TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES DE LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL.

Quito, Agosto, 1986

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
BIBLIOTECA
2959
E.P.N.

CERTIFICO QUE ESTE TRABAJO HA SIDO REALIZADO EN SU TOTALIDAD POR EL SEÑOR IVAN LIMA ROSERO

ING. HERBERT P.JACOBSON M.

DIRECTOR DE TESIS

Quito, Agosto, 1986

DEDICATORIA

A mis padres quienes no escatimaron esfuerzo alguno por educarme.

AGRADECIMIENTO

Es difìcil plasmar en palabras, los sentimientos de gratitud que embargan mi espìritu para con la Escuela Politècnica Nacional, donde he adquirido conocimientos sòlidos y profundos, no menos que una gran responsabilidad para enfrentarme en los momentos cruciales de la vida moderna.

Mi gratitud inmensa para con todos mis profesores, para con el señor Ingeniero Herbert Jacobson, cuyos esfuerzos en brindarme ayuda, para mi superaciòn quedaràn inscritos en el historial de mi personalidad con caracteres excepcionales, y que me serviràn para identificarlo como el amigo sincero y guìa insuperable.

Tengo la seguridad que desde los distintos àngulos donde me ubique el tiempo, recordarè con satisfacciòn el deber cumplido en la Escuela Politècnica Nacional quedan los amigos que cual brùjulas normativas, despuès de Dios, me guiaron hacia un oasis tranquilo donde pueda mitigarme en los abatares de la vida.

Ivàn Lima Rosero

Quito, Agosto, 1986

INDICE

Pàg.

CAPITULO I

1.A INTRODUCCION 1

1.B DIAGRAMA DE BLOQUES Y EXPLICACION GENERAL DE LOS TEMAS A TRATARSE EN EL DESARROLLO DEL PROYECTO 2

1.C HISTORIA DEL DESARROLLO DE LA FIBRA OPTICA, IMPORTANCIA DE LA FIBRA COMO UN MEDIO DE TRANSMISION EN APLICACIONES ACTUALES Y FUTURAS 7

CAPITULO II

2.A INTRODUCCION 12

2.B ESTUDIO DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE COMO ELEMENTO SENSOR 13

2.C ETAPA DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 17

2.C.1. Diseño del transformador auxiliar sensor 17

2.C.2. Diseño de la etapa de rectificaciòn y filtro 27

2.C.3. Descripciòn y adaptaciòn del convertidor voltaje-frecuencia "AD 537" a las necesidades del proyecto 28

2.C.4. Acoplamiento de la señal obtenida en la salida del convertidor voltaje-frecuencia,a el LED emisor, circuito diferenciador, circuito monoestable 33

Pàg.

2.D ETAPA DE ENERGIZACION DEL CIRCUITO TRANSMISOR 37

2.D.1. Diseño del transformador auxiliar T.E. 37

2.D.2. Diseño del circuito cargador del paquete de baterìas 43

2.D.3. Circuito de control para evitar la descarga de la baterìa 46

2.D.4. Baterìas de Niquel-Cadmio 50

2.D.4.1 Tipos de baterìas 50

2.D.4.2.Caracterìsticas generales 50

2.E COMENTARIOS 55

2.F ESQUEMAS TRANSMISOR 56

CAPITULO III : ENLACE OPTICO

3.A INTRODUCCION 57

3.B EMISORES OPTICOS 58

3.B.1. Caracterìsticas bàsicas de la fuente de luz 58

3.B.1.1.Potencia de salida 58

3.B.1.2.Eficiencia 60

3.B.1.3.Tiempo de vida 60

3.B.1.4.Emisiòn espectral 61

3.B.2. Modulaciòn 63

3.B.3. Principios fìsicos asociados a fenòmenos òpticos en semiconductores 64

3.B.5. Caracterìsticas elèctricas òptimas 67

Pàg.

