones muestra la gráfica de la figura 24, en donde se puede ver que para un tiempo mínimo de encendido de 0.2 μs, se necesita aplicar 1 A, y de la gráfica mostrada en la figura 25, se puede concluir que para aplicar 1 A de corriente de disparo, considerando máxima resistencia de compuerta es necesario suministrar pulsos de 20 V con duración de 5μs.

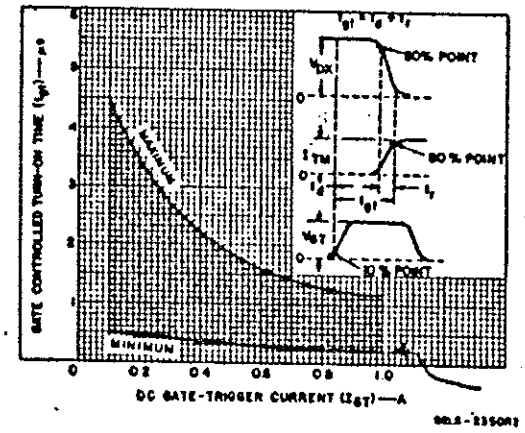

FIGURA 24. Tiempo de cambio a encendido vs. corriente de disparo en la compuerta.

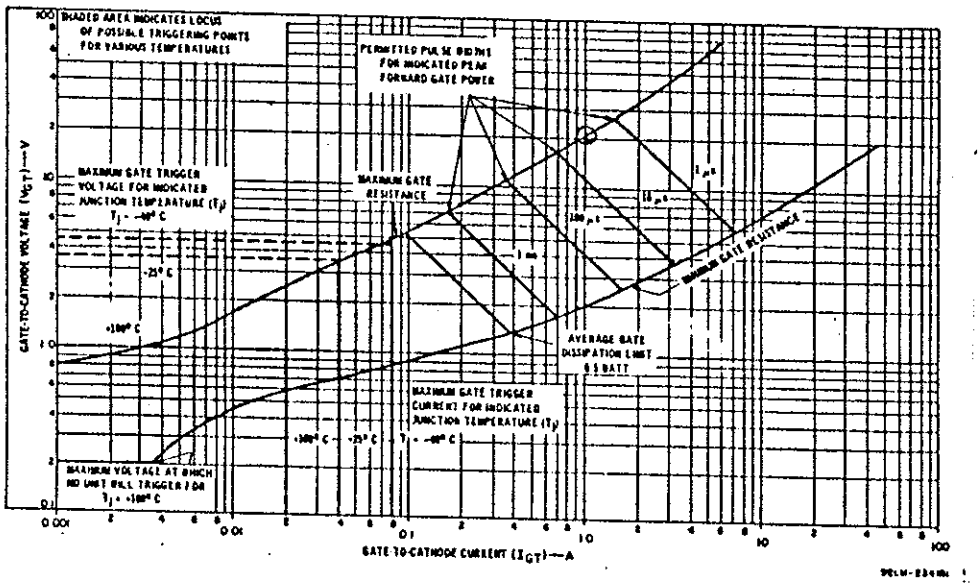

FIGURA 25. Características del disparo de compuerta.

Por el momento, lo importante es que si se establecen los parámetros de disparo antes mencionados, la curva de resistencia instantánea del SCR, deberá pasar por 0.0733Ω cuando t=0.2 μs.

Entonces para t = 0:

$$R_{scr}(0) = 1.4\times10^{6} = \frac{K_2(e^{-b0})}{1\times10^{5}(1.000000005-e^{-(2000)0})}$$

de donde K_2 = 700.

Ahora substituyendo el valor de K_2 en la expresión anterior y despejando b se obtiene que:

$$b = 2.737\times10^{7}$$

De esta manera la resistencia dinámica del SCR queda definida como:

$$R_{SCR}(t) = \frac{700e^{-2.797\times10^{7}t}}{1\times10^{5}(1.000000005-e^{-2000t})}$$

De esta ecuación se puede obtener lo siguiente:

$$1/R_{SCR}(t) \approx 142.8571436e^{2.797\times10^{7}t} - 142.8571429e^{2.797\times10^{7}t}$$

Por lo que: $1/R_{scr}(t) \approx 7\times10^{-7}e^{2.797t}$

y finalmente la resistencia dinámica del SCR queda aproximada como:

$$R_{SCR}(t) \approx 1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t} \qquad (18)$$

Substituyendo *(18)* en *(17)*

$$\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)dt + i(t)1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t} + 3i(t) = 0 \qquad (19)$$

Derivando esta ecuación, con respecto al tiempo y agrupando términos se tiene que:

$$\frac{di}{i} = \left[\frac{C1.1732\times10^{14}e^{-2.74\times10^{7}t}-1}{3C + C1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t}}\right]dt$$

Integrando ambos lados se obtiene que:

$$\int \frac{di}{i} = \int \frac{C1.1732X10^{14} e^{-2.74x10^{7}t}}{3C + C1.4x10^{6} e^{-2.74x10^{7}t}} dt - \int \frac{dt}{3C + C1.4x10^{6} e^{-2.74x10^{7}t}} + D \qquad (20)$$

donde D *es una constante de integración;* D= $\ln$ E

Desarrollando por separado cada una de las integrales se tiene que:

1) $$\int \frac{di}{i} = \ln(i)$$

2) $$\int \frac{C1.1732x10^{14} e^{-2.74x10^{7}t}}{3C + C1.4x10^{6} e^{-2.74x10^{7}t}} dt = -\ln\left[3C + C1.4x10^{6} e^{-2.74x10^{7}t}\right]$$

3) $$\int \frac{dt}{3C + C1.4x10^{6} e^{-2.74x10^{7}t}} dt = \frac{\ln\left[3Ce^{2.74x10^{7}t} + C1.4x10^{6}\right]}{C2.514x10^{8}}$$

Substituyendo el valor de las integrales dentro de la ecuación *(20)* resulta lo siguiente:

$$\ln(i) = -\ln\left[3C + C1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t}\right] - \frac{\ln\left[3Ce^{2.74\times10^{7}t} + C1.4\times10^{6}\right]}{C2.514\times10^{8}}$$

$$+ \ln(E)$$

Se sabe que en t=0, i=0.5mA, por lo que finalmente

$$i = EXP\left\{-\ln\left[3C + C1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t}\right] - \frac{\ln\left[3Ce^{2.74\times10^{7}t} + C1.4\times10^{6}\right]}{C2.514\times10^{8}}\right.$$

$$\left. - 7.6 + \ln\left[3C + C1.4\times10^{6}\right] + \frac{\ln\left[3C + C1.4\times10^{6}\right]}{C2.514\times10^{8}}\right\} \qquad (21)$$

Para corrientes mayores a las del umbral, donde la resistencia dinámica del láser según la ecuación *(14)* es aproximadamente igual a R_s; la ley de tensiones de Kirchhoff da lo siguiente para el circuito de la figura 19:

$$\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)dt + \left[R_{SCR}(t) + R_s\right]i(t) = 0$$

Se sabe que: $R_{SCR}(t) = 1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t}$ →

$$\frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)dt + i(t)1.4\times10^{6}e^{-2.74\times10^{7}t} + 3i(t) = 0$$

Pero esta ecuación es idéntica a la *(19)*, por lo que su solución está dada por la igualdad *(21)*, y de esta forma aproximada, el sistema tiene una sola solución que engloba las excitaciones por arriba y por debajo del umbral.

La característica que debe tener la respuesta definida por la ecuación *(21)*, es la de describir un pulso de 60 A de corriente con una duración máxima de 55 ns al 50%. Estos parámetros estarán determinados por el capacitor de almacenamiento.

Para encontrar el valor adecuado de capacitancia, fue necesario realizar un programa de cómputo, que tabulara la respuesta en el tiempo y contrastara la anchura del pulso contra la amplitud pico, variando el valor del capacitor. El programa proporcionó un valor óptimo de 3.9nF, para el que se obtiene la respuesta mostrada en la figura 26, donde se nota una amplitud pico de 58 A y una anchura de pulso al 50% de 42.5 ns.

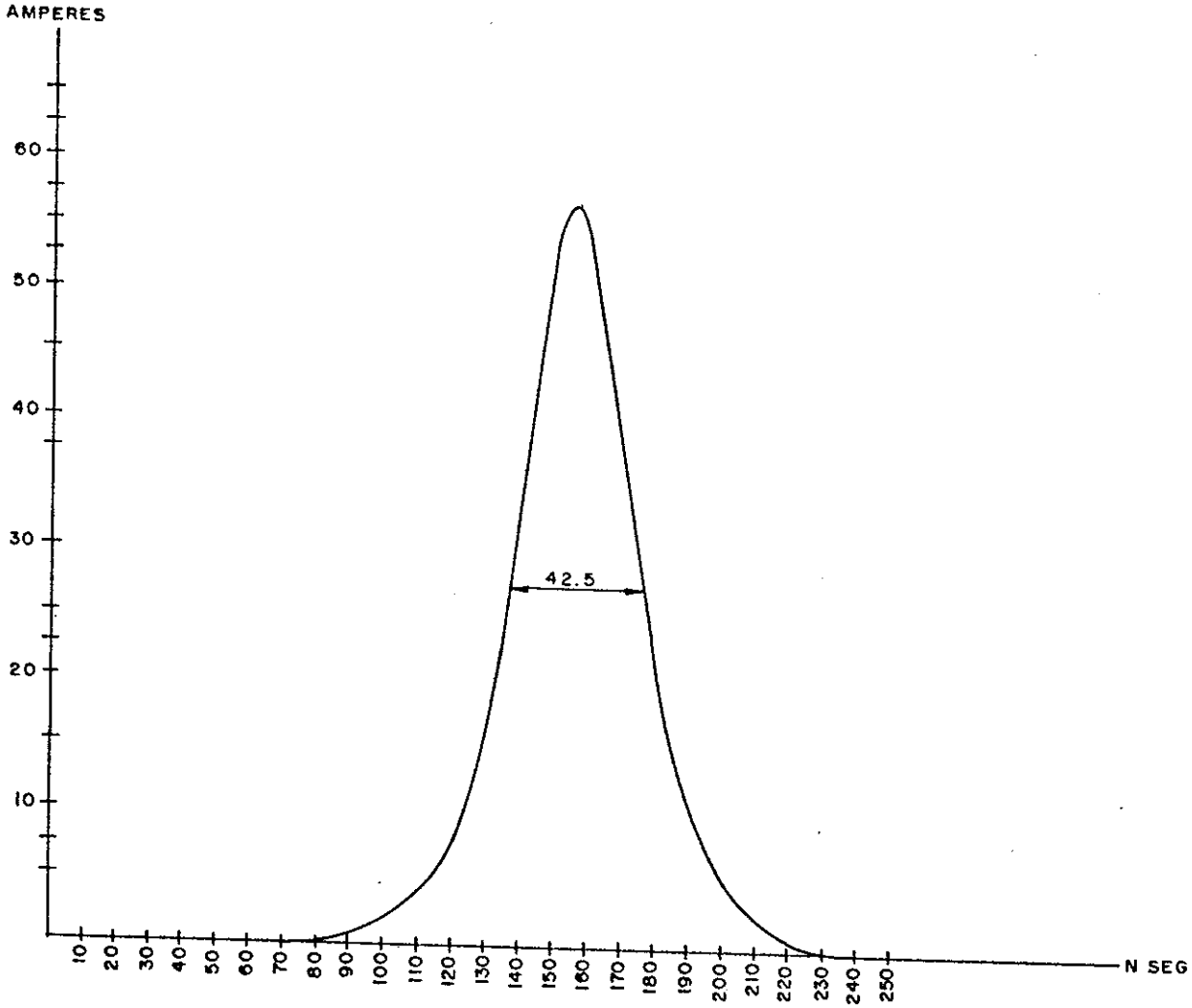

FIGURA 26. Morfologia teórica del pulso eléctrico de excitación.

IV.5 Supresión de Tensiones Inversas en la Excitación del Láser.

Por un momento podría pensarse que al determinar el valor del capacitor el problema queda concluido, sin embargo, si se observa la figura 26, se puede ver que el tiempo que tarda la señal en llegar de los 28 a los 57 A, es de alrededor de 22 ns, por lo que se puede concluir que la frecuencia máxima del espectro del pulso es del orden de los MegaHertz, dado que:

$$f_p = \frac{1}{2\pi(22\times10^{-9})} = 7.234\text{MHz}$$

Lo que hace que las inductancias propias del circuito impreso y de los elementos que lo componen, no sean despreciables y se manifiesten en la respuesta del sistema por lo que se tendrá un pico inverso como se puede apreciar en la figura 27.

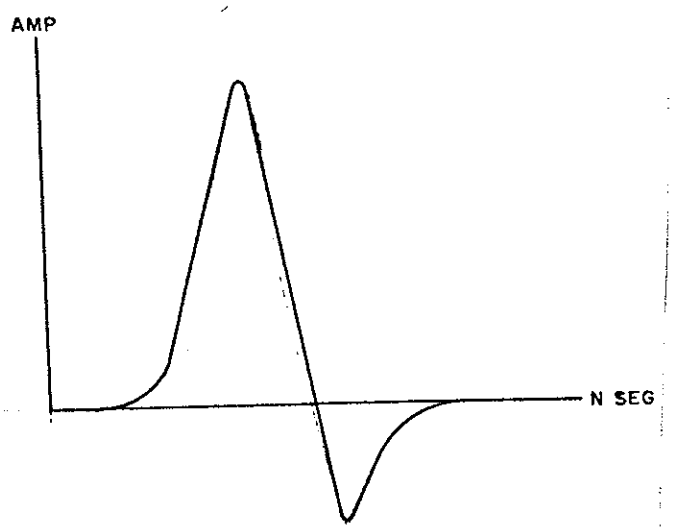

FIGURA 27. Pico inverso en la excitación del láser.

Este pico es sumamente peligroso para el láser, puesto que una polarización inversa no solo lo degrada sino que eventualmente puede destruirlo.

Para evitar el pico inverso se tomaron las siguientes provisiones:

1)Colocar un diodo de respuesta rápida polarizado inversamente y en paralelo con el láser, de tal manera que cuando la corriente sea positiva circule por el láser, pero cuando el pico inverso se presente, este encontrará un sendero de baja impedancia a través del diodo a tierra, disminuyendo su efecto sobre el láser.

2)Como el pico inverso es producido por la inductancia se agrega una pequeña resistencia en serie con el SCR, para ayudar al predominio de la parte real de la impedancia total; esta resistencia fué escogida de un valor de 2Ω.

3)Se colocó una cuenta de ferrita justo en el ánodo del láser para suprimir el pulso inverso pequeño que resulta de la corriente que el diodo de protección no puede derivar a tierra.

El circuito queda finalmente, como se muestra en la figura 28. Se debe notar que con las medidas adoptadas, el pulso de la figura 26, sufrirá cuando menos 2 variaciones: la anchura del pulso aumentará y la amplitud disminuirá.

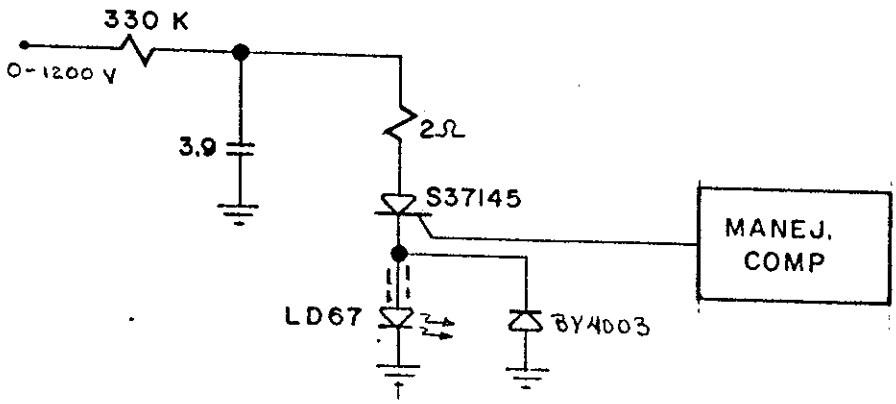

FIGURA 28. Circuito de excitación final.

El diodo de protección tiene una capacitancia entre ánodo y cátodo que en conjunto con la resistencia serie agregada, más la impedancia del SCR y la cuenta de ferrita, conformará un filtro pasabajas que tenderá a integrar la señal. El involucrar todos estos parámetros en el modelo planteado, daría por resultado una ecuación diferencial bastante compleja de resolver. Dada la dificultad que esto presentó, se tomó la determinación de contrastar los resultados obtenidos experimentalmente, con los arrojados por la ecuación *(21)*, con la salvedad de que se modifica la resistencia serie del láser por 2Ω más, lo cual corresponde a la resistencia que se insertó en el circuito.

El resultado está graficado en la figura 29, y en el capítulo correspondiente al análisis de resultados obtenidos, se verá que la aproximación empleada resultó muy apegada a la realidad.

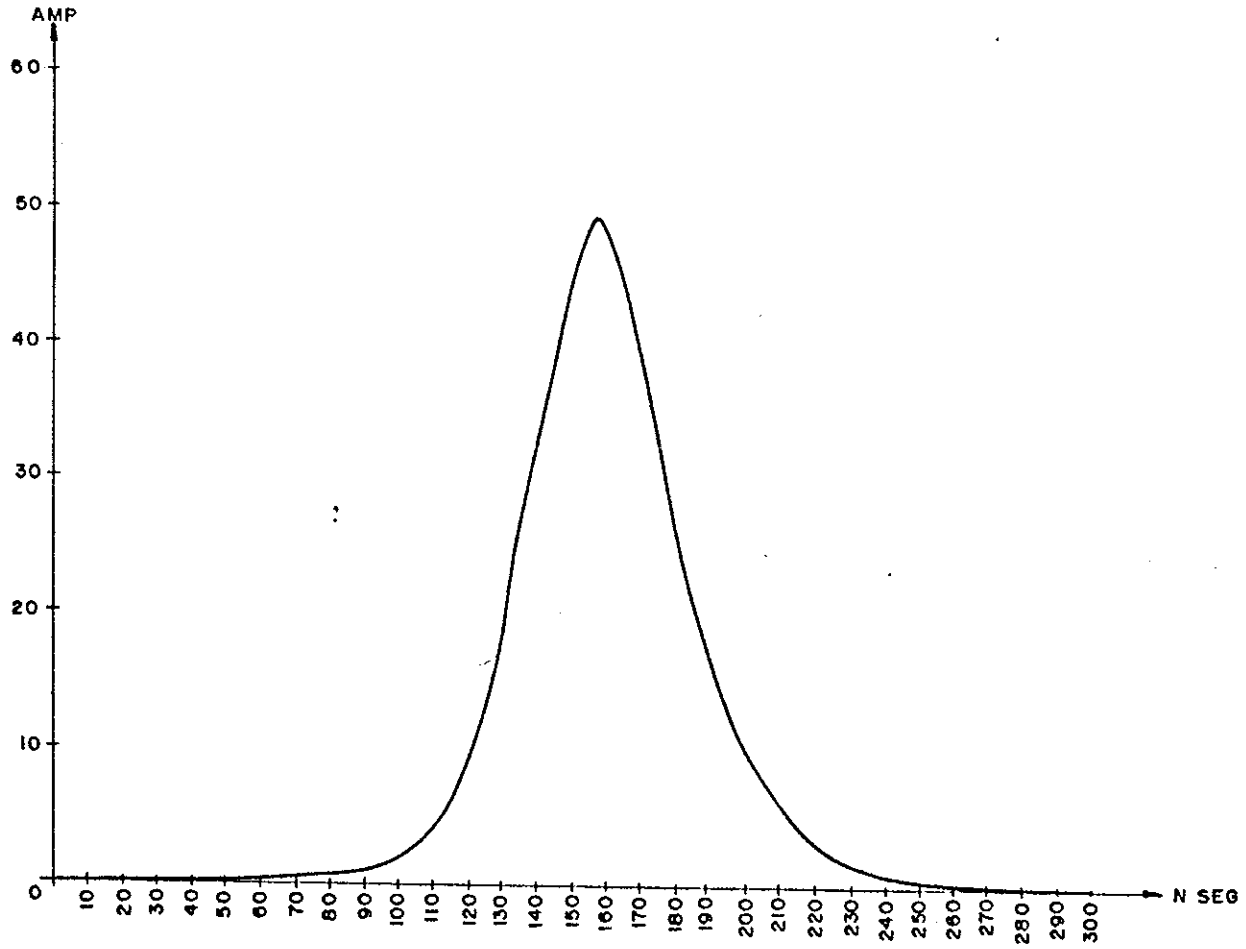

FIGURA 29. Respuesta final del pulso eléctrico de excitación

La ecuación final es:

$$i = EXP\left\{ -\ln\left[5C + C1.4\times10^{6} e^{-2.74\times10^{7} t}\right] - \frac{\ln\left[5Ce^{2.74\times10^{7} t} + C1.4\times10^{6}\right]}{C4.190\times10^{8}} \right.$$

$$\left. -7.6 + \ln\left[5C + C1.4\times10^{6}\right] + \frac{\ln\left[5C + C1.4\times10^{6}\right]}{C4.190\times10^{8}} \right\} \qquad (22)$$

De la figura 29, se puede ver que la amplitud pico es de 50 A con una anchura de pulso aproximado de 50 ns cuando se emplea un capacitor de 3.9nF. No obstante que la especificación marca una anchura de 55 ns, fué conveniente dejarlo así por posibles contribuciones de los elementos insertados, además, debe notarse que en un principio se había diseñado para 60 A de amplitud pico, pero de acuerdo a los problemas que aquí se han reseñado, con el convertidor de CD a CD utilizado, la máxima amplitud teórica que se puede alcanzar es 50 A. El tratar de ajustar el excitador, para que éste aumente su potencia de inyección, significaría el tener que emplear otro DC a DC, como ya se explicó, ó variar el capacitor a un valor mayor, lo cual traería como consecuencia el ensanchamiento del pulso. Como ésto último repercute en la resolución espacial del esquema reflectométrico en el que se iba a utilizar la FPL, se acordo dejarlo así. En caso de necesitar mayor potencia se puede bajar un poco la tasa de repetición, para que el capacitor se cargue a una tensión mayor.

Para terminar con esta parte se dirá que el diodo de protección elegido fue un BY4003, el cual tiene un tiempo de recuperación de 350nseg. Debe mencionarse que no obstante que hay otros diodos especificados con tiempos de recuperación muy inferiores al marcado para el BY4003, este fue el que proporcionó los mejores resultados.

La razón por la cual se introdujo la cuenta de ferrita, fue debido a que el pico de corriente tenía tiempos de bajada, del 10 al 90% del orden de los 10 ns, dando un espectro con frecuencias superiores a las encontradas en el espectro del pulso de excitación.

Entonces se pensó en emplear una ferrita que atenuara frecuencias por arriba de los 20Mhz para que el efecto sobre los 16Mhz aun fuera considerable y sin embargo a los 7.5Mhz, la respuesta fuera plana.

El resultado fue excelente como se demostrará en la parte correspondiente a la evaluación de los resultados obtenidos.

IV.6 Efecto de la Temperatura sobre la Morfologia del Pulso.

La anchura del pulso es determinada por el valor del capacitor que suministra energía al circuito, y por la suma de la resistencia instantánea del láser y del SCR, más la resistencia serie agregada para disminuir los efectos de reactancia. Los coeficientes térmicos tanto de la resistencia

serie como del capacitor se escogieron de tal manera que su efecto fuera despreciable con respecto a las variaciones de las resistencias instantáneas del SCR y del láser, por lo que la siguiente discusión, se centra en estos dos ultimos elementos.

VARIACION DEL PULSO ELECTRICO POR CONSECUENCIA DEL EFECTO DE LA TEMPERATURA EN EL SCR:

Los dos parámetros que se utilizaron para aproximar la resistencia instantánea del SCR, fueron la corriente de bloqueo (corriente en el estado de apagado), y la tensión en el estado de encendido, ambos dependientes de la temperatura, por lo que el modelo propuesto para la resistencia también lo será.

No obstante que el fabricante del SCR empleado, no proporciona ninguna información acerca del cambio de los parámetros antes citados con la temperatura, en la literatura general [Holft, 1977] se dan valores típicos para el tipo de SCR utilizado.

En la figura 30 se muestra la variación de la corriente en el estado de apagado con respecto a la temperatura de unión de un dispositivo típico, y en ella se observa que a medida que ésta aumenta, la corriente de bloqueo lo hace también.

Por otra parte en la figura 31, se confrontan la tensión instantánea en el estado de encendido con la corriente instantánea en este estado, para el SCR en cuestión, en dos diferentes temperaturas (25 y 125°C). De aquí se puede observar que la variación de la tensión de encendido es muy pequeña, y mas lo será para un margen de operación de 0 a 75°C dado que la variación mayor con respecto a la temperatura ambiente será de +50°C.

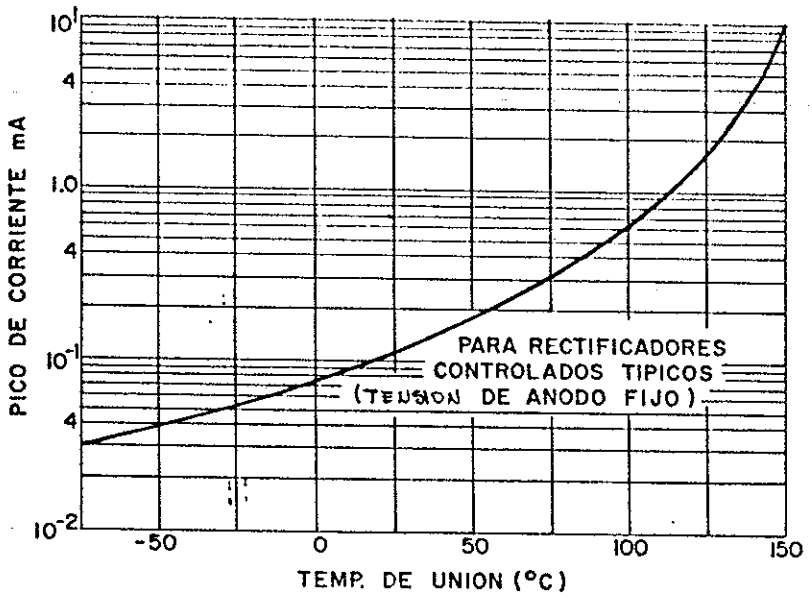

FIGURA 30. Corriente de bloqueo de un SCR típico.

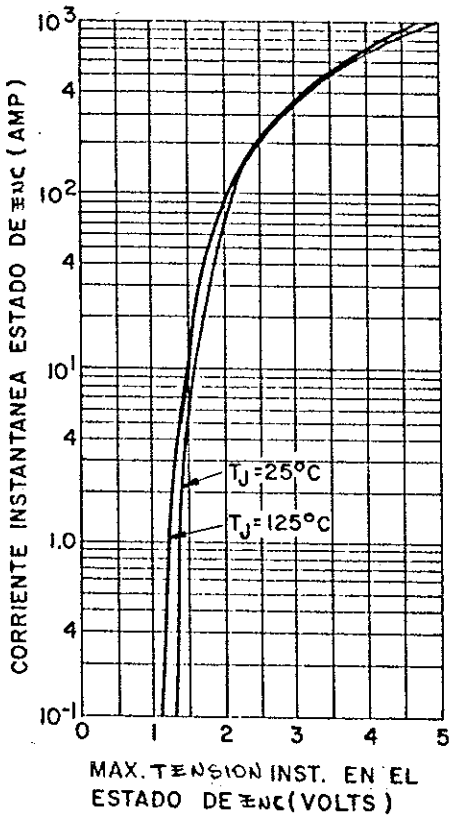

FIGURA 31. Tensión en el estado de encendido de un SCR típico.

Debido a la carencia de información, acerca de los parámetros necesarios para determinar la temperatura de unión, y la falta de las gráficas 30 y 31, para el S3714S, no tiene objeto presentar el formalismo matemático que explica la temperatura de unión, sin embargo si hubiera algún interes por conocerlo, en la referencia [Holft 1977] se encuentra su análisis.

Lo único que se puede hacer es suponer en base a la gráfica 31, que la tensión en el estado de encendido no cambia apreciablemente en la gama de operación con las variaciones de temperatura, puesto que la gráfica muestra que para corrientes elevadas de operación, como la que se está empleando (50 A), la variación es muy pequeña.

El caso drástico es el de la corriente de bloqueo, así que sobre éste se trabajará de la siguiente manera:

Las variaciones de temperatura de la unión dependerán de la forma de onda de corriente, con la que se está excitando. Si esta forma de onda es repetitiva como es el caso que interesa, la temperatura de unión, siempre será constante.

Supóngase que el pulso de corriente de 50 A con 50 ns produjera una temperatura de unión de 96°C a 25°C, lo cual fijaría según la figura 30, una corriente de bloqueo de 0.5 mA como es el caso para el que se diseñó. Ahora las corrientes en el estado de apagado bajo estas condiciones, dadas por la gráfica, para temperaturas ambiente de 0 y 75°C serían de 0.3 mA y 6 mA, respectivamente. Con estos valores se puede calcular la aproximación de la resistencia dinámica del SCR para ambas temperaturas y compararlas con la realizada a 25°C.

El cálculo de la corriente es idéntico al realizado para encontrar la ecuación (22), así que a continuación solamente se presentan las ecuaciones finales, y en la figura 32 se grafican para poder observar sus diferencias, con respecto a la curva obtenida a temperatura ambiente.

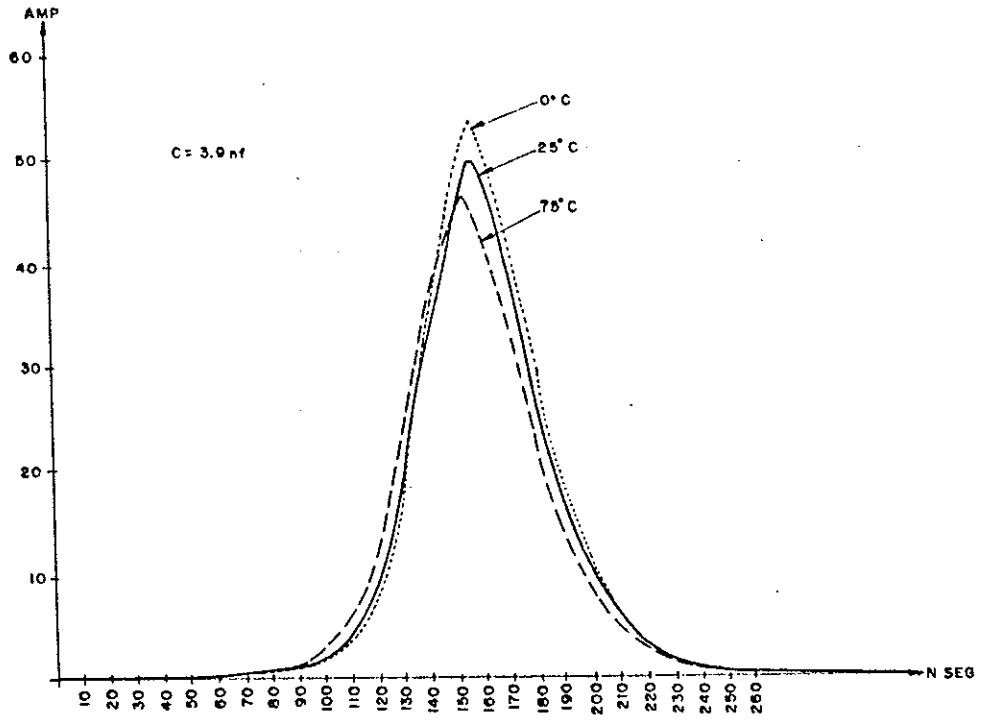

FIGURA 32. Respuesta teórica del pulso eléctrico a diferentes temperaturasde operación.

Nota: La tensión máxima en el capacitor en el estado de apagado sigue siendo 700 V, puesto que no obstante que a 75°C, la corriente que drenara a través del SCR es de 6 mA, el convertidor de CD a CD puede suministrar 7 mA pico.

Para 0°C:

$$i(t) = \mathrm{EXP}\left\{ -\ln\left[5C + C1.8918\times10^{6} e^{-2.8929\times10^{7} t} \right] - \right.$$

$$- \frac{\ln\left[5Ce^{2.8929\times10^{7} t} + C1.8918\times10^{6} \right]}{C4.26645\times10^{8}} - 7.9 +$$

$$\left. + \ln\left[5C+C1.8918\times10^{6} \right] + \frac{\ln\left[5C+C1.8918\times10^{6} \right]}{C4.26645\times10^{8}} \right\} \qquad (23)$$

Para 75 °C:

$$i(t) = \mathrm{Exp}\left\{ -\ln\left[5C + C5.6\times10^{5} e^{-2.2842\times10^{7} t} \right] - \right.$$

$$- \frac{\ln\left[5Ce^{2.2842\times10^{7} t} + C5.6\times10^{5} \right]}{C3.962108\times10^{8}} - 6.68 +$$

$$\left. + \ln\left[5C+C5.6\times10^{5} \right] + \frac{\ln\left[5C+C5.6\times10^{5} \right]}{C3.962108\times10^{8}} \right\} \qquad (24)$$

Si se analiza con detenimiento las gráficas de la figura 32, se podrá ver que no hay un cambio apreciable de la anchura del pulso al 50%, pero aparentemente, la temperatura influye en forma notoria en la amplitud.

VARIACION DEL PULSO OPTICO POR CONSECUENCIA DEL EFECTO DE LA TEMPERATURA EN EL LASER:

Todos los parámetros del láser son influídos grandemente por la temperatura ambiente. Sin embargo la estabilización térmica del láser fue motivo de otra tesis, que se llevó en paralelo con ésta, la cual consistió en un control de temperatura de lazo cerrado, que utilizó como elemento actuador la unión de dos semiconductores diferentes, que exhiben el efecto Peltier.