3.B.6. Resumen de las caracterìsticas del LED utilizado en el proyecto. 70

3.C. FIBRA OPTICA 70

3.C.1. Caracterìsticas importantes de la fibra òptica 71

3.C.2. Fundamentos de la òptica geomètrica 72

3.C.3. Estructura y mecanismos de conducciòn en las distintas fibras òpticas 74

3.C.3.1. Estructura 74

3.C.3.2. Mecanismos de conducciòn 75

3.C.4. Propiedades de la fibra 80

3.C.4.1. Atenuaciòn 80

3.C.4.2. Dispersiòn en fibras òpticas 83

3.C.5. Resumen y resultados de las consideraciones pràcticas realizadas en la selecciòn de las fibras òpticas 86

3.D. RECEPTORES OPTICOS 87

3.D.1. Propiedades de los fotodetectores 87

3.D.2. Tipos de fotodetectores 88

3.D.3. Consideraciones para el diseño del receptor 91

CAPITULO IV: ETAPA DE RECEPCION

4.A INTRODUCCION 94

4.B. ACOPLAMIENTO DEL FOTODETECTOR PIN 94

4.C ADAPTACION DEL C.I. I.C.M. 7226 COMO CONTADOR DE FRECUENCIA 95

4.C.1. Pines de entrada 98

4.C.2. Entradas multiplexadas 99

4.C.3. Consideraciones del oscilador 102

4.D ACOPLAMIENTO DE LOS INDICADORES NUMERICOS AL C.I. ICM 7226 102

4.E. DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION PARA EL CIRCUITO DE RECEPCION 105

4.E.1. Circuito de protecciòn de sobrevoltajes 111

4.F. COMENTARIO 112

4.G. ESQUEMA CONTADOR FRECUENCIA 114

4.H. ESQUEMA FUENTE RECEPTOR 115

CAPITULO V: DISEÑO MECANICO

5.A. INTRODUCCION 116

5.B.1. Montaje del transmisor 116

5.B.2. Distribuciòn fìsica de los elementos, en la tarjeta de la etapa de energìa y etapa de procesamiento. 117

5.C.1. Montaje del receptor 120

5.C.2. Distribuciòn de los elementos en la tarjeta del contador de frecuencia 123

CAPITULO VI: RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.A. INTRODUCCION 124

6.B. MEDICIONES TOMADAS PARA EL ANALISIS DE LINEALIDAD 125

Pàg.

6.B.1. Mediciones realizadas en el transformador de corriente 126

6.B.2. Mediciones realizadas para anàlisis del transformador auxiliar sensor T.S. 129

6.B.3. Mediciones realizadas para anàlisis del contador de frecuencia. 136

6.D. MEDICIONES PARA ANALISIS DEL ERROR 145

6.E. SEÑALES OBSERVADAS EN SITIOS BASICOS DEL DISEÑO 148

6.F. ESQUEMA DEL TRANSMISOR Y UBICACION DE LOS PUNTOS DE MEDICION 153

CAPITULO VII: ANEXOS

7.A. INTRODUCCION 154

7.B. RECOMENDACIONES EN EL FUNCIONAMIENTO DEL INSTRUMENTO Y SU OPERACION 155

7.C. LISTA DE APENDICES 157

7.D. BIBLIOGRAFIA

C A P I T U L O I

1.A. INTRODUCCION

El instrumento diseñado tiene como funciòn medir corrientes de magnitudes comprendidas entre 5-200 Amperios (A) en una lìnea de fuerza. La mediciòn es remota, y se utiliza una fibra òptica de longitud 10 mts como medio de transmisiòn, entre el elemento sensor y la parte de recepciòn en la que obtenemos una indicaciòn visual de la mediciòn.

El proyecto me permite compaginar, variados tòpicos de la ingenierìa electrònica: tecnologìas anàlogas, tecnologìas digitales y transmisiòn por medio de fibra òptica; se diseña sistemas comunes en electrònica, como una fuente de energìa de 5 V, hasta la adaptaciòn de circuitos complejos, con tecnologìas de alta integraciòn, tal como contadores de frecuencia y convertidores anàlogos digitales.

Se trata conceptos de la ingenierìa elèctrica como transformadores de corriente y tensiòn, con potencias nominales bajas.

La fibra òptica como medio de transmisiòn y con su funciòn de aislar la secciòn de fuerza, brinda seguridad al operador

de este instrumento. La fibra ocupa un lugar importante en el proyecto y redundaremos por ello, en conceptos pràcticos de su implementaciòn.

1.B. DIAGRAMA DE BLOQUES Y EXPLICACION GENERAL DE LOS TEMAS A TRATARSE EN EL DESARROLLO DEL PROYECTO

Las partes en que se divide un sistema de transmisiòn òptica, puede ser dividido bàsicamente en tres bloques.