La importancia de ésto, es que el control no solo puede estabilizar el láser en la temperatura ambiente, sino que lo puede mantener en temperaturas en la vecindad de los 0°C, logrando que la corriente de umbral disminuya y por tanto, con el mismo excitador, se aumente la potencia radiada. Un ejemplo típico de este fenómeno se muestra en la figura 33.

La conclusión de éstos dos últimos puntos, es que si se logra la estabilidad térmica del láser, los efectos de la temperatura sobre el SCR no afectarían la anchura del pulso, por lo que bastaría con emplear un capacitor y una resistencia de buen coeficiente térmico, sin embargo la amplitud del pulso

eléctrico, sufriría deformaciones con las variaciones de temperatura, pero estas pueden ser predichas y en un momento dado corregidas por medio de circuitería, o por la modificación mediante una computadora de los datos que se obtengan del muestreo de la señal de retrodispersión.

Cabe mencionar que el sistema que estabiliza el láser en temperatura, puede corregir el efecto de la variación en amplitud del pulso eléctrico, dado que este repercute directamente sobre la magnitud del pulso óptico, y por tanto el estabilizador trataría de aumentar o disminuir la temperatura del láser, dependiendo el caso, para conservar la potencia óptica de salida uniforme, lo cual al fin y al cabo es lo que se persigue.

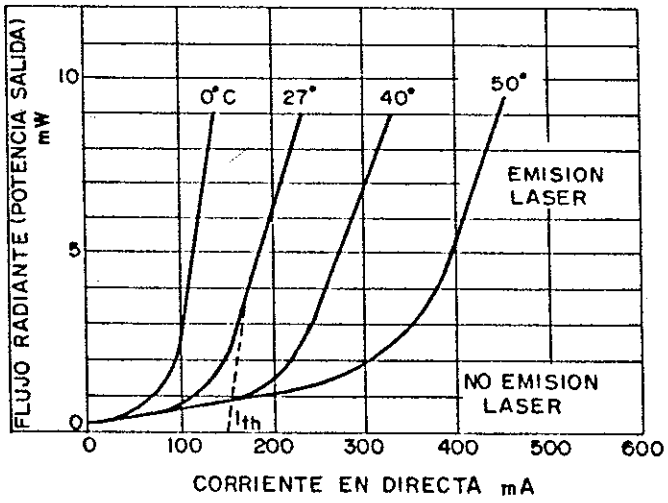

FIGURA 33. Efecto de la temperatura sobre el umbral de corriente del láser.

El análisis presentado puede parecer dudoso, dado que las gráficas que lo sustentan (figuras 30 y 31), no pertenecen al SCR utilizado, empero, la aproximación resultó válida, como se verá en el capitulo correspondiente a resultados obtenidos.

Es importante mencionar que aunque la utilización del SCR como interruptor electrónico derivó todos los problemas antes descritos, y que tal vez como se empleó, no es la manera más común de utilizarlo, su uso se decidió después de haber tenido numerosos fracasos con MOSFETs, y Transistores Bipolares. La dificultad con los MOSFETs, fué que no se encontró uno, lo suficientemente rápido para que la descarga del capacitor, tuviera un efecto mayor a 40 A en el láser, por lo que había que elevar demasiado la tensión de carga, y aquí aparecía el problema, dado que fué dificil encontrar MOSFETs, que soporten una tensión de fuente a dren del orden de los 700 V con tiempos de encendido menores a los 300ns.

Por parte de los transistores bipolares, los únicos que daban buen resultado en bajas corrientes (menores de 18 A), eran los transistores de avalancha, con los cuales se podía lograr anchuras de pulso del orden de los ps, pero no se encontró ninguno que manejara las corrientes que el láser utilizado demandaba.

V RESULTADOS OBTENIDOS

La presentación de los resultados, se hará siempre proporcionando el dato teórico del parámetro en cuestión y el resultado experimental, con el objeto de poder contrastar fácilmente ambos. En el siguiente capítulo, se hará un análisis general de los resultados experimentales vs. los calculados.

V.1 Pulso de Corriente.

Las características teóricas del pulso de corriente, se pueden resumir en la figura 34 (antes figura 29), de la cual se puede derivar parte de la tabla VIII que presenta datos de interés, así como los resultados experimentales obtenidos utilizando un osciloscopio Tektronix modelo 7854 y una sonda de corriente Tektronix modelo A52, a una temperatura ambiente de 23.5 °C, que dieron lugar a las figuras 35, 36, 37 y 38.

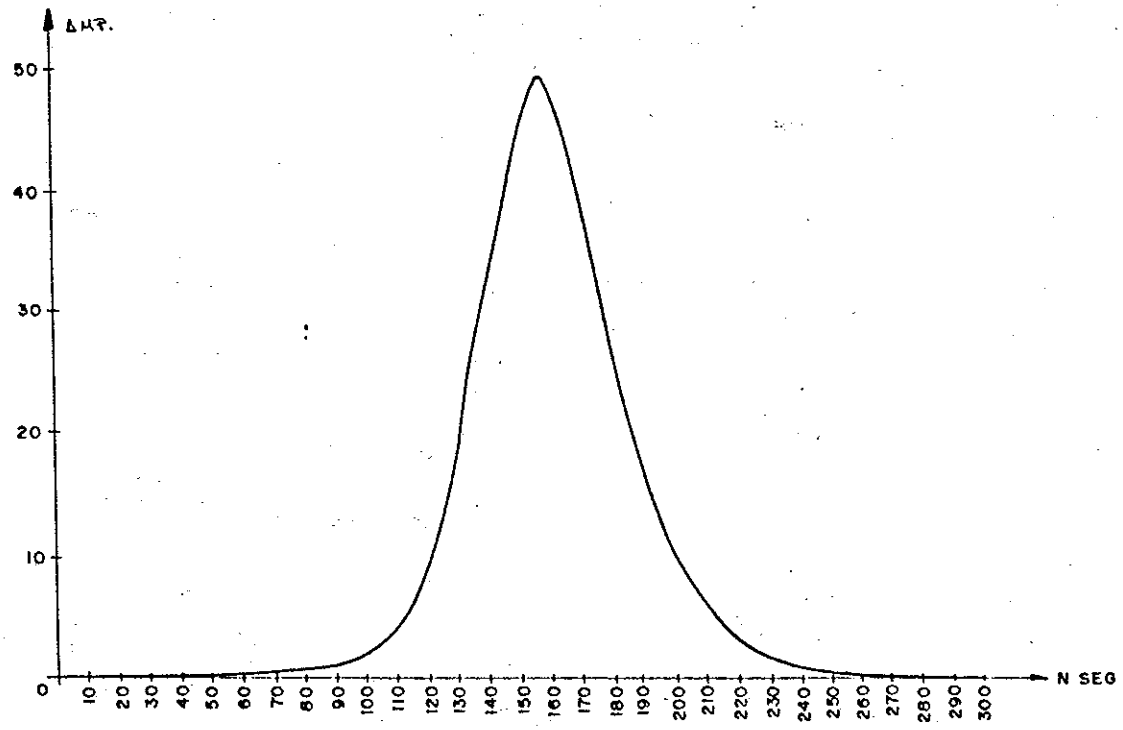

FIGURA 34. Respuesta teórica del pulso eléctrico.

TABLA VIII. Resultados teóricos y experimentales del pulso de corriente.

PARAMETRO	RESULTADOS	
	TEORICOS	EXP.
Retardo de Excitación desde el disparo del interruptor (SCR), hasta la máxima corriente pico a una tasa de repetición de 1kHz.	157 ns (fig. 34)	169 ns (fig. 35)
Máxima Amplitud pico de Corriente a una tasa de repetición de 1kHz.	50 A (fig. 34)	50 A (fig. 36)
Ancho del pulso de corriente al 50%	50 ns (fig.34)	60 ns (fig. 37)
Pico inverso de tensión	Menor a 3 V. (pag. 82)	585 mV. (fig. 38)

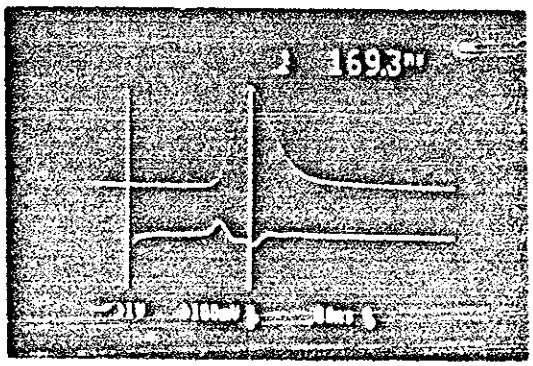

FIGURA 35. Retardo en la excitación desde el disparo del SCR hasta la máxima corriente.

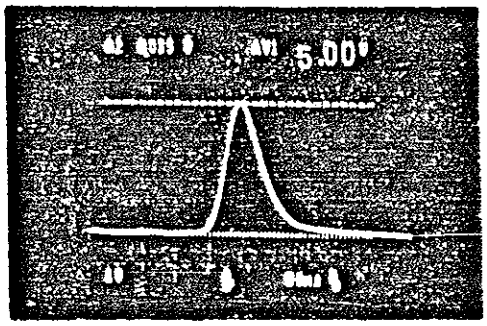

FIGURA 36. Máxima amplitud pico de corriente a una tasa de repetición de 1kHz.

Nota: La sonda de corriente proporciona 100 mV/A.

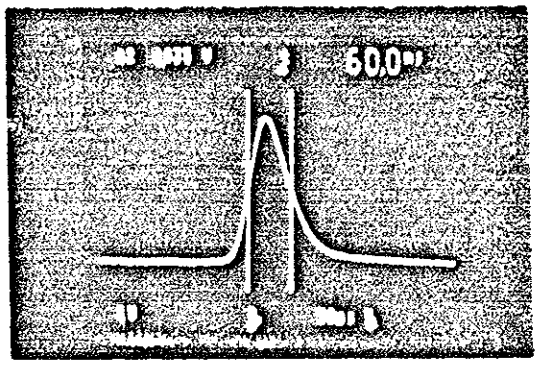

FIGURA 37. Anchura del pulso de corriente al 50%.

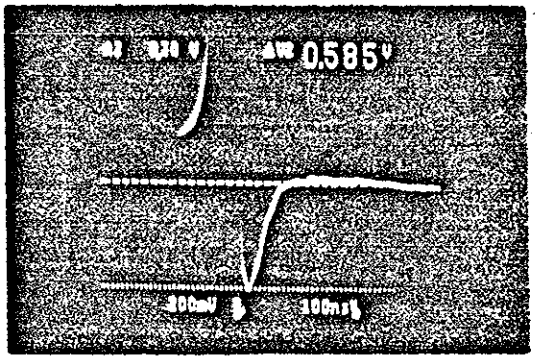

FIGURA 38. Pico inverso de tensión durante la excitación.

V.2 Estabilidad Térmica del Pulso de Corriente.

A continuación se presenta la tabla IX en donde se puede observar el comportamiento del pulso de corriente a las temperaturas de 25 y 75°C.

Los datos teóricos son tomados de la figura 39, (antes figura 32), y los resultados experimentales fueron adquiridos a una temperatura de referencia de 23.5°C, con el equipo utilizado en el punto anterior.

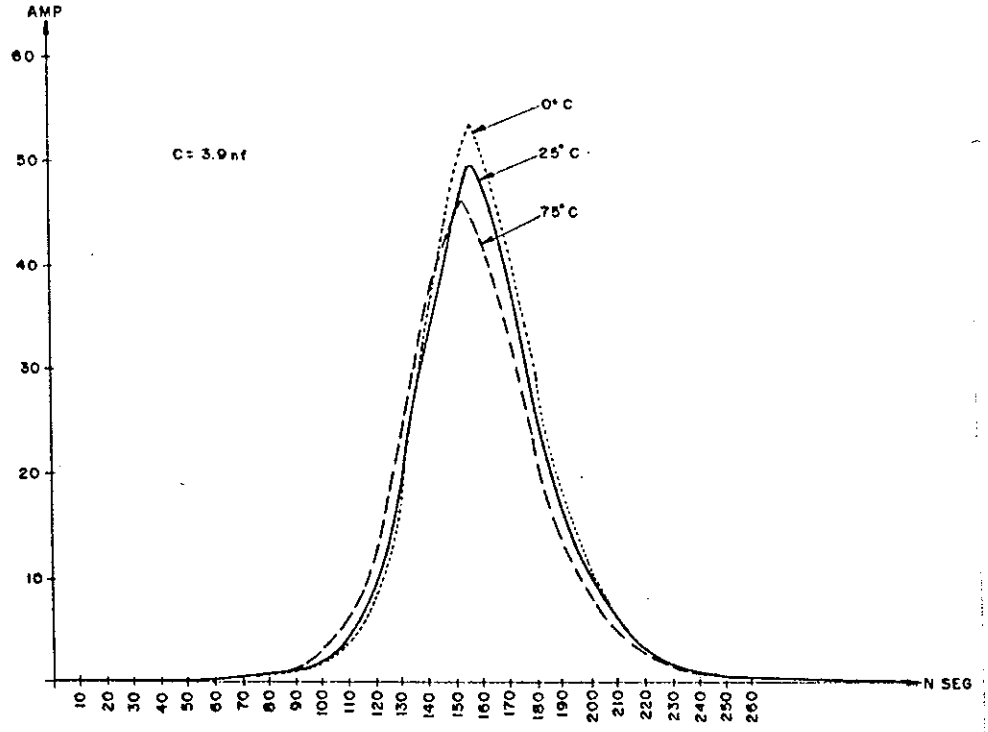

FIGURA 39. Respuesta teórica del pulso eléctrico a diferentes temperaturas de operación.

TABLA IX. Estabilidad térmica del pulso de corriente.

TEMP. °C	PARAMETRO	RESULTADOS TEORICOS	RESULTADOS EXP.
25	Cambio en la amplitud pico del pulso de corriente.	0 A/°C (fig. 39)	0 A/°C (fig. 40)
25	Cambio en la anchura del pulso de corriente al 50%	0 ns/°C (fig. 39)	0 ns/°C (fig. 41)
75	Cambio en la amplitud pico del pulso de corriente.	0.05 A/°C (fig. 39)	0.04 A/°C (fig. 42)
75	Cambio en la anchura del pulso de corriente al 50%	.001 ns/°C (fig. 39)	0 ns (fig. 43)

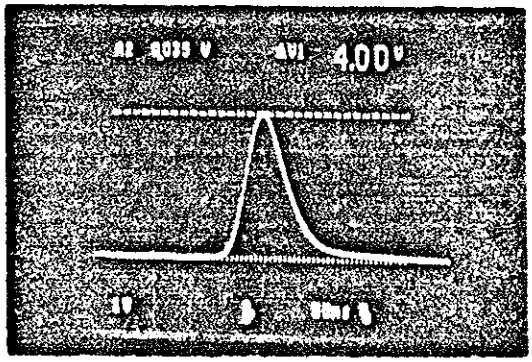

FIGURA 40. Amplitud pico del pulso de corriente a 25°C.

Nota: La sonda de corriente proporciona 100 mV/A.

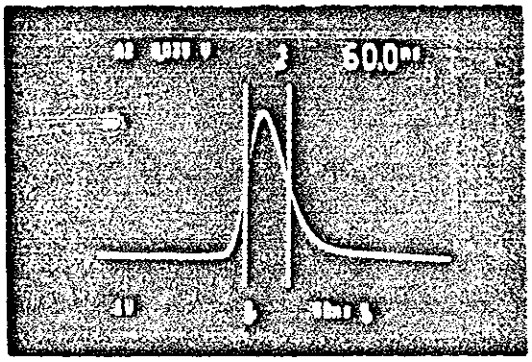

FIGURA 41. Anchura del pulso de corriente al 50% en 25°C.

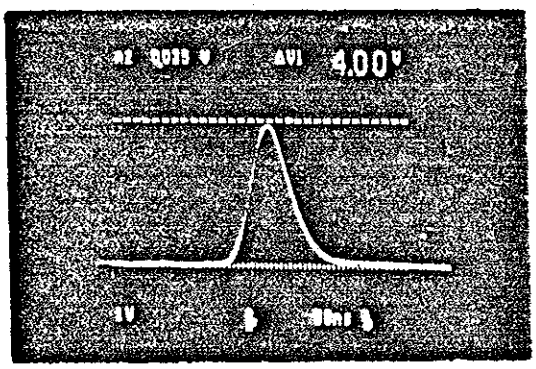

FIGURA 42. Amplitud pico del pulso de corriente a 75°C.

Nota: La sonda de corriente proporciona 100 mV/A.

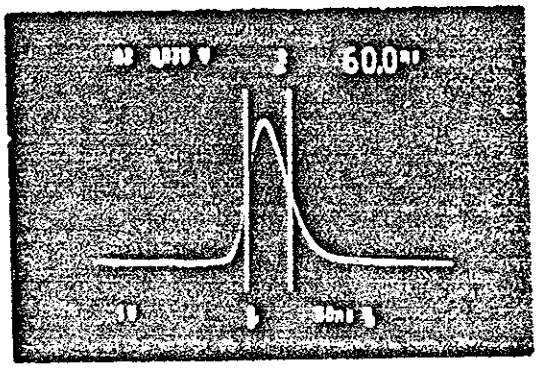

FIGURA 43. Anchura del pulso de corriente al 50% en 75 °C.

V.3 Pulso Optico.

El pulso óptico fué medido con un analizador de onda óptica Fotodyne acoplado a un osciloscopio Tektronix modelo 7854. Se obtuvieron los resultados mostrados en la tabla X a una temperatura de 23.5°C.

TABLA X. Medidas derivadas del pulso óptico.

PARAMETRO	RESULTADOS	
	TEORICOS	EXP.
Anchura del pulso óptico al 50% con un diodo láser LD67.	50 ns. (pag. 27)	41 ns. (fig. 44)
Resolución Espacial	5.0 m.	4.1 m.

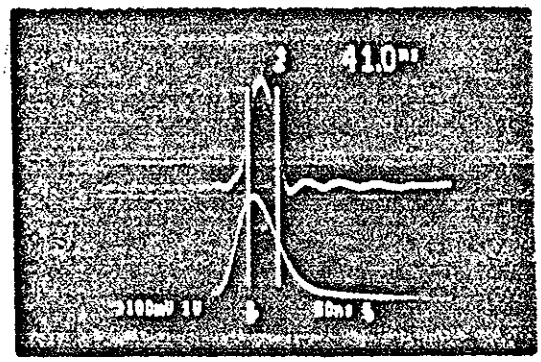

FIGURA 44. Anchura del pulso óptico al 50% utilizando un diodo láser LD67.

V.4 Aspectos Generales.

Como se planteó en el análisis teórico, la amplitud del pulso de excitación, decrece conforme la frecuencia se incrementa pero el ancho del pulso se mantiene fijo. La gráfica de la figura 45 muestra los resultados obtenidos confrontando la tasa de repetición de la excitación vs. la amplitud en corriente pico.

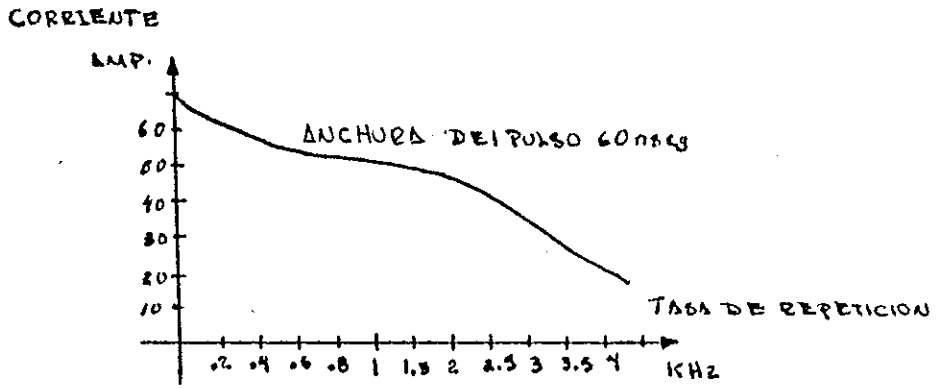

FIGURA 45. Tasa de repetición vs. Corriente pico.

El sitema fué probado satisfactoriamente sin generador de patrones aleatorios en los cuatro modos posibles de operación:

1) Manual Autónomo.

2) Manual Gobernado.

3) Remoto Autónomo.

4) Remoto Gobernado.

Sin embargo cuando el generador de patrones aleatorios fué incluido se observo una desventaja:

La amplitud de los pulsos de corriente emitidos por la fuente de excitación variaban en magnitud dependiendo de la trama utilizada, lo cual es explicado por la figura 45.

VI DISCUSION

VI.1 Discusión de Resultados.

De acuerdo a lo presentado en la tabla VIII, se puede ver que la máxima amplitud en corriente del pulso de excitación teórico, responde a un modelo que se apega excelentemente al experimento realizado. Sin embargo tanto el retardo en el suministro de energía como la anchura del pulso al 50% presentan un pequeño error debido a que como se explicó en el capítulo IV, en el desarrollo teórico no se incluyó ni la capacitancia parásita del diodo de protección contra picos de tensión inversa, ni la inductancia puesta en serie en el sendero de descarga del capacitor de almacenamiento.

No obstante, se considera que la aproximación estimada es bastante buena, y permite tener una idea clara del comportamiento del sistema, aunado a que cumple sobradamente con las condiciones de seguridad de polarización inversa.

De la tabla IX, se puede concluir que el modelo teórico predice con gran exactitud las variaciones en la amplitud y en la anchura que el pulso de excitación sufre cuando la temperatura se incrementa 50°C con respecto a la temperatura ambiente.

A pesar de que no hubo manera de someter a la FPL a temperaturas por debajo de la ambiente, se espera que su comportamiento se apegue a lo establecido en la figura 39 dada la experiencia obtenida para temperaturas por arriba de 25°C.

Cuando la FPL es utilizada con esquemas reflectométricos no diferenciales como en el caso del reflectómetro Rayleigh, es necesario tomar en cuenta que solamente la deriva en temperatura del pulso eléctrico de excitación, puede eventualmente reducir el alcance en distancia de la medición.

Así por ejemplo, supóngase que a una fibra óptica se le inyecta pulsos con una potencia óptica pico de 1 W (30 dBm), y se cuenta con un sistema de foto-recepción capaz de proporcionar una relación señal a ruido de 0dB cuando se esta recibiendo una potencia óptica de -50dBm a 25°C, al variar la temperatura a 75°C se tendrá que el pulso de excitación decaerá en razón de 0.04 A/°C lo que originará que se reciba una potencia óptica de -50.17 dBm.

Si se considera un factor de pérdidas en la retrodispersión Rayleigh de 4 dB/Km para el esquema descrito en el párrafo anterior, se tendrá un alcance de 20 Km a 25°C, pero al aumentar la temperatura a 75°C se perderán 42.5 m, lo cual es un deterioro en distancia del 0.21%.

Cuando la FPL fué utilizada con un generador de patrones aleatorios, la respuesta en amplitud del pulso de excitación varió conforme al código que se implantó. Esto es una falla grave, provocada por la poca corriente que fué capaz de manejar la FPL.

Como se sabe, la posibilidad de manejar la FPL con un generador de patrones aleatorios, no es indispensable pero se

consideró útil para futuras aplicaciones. Debido a esto no se realizaron esfuerzos por corregir el problema explicado. Sin embargo en el siguiente punto de este capítulo se propone algunas correcciones que pueden mejorar el sistema.

VI.2 Recomendaciones para la FPL.

Un defecto encontrado a la FPL, cuando se opera en forma remota es que no hay manera de saber por medio de la tarjeta de comunicaciones, qué tipo de láser se está operando y por tanto cuál es la máxima corriente permisible.

Por esta razón se propone la implantación de un puerto digital de 16 bits, activado por microinterruptores accesibles al operador con los cuales puede determinar en los seis bits menos significativos la máxima corriente que el láser en cuestion puede operar. En los siguientes cinco bits se deberá poner la corriente de umbral y en los cinco restantes la frecuencia máxima de operación (multiplicada por 100).

Es claro que la carencia principal de la FPL, es la reducida corriente que en un momento dado puede suministrar para cargar el capacitor de almacenamiento. Por lo tanto, podría pensarse en substituir el convertidor de CD a CD por uno de mayor potencia o bien utilizar algún esquema con convertidores en paralelo, lo cual parece evidente en primera instancia, pero el problema real se presenta en el SCR

empleado el cual ya ésta trabajando casi en sus límites de potencia, y sería muy difícil substituirlo por otro, dadas sus características y su buen funcionamiento exhibido.

De tal manera que lo que se recomienda es emplear dos sistemas idénticos de carga y descarga sobre un solo láser, que utilicen, por supuesto dos convertidores de CD a CD y dos SCRs por "canal", disparando cada uno con un defasamiento de 180° con respecto a la señal de entrada, como se ve en la figura 46.

De esta forma se lograría un aumento en la tasa de repetición del doble y se cumpliría en forma definitiva las necesidades planteadas por el sistema.

Sin embargo, este esquema, como se ha descrito hasta el momento, produciría un error denominado ruido de fase debido a la diferencia de tiempos de apertura entre los SCRs utilizados. Por esta razón se incluye en la figura 46 un foto-receptor el cual proporcionará una señal de sincronización de acuerdo a la emision del láser.

La salida de este foto-receptor puede ser intercambiada en un momento dado por la salida del detector de corriente mostrado en la cabeza de excitación de la figura 10, para lograr una retroalimentación más efectiva.

Una ultima recomendación para la FPL es la de utilizar un sistema retroalimentado en el manejador del convertidor de CD a CD mostrado en la figura 17, con lo cual la estabilidad y la deriva en temperatura del circuito mejorarán.

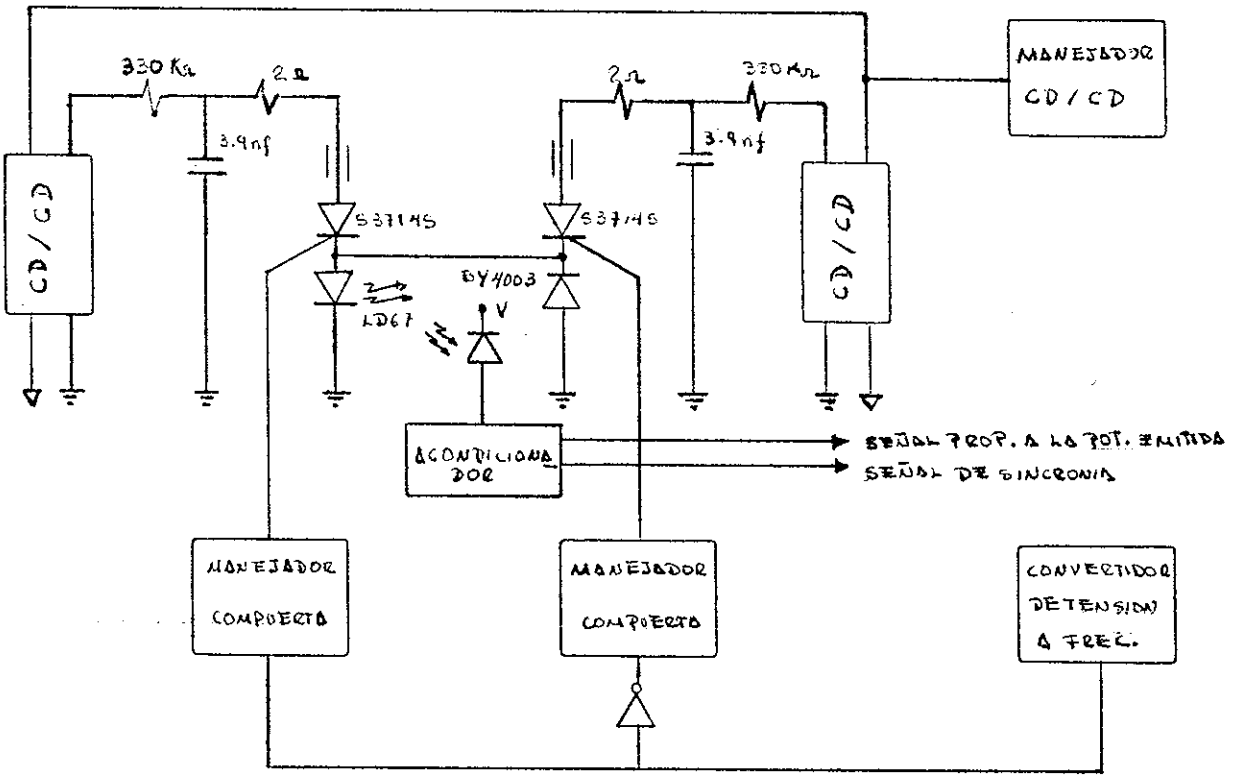

FIGURA 46. Cabeza de excitación de una FPL con doble sistema de suministro de energía sobre el láser

VI.3 Conclusiones.

Al principio del capítulo III, cuando se plantearon las necesidades de excitación, se estableció que se pretendía generar pulsos de corriente pico de 60 A con un ancho de 55 ns al 50%, sosteniendo una tasa de repetición de 2kHz, lo cual daría por resultado pulsos ópticos de aproximadamente 16 W pico con una anchura al 50% de 50 ns, pero como se puntualizó en su momento, de acuerdo a los componentes con que se contaba, sólo se pudo lograr una amplitud de 50 A con una anchura de 60 ns al 50% sosteniendo una tasa de repetición de 1kHz, lo que proporcionó pulsos ópticos de 14 Wpico con una anchura de 41 ns al 50%.

Esto pone de manifiesto que el sistema está por debajo de lo ideal en cuanto a frecuencia de excitación, sin embargo la anchura del pulso óptico resultó ser mucho mejor de lo esperado y la potencia pico se encuentra muy próxima al límite máximo.

Por otra parte al reducirse la anchura del pulso óptico, la resolución espacial que se obtiene al inyectar el pulso de luz en alguna fibra, se puede mejorar con respecto a la teórica planteada por 0.9 metros como se puede concluir de la tabla X.

APENDICE I DIAGRAMA FINAL DE LA FPL.

En la siguinte figura se muestra el diagáma eléctrico total de la FPL.

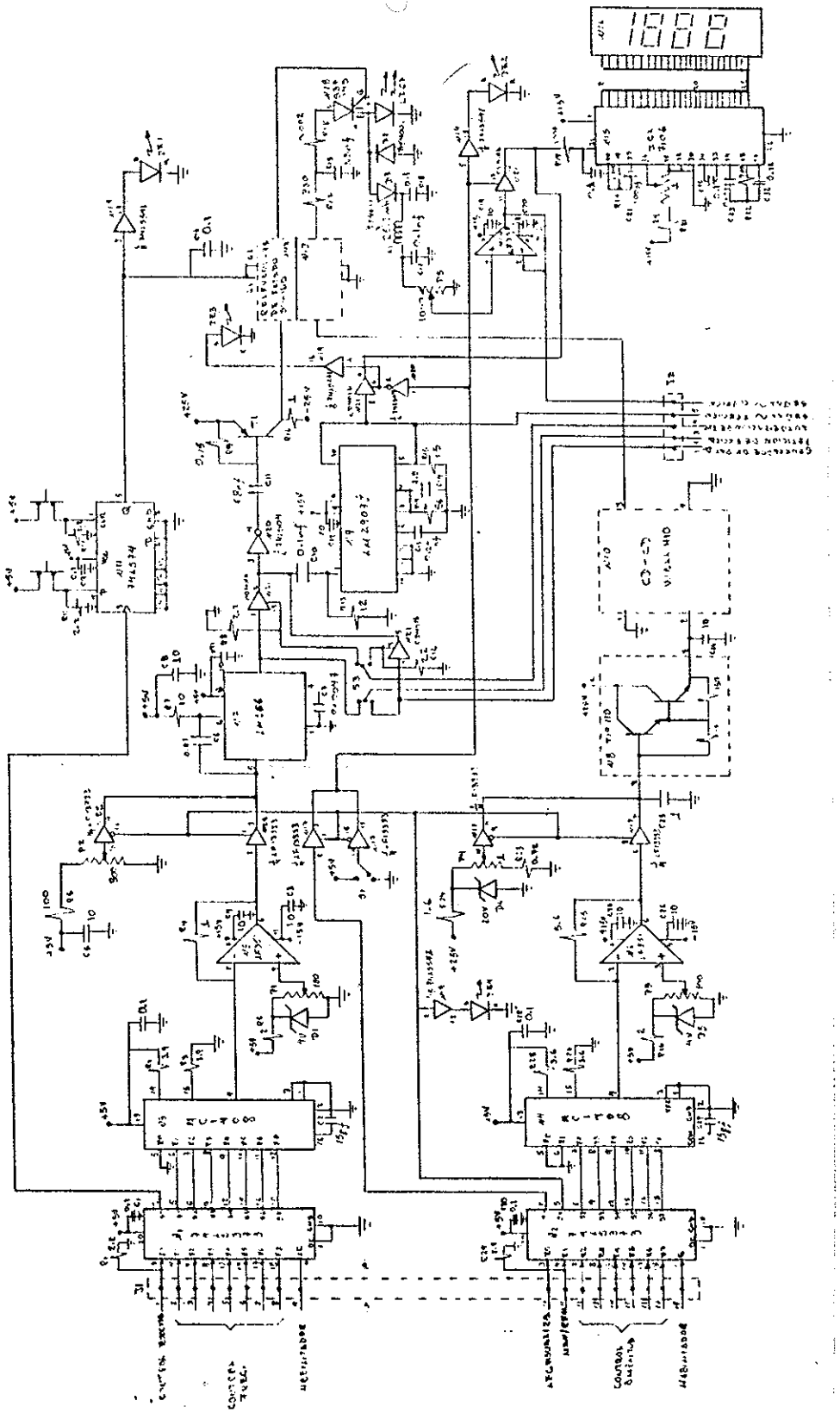

FIGURA 47. Diagrama final de la FPL.

APENDICE II. RODT RAMAN.

En el presente apéndice se describirá en forma somera ciertas partes de la electrónica que se realizaron para la elaboración de un sensor distribuído de temperatura por fibra óptica aprovechando la fuente pulsada de láseres descrita a lo largo de este trabajo.

Para poder empezar con la explicación es nesesario presentar las siguientes consideraciones:

Al incidir luz sobre un material ocurre dispersión; una fracción de la luz dispersa presenta un desplazamiento en frecuencia. Este recorrimiento corresponde a modos vibracionales (ópticos) del material, que se explican en base a la modulación de la constante dieléctrica (o polarizabilidad) por los modos vibracionales, resultando en una acción que "bate" a la radiación de entrada y a los modos ópticos para producir suma y diferencia de frecuencias.

De esta manera cuando se inyecta un pulso de luz dentro de una fibra óptica con la suficiente potencia, se pueden apreciar tres retrodispersiones: la Rayleigh en la misma longitud de onda que la señal emitida, la retrodispersión Stokes que está por arriba de la longitud de onda emitida y la retrodispersión antiStokes que está por debajo de la longitud de onda emitida. (Las dos ultimas retrodispersiones forman al efecto Raman.)

La relación de potencias de las retrodispersiones Raman Stokes y antiStokes, recorridas en longitud de onda con respecto a la señal fundamental $\pm\lambda_c$ está dada por:

$$R(T) = (\lambda_s/\lambda_a)^4 \exp(-hc/\lambda_c kT)$$

donde: λ_a y λ_s *son las longitudes de onda dispersadas*

h *es la constante de Planck.*

k *es la constante de Boltzman.*

c *es la velocidad de las luz.*

T *es la temperatura absoluta de la sección retrodispersadora de la fibra.* [Dakin 1985]

De lo anterior se deduce que un reflectómetro Raman es un sensor distribuido de temperatura y de la ecuación anterior se infiere que la relación "Raman" no es afectada por cambios en la potencia del láser, ni por problemas en la inyección, ni por la geometría de la fibra, ni por dispersión y captura. Esto únicamente altera la intensidad absoluta y por tanto la relación señal a ruido del sistema.

Como este reflectómetro proporciona dos salidas retrodispersadas, en diferentes longitudes de onda, es necesario separarlas del haz de luz fundamental que regresa al punto de inserción. Esta acción se puede lograr de muchas maneras pero una de las más usuales es por medio de hacer incidir el rayo de retorno sobre una rejilla de difracción en donde la luz se difracta en un ángulo que depende de la

longitud de onda incidente, para que los nuevos rayos resultantes se colimen y enfoquen hacia un par de foto-receptores, que los convertirán en señales eléctricas, las cuales serán posteriormente amplificadas y logaritmizadas, para despues restarlas y sacar el antilogaritmo, lo cual dará el cociente Raman.

Dado que después de logaritmizar las señales eléctricas provenientes de las retrodispersiones Stokes y antiStokes, estas son restadas, a este tipo de reflectómetro se le conoce como un diferencial de detección.

Este sensor distribuido es una técnica novedosa para medir temperatura y presenta las ventajas de ser distribuido, de ser aislante y de no manejar corrientes eléctricas, por lo que es inmune al ruido electromagnético.

Diversos reportes dan a conocer sus diferentes aplicaciones y entre las más importantes se encuentran las siguientes:

-Monitoreo de temperatura en líneas de poder, transformadores, plantas químicas, refinerías de petróleo, minas de carbón. [Barriis. 1986]

-Alarmas contra incendio, monitoreo y control de sistemas de refrigeración, monitoreo de túneles, detección de fugas en tanques de gas líquido, gradientes de temperatura en el océano y en el aire, perfiles de temperatura de flujo de líquidos, perfiles de temperatura de diferentes superficies. [Anon. 1988].

-Medición de temperatura en turbinas, reactores nucleares, almacenes etc. [Stierlin 1987].

En la figura 48 se muestra el modelo de un RODT Raman, el cual funciona de la siguiente manera:

La fuente pulsada (FPL),excita un laser semiconductor, de tal modo que éste emite pulsos angostos de luz a diferentes potencias y tasas de repetición. Estos pulsos luminosos son inyectados dentro de la fibra. Luego se hace pasar la señal retrodispersada por un acoplador direccional que la envía hacia una rejilla de difracción, que separa las señales de diferente longitud de onda, de tal manera que la señal Stokes entra a un canal de foto-recepción y la señal antiStokes entra al otro canal.

Cada foto-receptor transmite su señal hacia una etapa de amplificación, para despues ser logaritmizada y restada con la del otro canal, dando un resultado que será filtrado y convertido de analógico a digital y posteriormente procesado para mejorar su relación señal a ruido.

Después del proceso digital, la señal es presentada periódicamente en un tubo de rayos catódicos, en donde se podrá ver en forma directa la envolvente de las contribuciones de cada punto de dispersión en la fibra, que se pueden interpretar como una relación entre distancia y magnitud, lo cual define el perfil térmico de la fibra en cuestión.

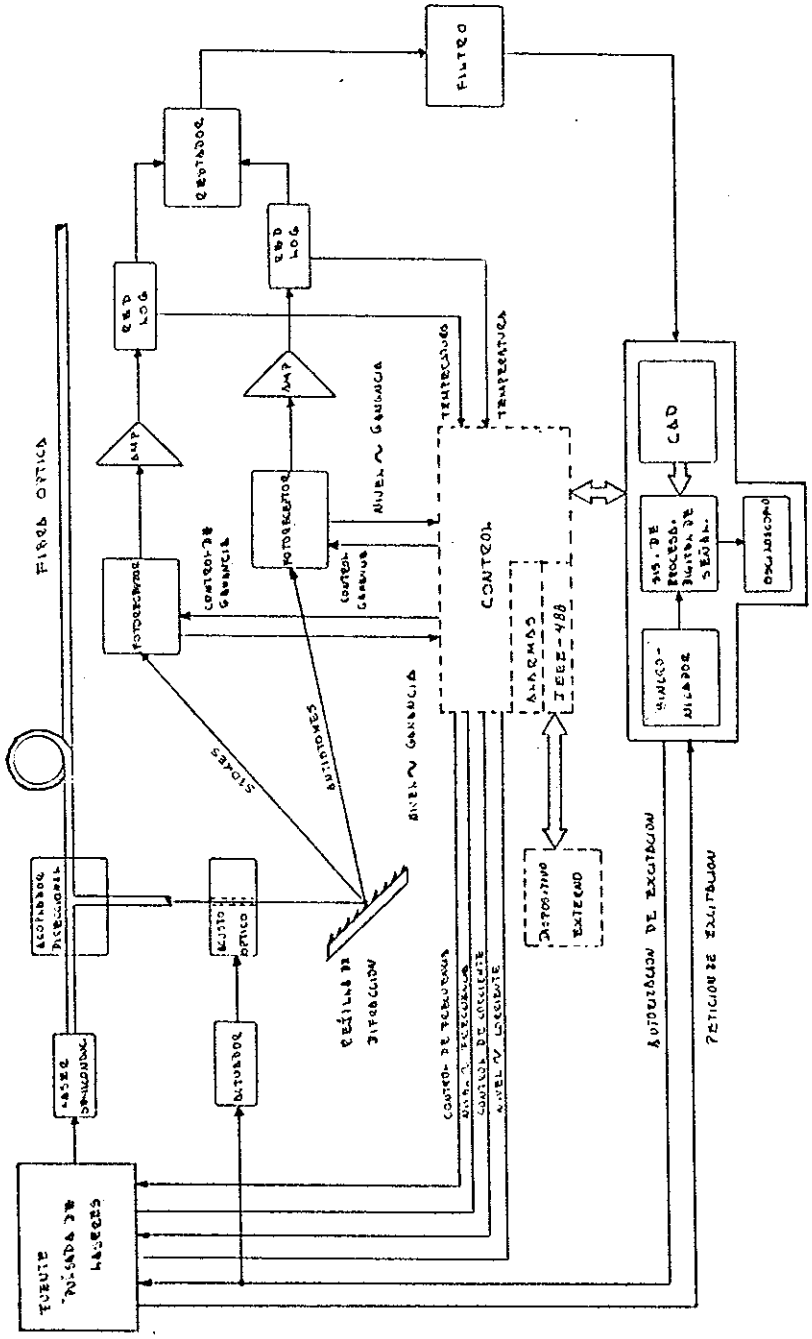

FIGURA 48. RODT RAMAN.

Como la inyección de la luz dentro de la fibra no es en forma contínua sino pulsada, solo en ciertos momentos habrá señal de retrodispersión, por eso es necesario la inclusión del bloque de sincronización, dado que éste debe autorizar una petición de excitación de parte de la FPL, justo en el momento en que el sistema de procesamiento esté listo para capturar nuevos datos.

La reflexión Fresnel a la entrada de la fibra es de varios órdenes de magnitud por arriba de las señales Stokes y antiStokes y no obstante que en la rejilla de difracción, su participación en el haz retrodispersado es separada de las señales de interés por medio de difractarla en un angulo que no le permite incidir en ninguno de los foto-receptores, efectos parásitos pueden hacer una gran perturbación en ellos. Por tal razón es necesario desviar el haz incidente en la rejilla justo al principio del proceso, cuando se presenta la reflexión Fresnel. Esto se logra activando un deflector acusto-óptico, el cual suprimirá la incidencia de luz en la rejilla de difracción cuando la línea de autorización de excitación apruebe la emisión del láser. Pasado un breve tiempo, el haz se vuelve a centrar en la rejilla y los foto-receptores actúan sin peligro de saturación.

Hasta el momento se ha descrito el esquema básico reflectométrico Raman. Sin embargo el esquema completo consta de varios bloques más los cuales se presentan en la figura 48

enmarcados en cuadros punteados y cuya función es la siguiente:

una vez que se tiene el esquema básico, es necesario comunicarlo con el exterior para que pueda haber una forma de despliegue más adecuada y un mayor procesamiento. Para esto el esquema completo cuenta con una interfaz IEEE-488, que puede por ejemplo acoplar el sistema con una computadora personal, o con algún dispositivo inteligente.

Ahora, dado que el reflectómetro tiene una gran diversidad de sistemas, es necesario contar con un control inteligente que pueda actuar por sí mismo o dirigido por algún medio externo que monitorice y fije parámetros a lo largo del proceso. De esta manera el controlador puede ajustar la frecuencia y la magnitud de la excitación del láser, así como la ganancia de cada uno de los foto-receptores. Cuenta además con varias entradas por donde se le introducen niveles proporcionales a la frecuencia y amplitud del pulso de excitación, así como la tensión de polarización de los foto-receptores, lo que permite cerrar el lazo de control.

Por otro lado, el control monitorea la temperatura de las redes logarítmicas y puede corregir los datos manipulados en el bloque de procesamiento.

Dado que el sistema de control es de lazo cerrado, éste se percata inmediatamente de algún problema cuando ordena que se ajuste una variable a cierto valor y ésta no se modifica adecuadamente; entonces señala la condición de falla por medio

de un cuadro de alarmas o eventualmente puede parar el proceso si considera que el daño es peligroso para el equipo.

En el presente trabajo se elaboró todo el esquema electrónico del Reflectómetro Raman básico, el cual se puede dividir en tres grandes cuadros:

1) La fuente pulsada de láseres (FPL).

2) La foto-recepción y el acondicionamiento de la señal.

3) El procesamiento digital

De estos rubros, el primero ya se desarrolló ampliamente a lo largo del trabajo, así que en los siguientes apéndices solo se dará una explicación descriptiva de los dos últimos puntos.

APENDICE III. FOTO-RECEPCION Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL.

En el diagrama a cuadros de la figura 49 se puede ver que la señal de entrada Stokes es introducida a un fotodiodo de avalancha (APD), al cual se polariza con un convertidor de CD. a CD., dado que la potencia óptica para la cual se diseñó (-50 dbm) requiere de polarizaciones entre 80 y 140 V, para obtener un factor de multiplicación "M" óptimo. La corriente proporcionada por el APD es introducida a un amplificador de transimpedancia para posteriormente amplificar la salida de éste por circuitos de banda ancha; la salida de estos amplificadores está acoplada en C.A., por tanto se debe dar un nivel de C.D. a la señal que proporcionan para poder ser logaritmizada por una red logarítmica.

El circuito encargado de suministrar el nivel de C.D. es un control automático de nivel, el cual eleva la señal de entrada de tal manera que ésta aparezca siempre positiva y partiendo de cero, para ser introducida a la red logarítmica. Esta proporcionará una mayor atenuación a las partes de la señal de mayor amplitud que a las de niveles cercanos a cero, por lo que es indispensable volver a amplificar.

Lo descrito hasta el momento es idéntico para el canal que procesa la señal antiStokes, con la salvedad de que por naturaleza las señales Stokes y antiStokes son inversas, así que al ser procesadas e introducidas simultaneamente a un sumador realmente se tiene la diferencia de las dos. El objeto

de logaritmizar y restar los dos canales de recepción es obtener el cociente de las dos señales y así trabajar con una relación de potencias Raman que es función de la temperatura y que tiene grandes ventajas, como se explicó en el apéndice anterior.

Debe notarse que al efectuarse la substracción, nuevamente se tendrá una señal atenuada, por lo que hay la necesidad de volver a amplificarla antes de filtrarla para que pueda salir hacia el convertidor analógico digital con una adecuada magnitud.

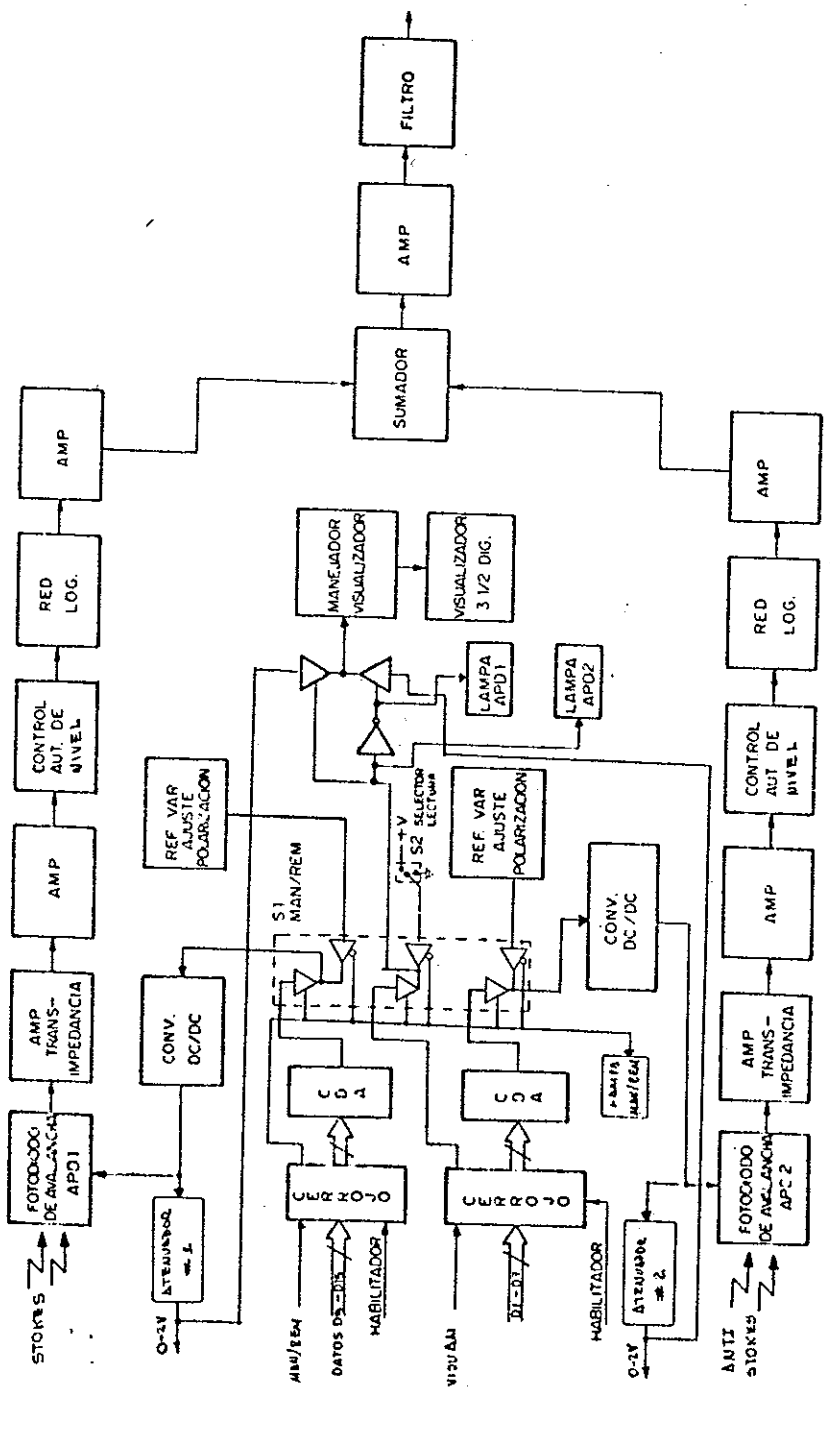

FIGURA 49. Diagrama a cuadros del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.

La parte central de la figura 49 contiene el mecanismo mediante el cual el sistema se maneja en forma manual o remota, para lo cual se cuenta con un puerto digital de 16 bits conformado por un par de cerrojos octales que tienen acopladas sus entradas digitales al ducto de datos de una tarjeta controladora y sus respectivos habilitadores al sistema de decodificación de dicha tarjeta.

Para que la tarjeta controladora pueda hacer un diagnóstico del sistema, es necesario enviarle señales analógicas provenientes de la polarización de los APDs. Para esto se aprovechan las salidas de los atenuadores #1 y #2 que proporcionan una salida escalada de 0 a 2 V.

No obstante que los pulsos ópticos emitidos por la FPL tienen una duración de 41 ns al 50%, y por tanto las componentes espectrales promedio de los pulsos eléctricos conformados en los APDs serán del orden de los 25 MHz, el sistema se especificó para tener una anchura de banda de 50 MHz, con el objeto de trabajar siempre en la región plana de los amplificadores.

La respuesta en frecuencia teórica de todo el sistema de foto-recepción está graficada en la figura 50 junto con los resultados experimentales obtenidos. En la tabla XI se puede observar el comportamiento del ruido cuando los foto-receptores son polarizados en forma óptima para diferentes potencias ópticas.

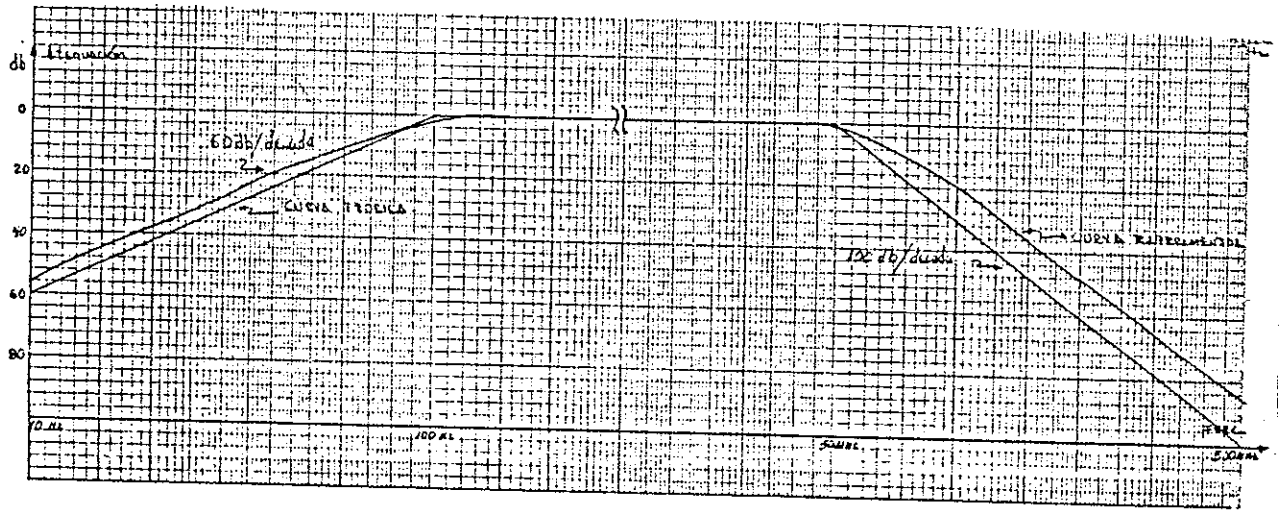

FIGURA 50. Respuesta en frecuencia a la salida del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.

Nota: Los resultados tabulados en las tablas XI y XII son de utilizar solamente un canal de entrada de foto-recepción.

TABLA XI. Ruido y Polarización del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.

TEMP. °C	POT. OPT. dBm	POLARIZA TEORICA. Volts	RUIDO TEO MAXIMO. mVrms	RUIDO EXPERIMEN mVrms
25	-45	140	16.37	16.18
50	-45	139	14.45	12.81
25	-55	151	16.37	15.00
50	-55	148	14.45	10.92

En la tabla XII se ofrece los valores de la señal de salida obtenida para diferentes potencias ópticas y temperaturas de operación. Asi mismo se muestra la relación señal a ruido a la salida, considerando los resultados de ruido expuestos en la tabla XI.

TABLA XII. Relación señal a ruido.

TEMP. °C	POT. OPT. dBm	POLARIZA DEL APD. V	RUIDO TEO. MAX. mVrms.	RUIDO EXPERIMEN mVrms	S/N TEO 10LOG(S^2/N^2_{rms})	S/N EXP 10LOG(S^2/N^2_{rms})
25	-45	140	16.37	16.18	12.3	12.48
50	-45	139	14.45	12.81	12.0	12.73
25	-55	151	16.37	15.00	0.7	1.41
50	-55	148	14.45	10.92	0.3	2.08

A continuación se presenta el diagrama eléctrico del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.

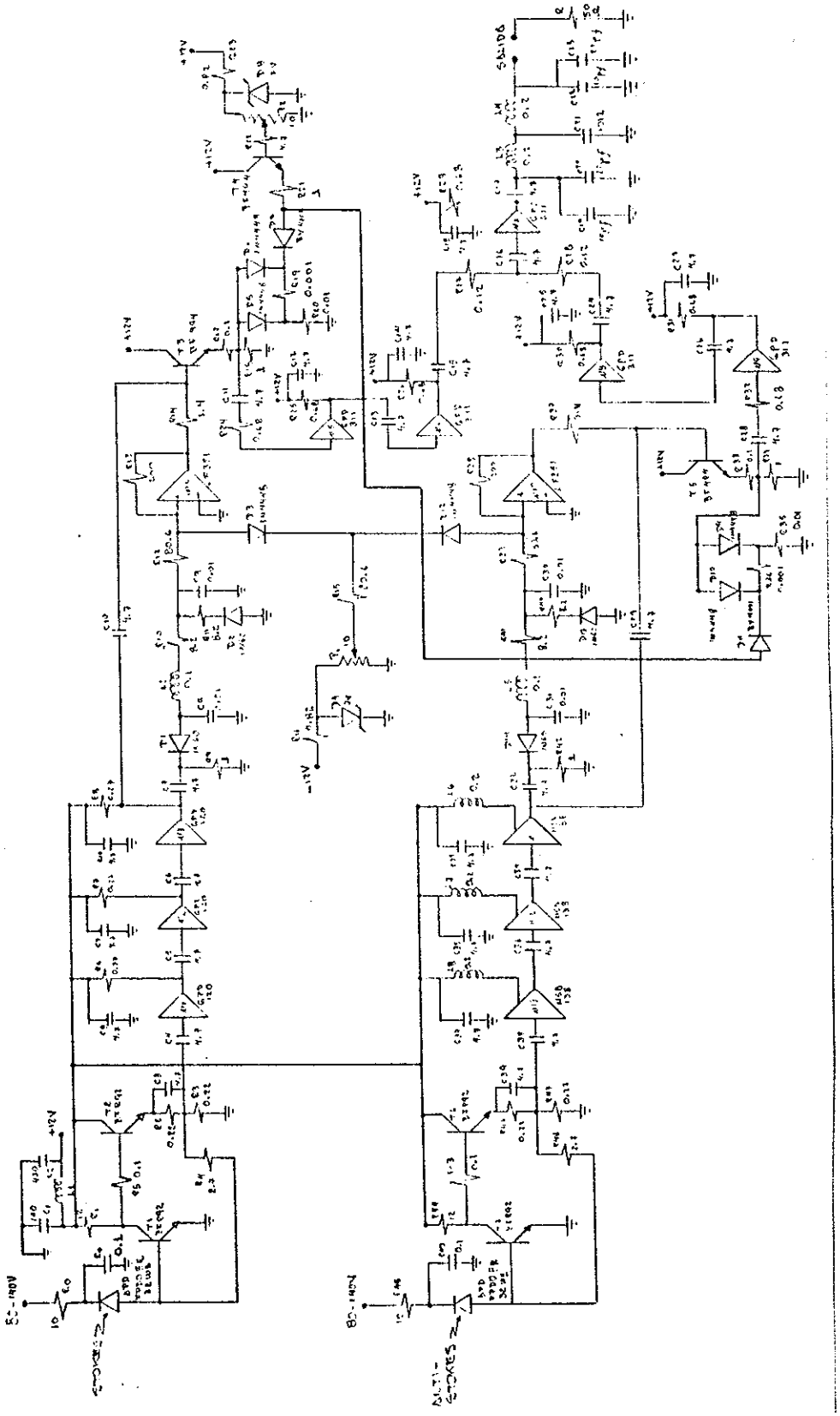

FIGURA 51. Diagrama eléctrico del sistema de foto-recepción y acondicionamiento de señal.

APENDICE IV. PROCESAMIENTO DIGITAL.

Debido a la baja relación señal a ruido que se obtiene a la salida del sistema de foto-recepción y procesamiento cuando se está recibiendo una potencia óptica muy pobre (no obstante que ésta es amplificada y filtrada), es necesario reducir el ruido en que se encuentra sepultada la señal, lo cual no puede hacerse por medio de filtrado analógico de alto orden puesto que las componentes espectrales del ruido (aproximadamente blanco) se encuentran en la banda de la señal. Es por esta razón que se pensó en desarrollar un sistema que fuera capaz de reducir el ruido sin degradar la señal.

El punto de partida para lograr tal efecto, es el considerar el ruido como una señal incoherente y suponer que la señal de entrada es periódica, lo cual no es del todo cierto si consideramos que ésta es modulada en amplitud por la temperatura a lo largo de la fibra, sin embargo si la temperatura la consideramos como una variable lenta, en cierto intervalo de tiempo se puede suponer que la señal de entrada efectivamente no cambia en forma apreciable entre un barrido y otro.

De esta manera se decidio el método de promedación en el tiempo, el cual consiste en sumar señales sucesivas simultaneamente, así que la señal se adiciona en forma coherente, mientras que el ruido tiende a promediarse debido a su incoherencia.

Las referencias [Diebold. 1977], [Ernst. 1965], [Blankenship. 1978], [Horiguchi 1984] establecen que cuando se utiliza promediación en el tiempo, la relación señal a ruido se incrementa proporcionalmente a la raíz cuadrada del número de barridos que se tomen.

Por otro lado es deseable que el sistema de promediación, dado el compromiso existente entre tiempo-número de promedios, sea capaz de proporcionar diferentes promedios en un intervalo de 1 a 65000 y desplegar la señal resultante mediante un convertidor digital analógico, o bien transfiera los datos digitales que conforman la señal promediada a otro sistema capaz de procesarlos o simplemente los transfiera a un sistema que los maneje, como puede ser una computadora.

Dado que la anchura de banda que debe tener el adquisidor es de 50 MHz, se pensó en utilizar un convertidor analógico digital de tipo ráfaga, sin embargo el costo de éstos aumenta con respecto al incremento en la tasa de muestreo, asi que se utilizó uno de frecuencia de muestreo igual a 20 MHz y tiempo de captura de 60 ps, lo cual aparentemente debe restringir la anchura de banda de la señal de entrada a no más de 10 MHz.

Lo anterior parece contradictorio en el sentido que se quiere muestrear 50 MHz con una tasa de repetición de 20 MHz, puesto que el teorema de muestreo de Shannon [Abdul. 1977], establece que para que una señal pueda ser reconstruída debe ser muestreada con tasa de al menos el doble de la componente espectral más alta de la señal. Para solucionar este problema

se empleó el método que acontinuación se describe:

Supóngase que se tiene la señal repetitiva de entrada que se muestra en la figura 52a la cual es muestreada con una frecuencia de periódo T; ahora, si se mantienen fijos los instantes de muestréo con respecto al origen, pero se desplaza la señal un tiempo τ como se ve en la figura 52b, se tiene por resultado que la señal se ha muestreado adelante un tiempo τ de la señal original (mostrada en la figura 52a). Si se escoge τ de manera que sea una fracción entera de T, entonces despues de un número entero de desplazamientos τ se volverá a muestrear la señal en los mismos puntos en que se muestreó la primera; lo anterior puede verse en las figuras 52a - 52e.

Nótese que cada vez que la señal se retarda con respecto a la inicial un tiempo τ, el muestreo toma puntos de la señal adelantados con respecto a la señal no retardada. Así que si de alguna manera cada vez que se retardara y se muestreará la señal, se guardáran los datos, estos se podrían ordenar de tal manera que equivaliera a haber muestreado la señal con una frecuencia de periódo τ, como se puede apreciar en la figura 52f.

En el caso particular de este trabajo, se nesecitó para poder muestrear una señal de 50 MHz una tasa de muestreo de 100 MHz, y como el convertidor empleado corre a 20 MHz entonces se necesita retardar 5 veces la señal un tiempo de 10 ns, para poderla reconstruir.

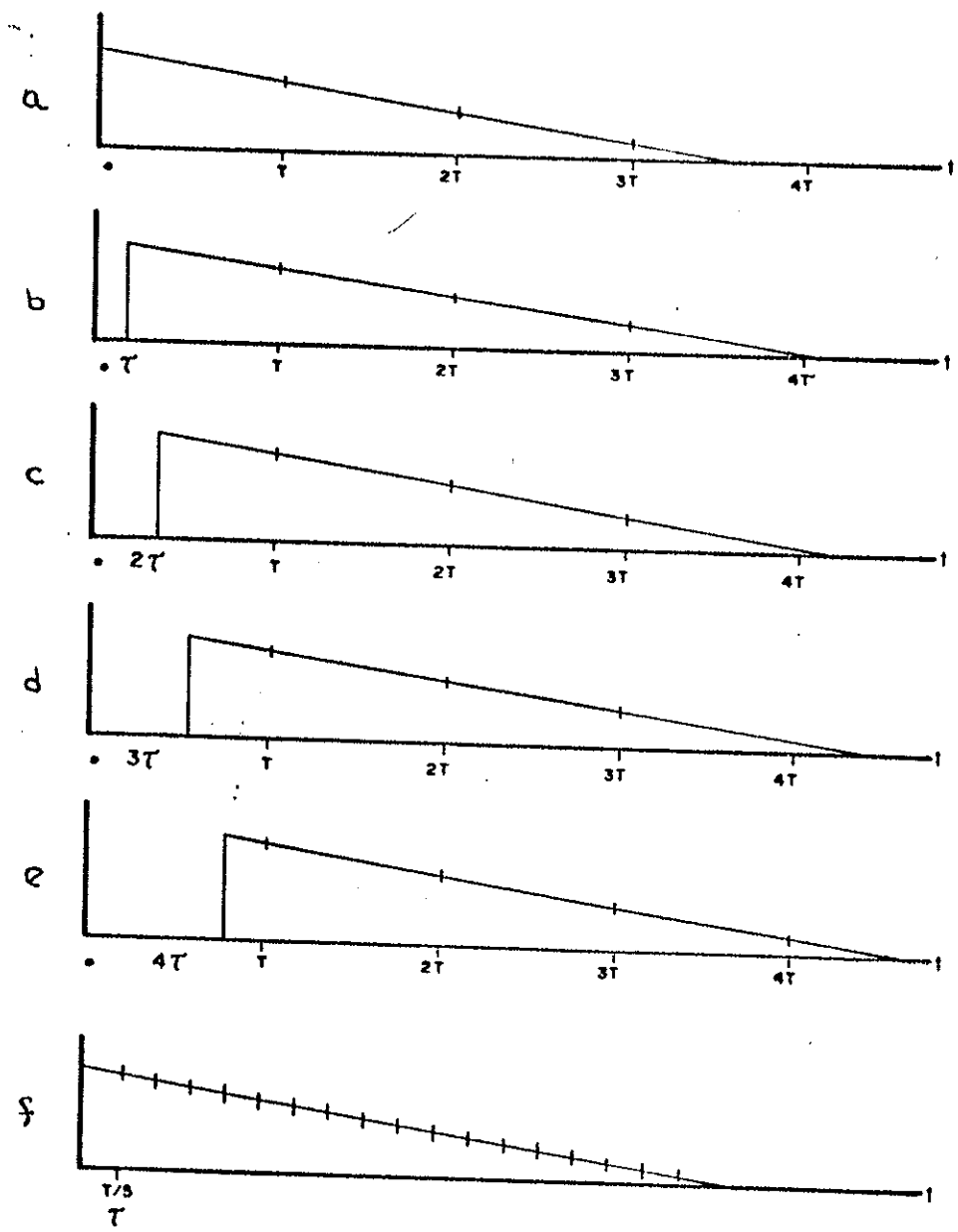

FIGURA 52. Muestreo secuencial en el tiempo

Para resolver lo planteado hasta el momento se propuso un esquema como el mostrado en la figura 53, en donde se puede ver que un sistema con arquitectura de microcomputadora, maneja por un lado un periférico que es el adquisidor y que tiene dos puertos, uno por donde fluyen los datos y otro por donde se envían los mandos de control. Por otro lado el sistema está provisto de una interfaz para comunicarse con una tarjeta de control que puede tener un ducto IEEE-488 para sacar o tomar datos y mandos del exterior.

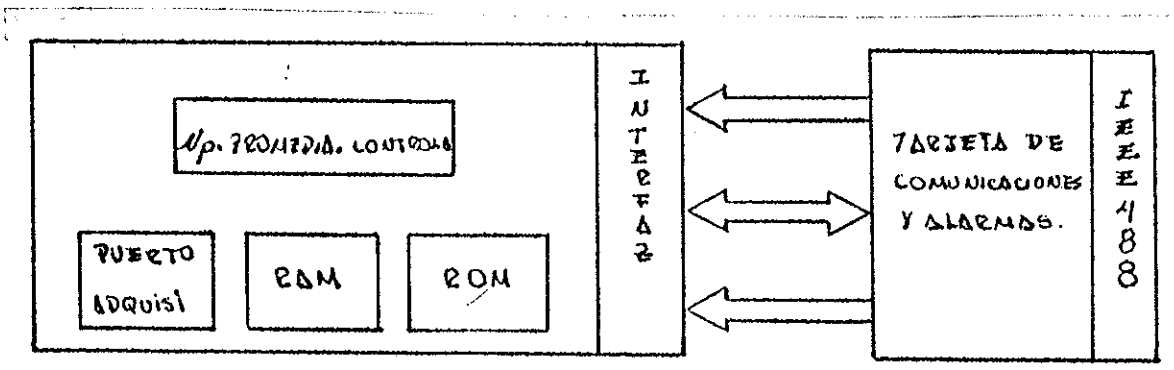

FIGURA 53. Módulo propuesto para el sistema promediador-adquisidor.

Para comprender mejor el funcionamiento del adquisidor se hará la siguiente explicación en base al diagrama a cuadros de la figura 54:

Como ya se estableció con anterioridad, el adquisidor es un periférico que realiza un número dado de tareas autónomamente en el momento en que el procesador central se lo autorice, e interrumpirá a éste únicamente al terminar su labor; es en este instante cuando el procesador central podrá acceder al periférico para extraer la información que éste ha elaborado, dejándolo listo para que comience nuevamente con sus tareas. De esta manera el adquisidor tendrá tres posibles estados:

- Estado de Adquisición.
- Estado de Acceso por el Procesador Central.
- Estado de Asignación de Condiciones Iniciales (Reset).

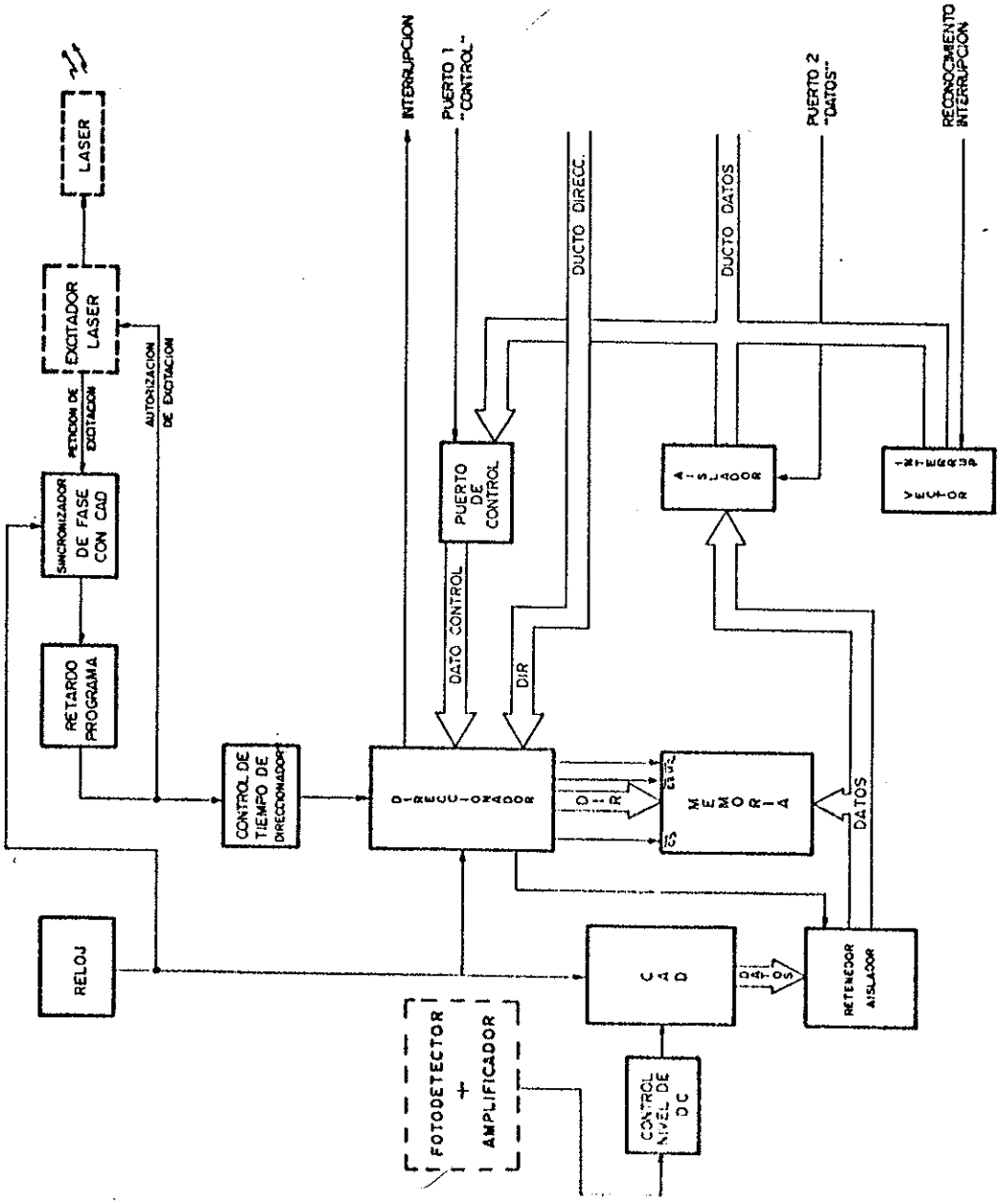

FIGURA 54. Diagrama a cuadros del adquisidor

Estado de Adquisición:

Para colocar en éste estado el adquisidor, es necesario que el procesador escriba una palabra clave en el puerto de control, que dará como resultado que el bloque que se encuentra a la salida del CAD en la figura 54, funcione como retenedor y que el direccionador genere autónomamente las direcciones en las que se guardarán los datos. El funcionamiento global del sistema cuando se encuentre en este estado es el siguiente:

El excitador del láser, por medio de su línea de petición de excitación le hará saber al sistema que se encuentra listo para activar el láser; dicha activación debe ser sincronizada con la fase de "Muestreo" del convertidor, con el objeto de que el principio de la emisión del láser esté referida al principio de esta fase. Tal sincronía se logrará en el bloque denominado sincronizador de fase, de aquí la "petición de excitación" ya sincronizada será introducida a un sistema de retardo, que envía la autorización de excitación al activador del láser, para que se comience a emitir.

Debe hacerse notar que el sistema de retardo es programable, es decir que tiene la capacidad de cambiar su retardo de propagación en el instante que se desee, de esta manera si cada véz que se tiene una petición de excitación se autoincrementa el retardo de propagación, se puede lograr el

efecto planteado en parrafos anteriores para muestrear señales periódicas que contienen componentes espectrales de mayor frecuencia que la tasa de muestreo.

Como ya se estableció el incremento en el retardo debe ser de 10 ns, para que con cinco señales muestreadas a 20 MHz y retardadas cada una de ellas en forma progresiva se logre el efecto de parecer haberla muestreado a 100MHz. En este momento debe ser evidente que la fase de Muestreo del convertidor que coincide con la petición de excitación es la referencia sobre la cual se retardará la señal de entrada al CAD. Recuérdese que aunque el pulso que emite el láser es del orden de los 50 ns de anchura, la señal que se tiene a la entrada del convertidor es la producida por la retrodispersión en la fibra de dicho pulso, la cual para un kilómetro de fibra tiene una duración aproximada de 10 μs y se repetirá cada vez que se excite el láser.

Entonces si el convertidor corre a 20MHz, en 10 μs puede tomar 200 muestras de la señal, después de un tiempo se produce otra petición de excitación y se vuelve a sincronizar todo el sistema pero con un retardo adicional de 10 ns y así sucesivamente hasta muestrear 5 señales que producirán 1000 puntos.

Es imposible que durante los 10 μs en los que se estará muestreando la señal se suscite una petición de excitación puesto que la tasa de repetición del excitador del láser es de 10 kHz como máximo, lo cual da un periódo de 100 μs.

Nota: Como se sabe, el excitador del láser y el láser no son parte del módulo de adquisición sin embargo son manejados por éste, razón por la cual sus bloques en la figura 54 aparece en forma punteada.

Hasta el momento se ha explicado la parte del sistema que sincroniza y retarda la señal; ahora, como ya se dijo, el convertidor vera una señal a su entrada justo después que el bloque de retardo programable en la figura 54, emita una señal de autorización de excitación, empero, pasados 10 μseg el convertidor seguira muestreando y arrojando datos, razón por la cual se tiene un bloque que controla el tiempo de direccionamiento para que éste active al direccionador de memoria solamente durantes los 10 μseg que durará la señal de entrada y de esta manera se aproveche mejor la memoria.

El bloque de direccionamiento, producirá una dirección por cada dato que emita el CAD y le indicará al retenedor cuánto tiempo debe sujetarlo para completar un ciclo de escritura. Es en este bloque en donde se generan además las señales de selección de memoria "$\overline{CS}$" y escritura "$\overline{WR}$" para que la memoria se llene adecuadamente, así como la señalización que es tan solo un subsistema que graba en la memoria la palabra FF Hex, cada vez que se tenga el principio de la conversión de una señal de entrada. Esto es con el objeto de marcar en la memoria en dónde comienzan las 200 muestras de cada una de las cinco señales adquiridas.

El direccionador genera 1024 direcciones comenzando en la cero 00 Hex. y justo al llegar a la 1024, emitirá una señal de interrupción para avisar al procesador central que ha terminado con su labor de adquisición y que tiene atrapadas en su memoria cinco bloques de 200 datos marcados en su inicio con el numero FF Hex.

La programación del procesador central está hecha de tal manera que siempre que el periférico de adquisición lo interrumpa, sea inmediatamente atendido.

Como el procesador es un μp 8086, cuando es interrumpido, envía una señal de reconocimiento de interrupción "INTA", en el instante en que está listo para atender al periférico. Es justo en este momento que el adquisidor envía por medio del ducto de datos un número binario, generado en el bloque "vector de interrupción", con el objeto de marcarle al procesador central a que rutina de atención tiene que saltar para atender la interrupción.
Dichas rutinas se diferencian en el número de promedios a realizar.

Por otro lado se tiene el bloque correspondiente al "Reloj", que es el que genera las fases del CAD y proporciona la base de tiempo para sincronizar la señal, dándole cadencia al direccionamiento.

Finalmente se tiene el bloque de control de nivel de C.D. el cual es necesario porque la etapa de procesamiento analógico está acoplada en C.A. y el CAD utilizado (MP7684)

sólo acepta niveles positivos en la configuración que se empleó.

Estado de Accesamiento por el Procesador Central:

Para colocar el adquisidor en éste estado es necesario que el procesador escriba una palabra clave en el puerto de control. Esto dará como resultado que el bloque que se encuentra a la salida del CAD, en la figura 54, se ponga en alta impedancia, se desactive a todos los bloques, se seleccione la memoria por medio del direccionador, que al mismo tiempo que baja la linea de $\overline{RD}$ de ésta se vuelve transparente, es decir, deja de autogenerar direcciones y en vez de ello propaga directamente a sus salidas las direcciones que se le presentan en su entrada a través del ducto de direcciones manejado por el procesador central.

De esta manera el procesador central podra "vaciar" la memoria del periférico por medio del acceso al puerto #2, leyendo asi el dato correspondiente a la dirección que envía.

Este modo de operación es implantado cada vez que el periférico interrumpe al procesador, y es establecido en la rutina de atención a interrupción.

Estado de Asignación de Condiciones Iniciales (Reset):

Para colocar el adquisidor en éste estado es necesario que el procesador escriba una palabra clave en el puerto de control, lo que da como resultado que el bloque que se encuentra a la salida del CAD en la figura 54 se ponga en alta impedancia, que todos los bloques se desactiven, se programe un retardo inicial de 0 nseg, y se seleccione una dirección de partida 00 Hex.

En la tabla XIII se presenta la evolución de la relación señal a ruido debida a la promediación en un número acendente de veces de la señal de entrada.

TABLA XIII. Promediación de la señal.

n=NUMERO DE PROMEDIOS.	c=AMPLITUD EXPERIM. mV.	M=RUIDO EXPERI. mVrms.	S/N TEORI $10LOGnS^2/N^2$ dB	S/N EXP. $10LOGc^2/M^2$ dB
NINGUNO	* 644.5 = S	* 542.9 = N	1.49	1.49
100	808.8	56.69	21.49	23
1000	717.8	28.28	31.49	28.09
10000	766.7	20.62	41.49	31.40

* Estos valores sin promediar son tomados como referencia

para calcular la relación señal a ruido teórica, razón por la cual en el letrero de la tabla correspondiente a este parámetro aparece $10\log(S^2/N^2)$.

A continuación se presenta en la figura 55 el diagrama eléctrico de la configuración empleada para el convertidor analógico digital. Dicho sistema aparece como un bloque en la figura 56, donde se presenta el sistema adquisidor de datos.

En la figura 57 se detalla la parte de interfaz con el μp. Esta figura trata de mostrar el manejo de los datos que son depositados en los cerrojos de datos #1 y #2, por parte del CAD (ver figura 56).

Finalmente la figura 58, ilustra un panorama global de todo el esquema de adquisición-promediación, junto con la circuiteria necesaria para el acoplamiento del sistema con una tarjeta de control o de comunicación.

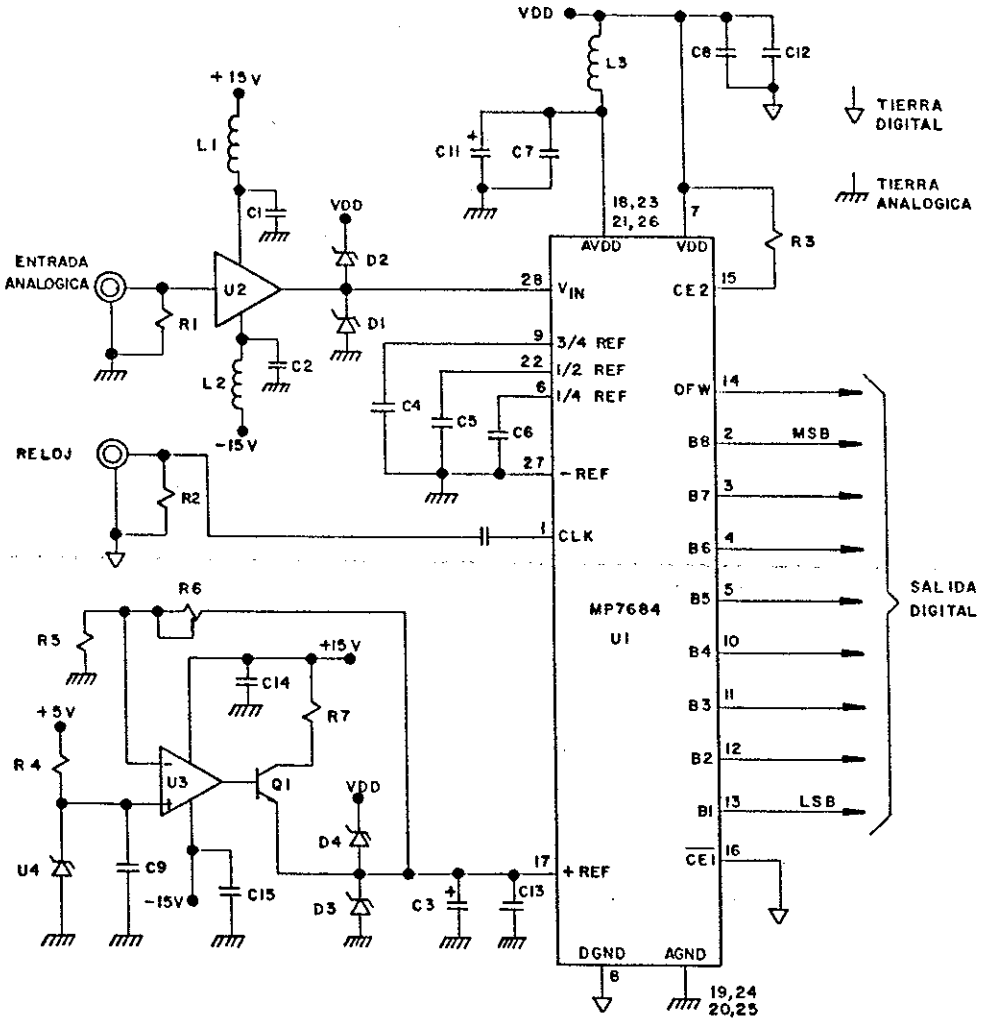

FIGURA 55. Diagrama eléctrico del convertidor analógico a digital.

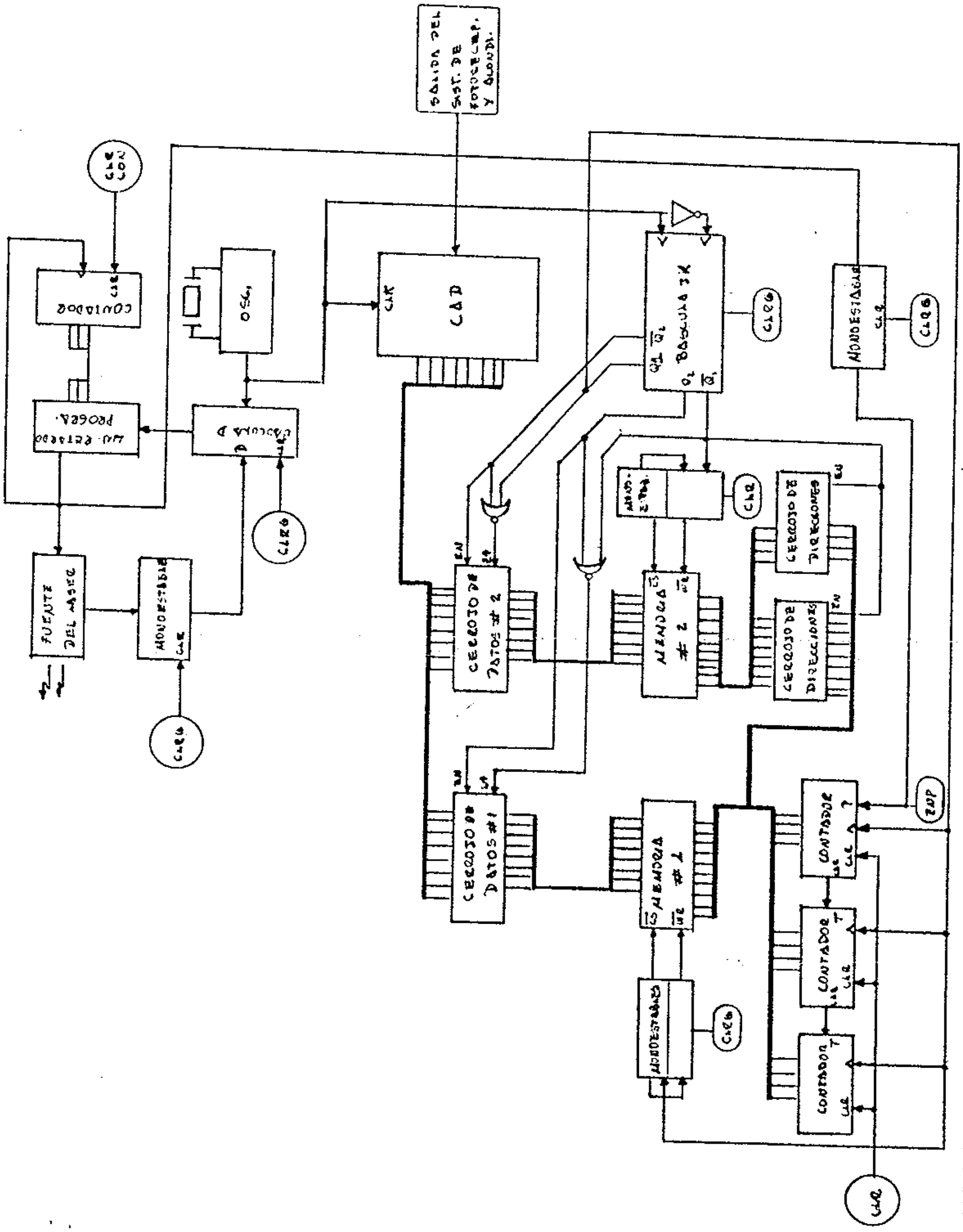

FIGURA 56. Sistema adquisidor de datos.

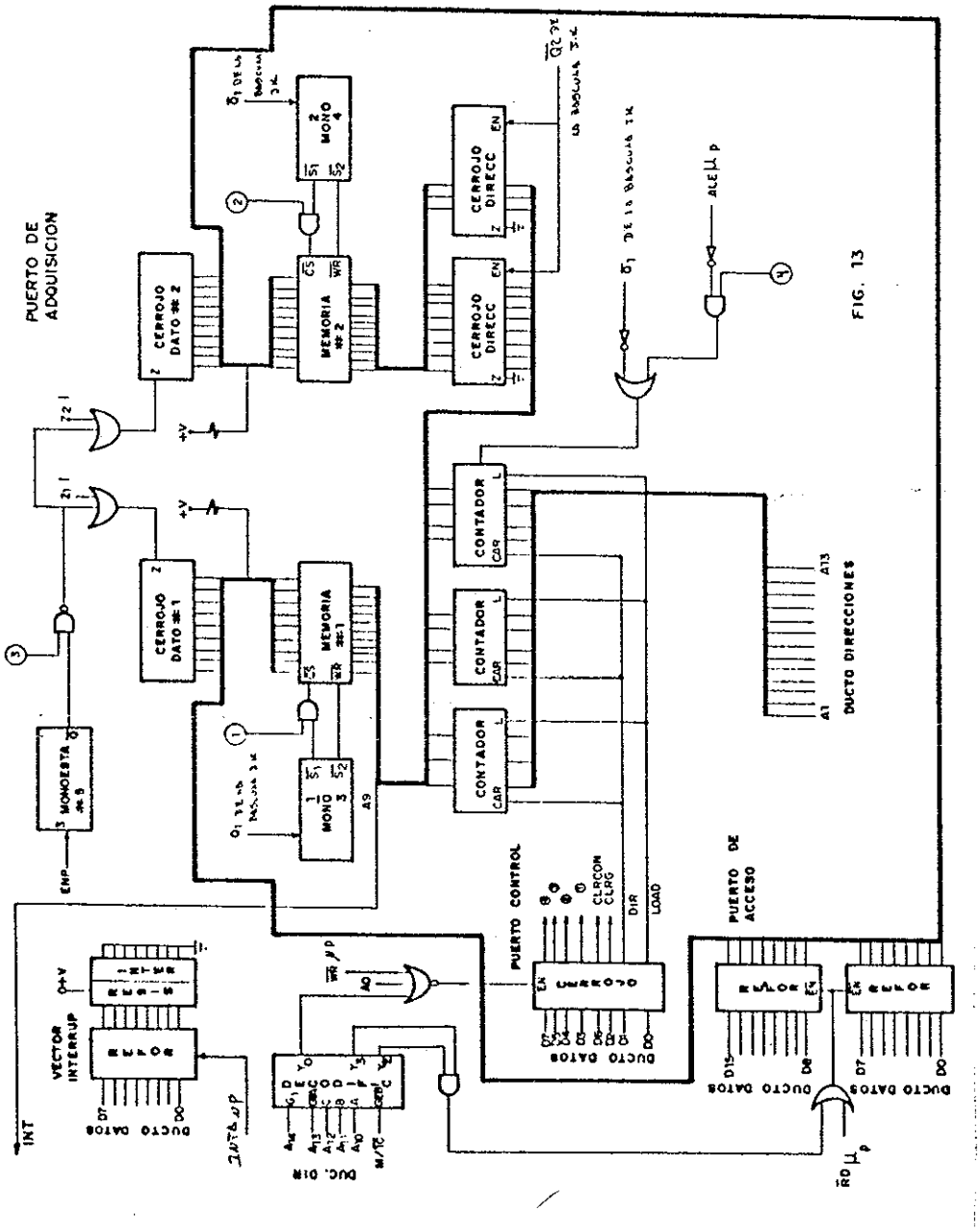

FIGURA 57. Detalle de la interfaz del sistema adquisidor con el μp.

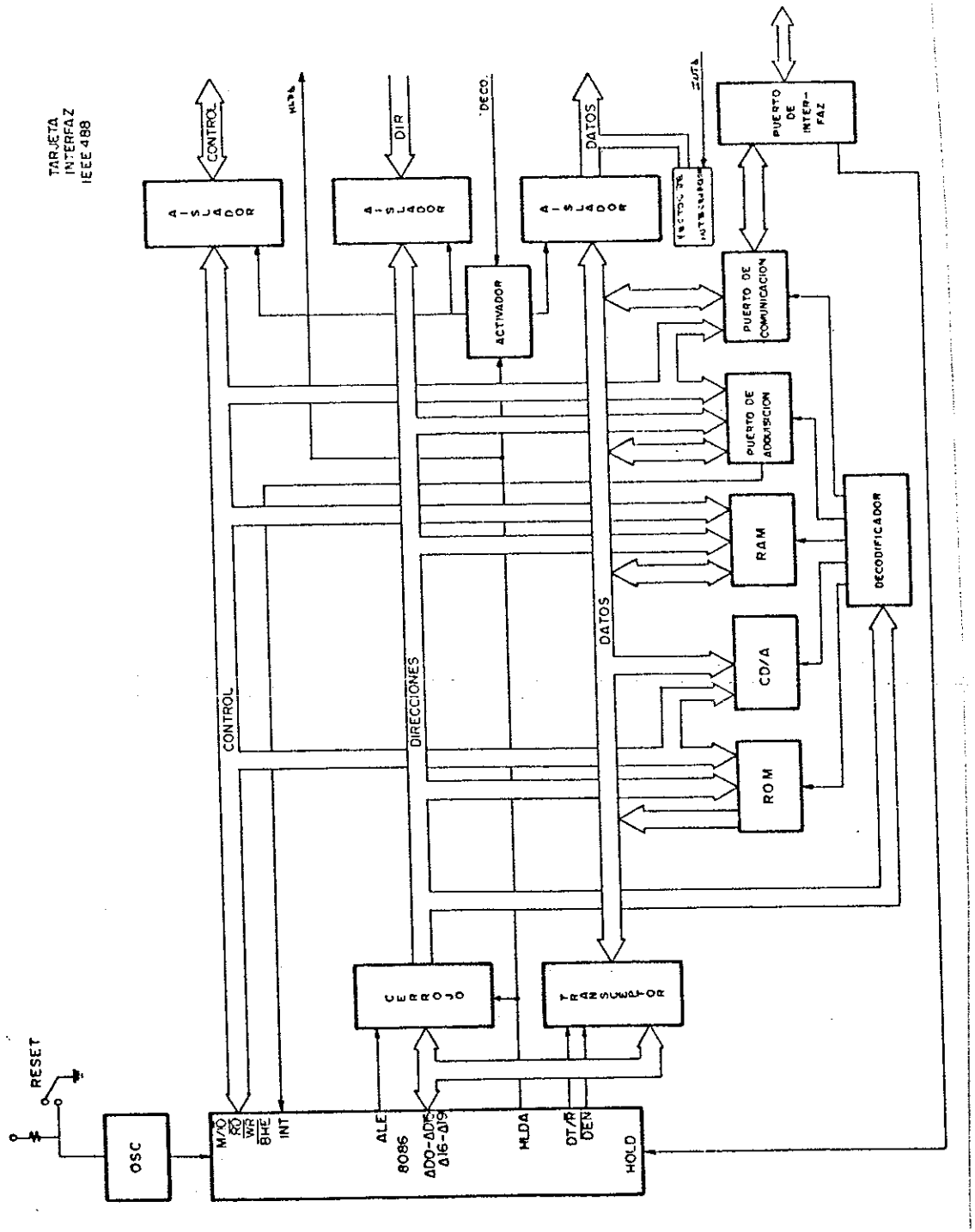

FIGURA 58. Panorama global de todo el sistema adquisidor-promediador.

LITERATURA CITADA.

Abdul. J. 1977. The Shannon Sampling Theorem - Its Various Extensions and Applications. Proceeding of The IEEE Vol. 65. No. 11. Nov. 1977

Anon. 1979a. Power devices. RCA Solid State Div. Huntsville Alabama.

Anon. 1979b. Intersil Data Book . Intersil Inc. Cupertinio, california.

Anon. 1980. Solid State IR Emiters and Injection Lasers. RCA. p. 1-20. Huntsville Alabama.

Anon. 1982. Optical Fiber Reflectometer OFR-3. Standard Telephones and Cables. U.S.A.

Anon. 1985a. Lineal Databook 1985. National Semiconductor Corp. Santa Clara, California.

Anon. 1985b The TTL Data Book 1985.. Texas Instrument Inc. Dallas, Texas.

Anon. 1985c. Linear and Interfäce 1985. Motorola Semiconductors Inc. Phoenix Arizona.

Anon. 1985d. The transistor and Diode Data Book 1985. Texas Instrument Inc. Dallas, Texas.

Anon. 1985e. Thyristors-Rectifiers. General Electric Company. U.S.A.

Anon. 1986. AC/AC Power Source and DC/DC Converters. p. 8 - 12. Wall. U.S.A.

Anon. 1987. Notas del Curso Telecomunicaciones Via Fibra Optica 1987. UNAM. Facultad de Ingeniería. División de Educación Continua. México.

Anon. 1988. Distributed Temperature Sensor. York V. S. O. P. January 1988.

Barriis. M. 1986. Distribuited Temperature Sensor Using Nd^{3+} Doped Optical Fibre. Electronics Letters. 10 April 1986. Vol. 22. No. 8.

Bimberg. K. 1986. Ultrashort Light-pulse Generation in the 0.8 μm - 1.3 μm Waveleng Range. p. 23 - 45. Int. J. Electronics 1986 Vol 60 No. 1.

Blankenship. 1978. Applications of Digital Signal Processing to Radar. p. 210 - 235. Mc. Graw-Hill. U.S.A.

Dakin. J. 1985. Distributed Antistokes Ratio Thermometry. p. pds3-1 a pds3-4. 2nd. Int. Conf. Opticals Fibers Sensors. San Diego, california. Feb. 1985.

Diebold. J. 1977. Effects of A/D Converter resolution in Signal Averaging. p. 1689 - 1694. Rev. Sci. Instrum. Vol. 48. No. 12. December 1977.

El-Diwany. 1981. Design of Low Noise Bipolar Transimpedance Preamplifiers for Optical Recivers. p. 299 - 305 I.E.E. Proc. Vol. 128. Pt. G. No.6.

Ernst. R. 1965. Sensitivity Enhancement in Magnetic Resonance and analysis of the Method of Time averaging. p. 1689 - 1695. Rev. Sci. Instrum.. Vol. 66. Num. 12. December 1965.

Geovanni. C. 1984. Measurement of Optical Fibers and Devices. p. 123 - 210. Artech House Inc. U.S.A.

Gentile. J. 1981. Characterizing Optical Fibers With an OTDR. Electro-Optical Systems Design. Solid State Imaging-Color Recording. April 1981. U.S.A.

Healey. P. 1985. Review of Long Wavelength Single Mode Optical Fiber Reflectometry Techniques. Journal of Lightwave Technology Vol. LT-3. No. 4. August 1985.

Holft. R. 1977. SCR Applications Handbook. p. 20 - 156. International Rectifiifiers. U.S.A.

Horiguchi. 1984. Optical Time Domain Reflectometer for Single Mode Fibers. p. 509 - 515. The Transactions of the IECE. of Japan. Vol. E67. No. 9. Sep. 1984.

Jackson. D. 1985. Tutorial on Fiber Optic Sensors. Third International Conference on Optical Fiber Sensor. Feb. 1985.

James. R. 1974. Inexpensive Laser Diode Pulse Generator for Optical Waveguide Studies. p. 23-25 Rev. Sci. Instrum. Vol. 45 January 1974.

Mendieta. J. 1987. Fotoemisores y Transmisores Opticos. p. 1 - 6. Facultad de Ingeniería. UNAM. Mexico.

Millman. J. 1978. Microelectronics. p. 86 - 98. Mc. Graw-Hill, U.S.A.

Nakazawa. 1989. Real Time Long Range Complementary Correlation OTDR. Journal of Light Wave Technology. Vol. 7. No. 1. January. 1989.

Personick. 1977. An Optical Fiber Time Domain Relectometer. p. 50 - 68. The Bell System Technical Journal. Vol. 56. No. 3. March 1977. U.S.A.

Sandbank. P. 1977. Optical Fibre Communication Systems. p. 24 - 42. John Wiley & Sons. New York. 1980.

Sears. 1975. Física. p. 230 - 242. Aguilar. España.

Smith. R. 1972. Optical power Hadling capacity of Low Loss Optical Fibers as Determined by Stimulated Raman and Brillouin Scattering. p. 2489 - 2494. Appl. Opt. 11.

Soto. H. 1988a. Fuente Pulsada para la Excitación de Láseres de semiconductor. VI Simposio de Instrumentación. Querétaro México.

Soto. H. 1988b. Digitalizador y Promediador de Alta Velocidad para un Reflectómetro RAMAN. Mexicon-88. México.

Stierlin. R. 1987. Distributed Fiber Optic Temperature Sensor Using Photon counting Detection. Applied Optics. Vol. 26. No. 8. April 1987.

Valkenburg. 1979. Análisis de Redes. p. 56 - 75. Limusa. México.

Wendland. P. 1982. Optical Fibers Reflectometry. International Fiber Optics and Comunications Vol. 3. No. 5. Sep. 1982.