FIG. 1.1

El bloque transmisor, està compuesto de las siguientes partes.

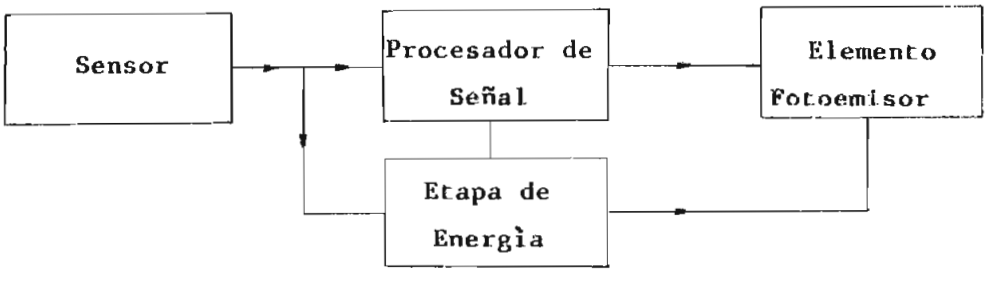


FIG. 1.2

El bloque sensor, consta de un transformador de corriente de 200 a 5 (Amperios) quien toma una muestra de la corriente

de una lìnea de fuerza, y de dos transformadores auxiliares de corriente; la funciòn del primero es tomar una parte proporcional de la señal sensada, la cual se utiliza en la etapa de energìa, y el segundo transformador toma la otra parte proporcional de la señal y la dirige hacia la etapa de procesamiento.

El bloque procesador de señal se compone de: un rectificador, un filtro, un convertidor voltaje-frecuencia, y un monoestable. La señal enviada por el transformador auxiliar TS, se rectifica, se filtra y luego es tomada por el convertidor voltaje-frecuencia, quien transforma los niveles de voltaje a frecuencia de una manera lineal y en un rango de 0 a 20 kHz. A la salida del convertidor tenemos pulsos cuadrados simètricos, a los cuales es conveniente reducir el ancho del pulso positivo (manteniendo la frecuencia) para reducir el consumo de energìa a un mìnimo; en esta funciòn utilizamos a la salida del convertidor, un circuito diferenciador quien comanda a un monoestable.

Una vez obtenida la señal en los niveles requeridos, y con el ancho apropiado, esta se encuentra lista para que sea transmitida.

El elemento que acopla la señal al medio de transmisiòn (en nuestro caso la fibra òptica), es un diodo emisor "Led".

En el diagrama de bloques de la secciòn de transmisiòn, existe una interconecciòn entre la etapa de energìa, la etapa de procesamiento de la señal y el elemento fotoemisor. La activaciòn de la etapa de energìa, se realiza con parte de la señal

sensada, en una proporciòn mìnima, de tal manera que no afecte el nivel de la señal que se quiere medir. Cuando la corriente muestreada es grande, un porcentaje de señal tomada sirve para cargar a un conjunto de pilas de Niquel-Cadmio, por lo tanto se implementa un circuito cargador de baterìas. Si la señal muestreada es de magnitud pequeña, el paquete de baterìas, da energìa para que se polarice a los circuitos del transmisor.

En la figura 1.1, el medio de transimisòn, es la fibra òptica, la cual se analiza con mayor detalle en el capìtulo III.

La fibra òptica, es una estructura construida de material dielèctrico en forma cristalina, su diàmetro tìpico es 125 umt. Guias de onda de fibra òptica, para que operen con longitudes de 0.5 a 1.6 (umt) son fabricadas con vidrio de òxido inorgànico, y con alto contenido de sìlica; su peso y tamaño son pequeños, asì como su costo, porque los elementos utilizados en su fabricaciòn no son escasos ni raros. Si en el proceso de fabricaciòn la fibra es protegida apropiadamente, èsta serà muy fuerte y durable, podrà ser enrollada a radios de 1 a 2 (mm) sin romperse y vuelve a su estado original.

Las caracterìsticas òpticas, de una guìa de onda de fibra òptica estàn expresadas en tèrminos de atenuaciòn o pèrdidas y ancho de banda o dispersiòn de los pulsos. La atenuaciòn ocasiona que la energìa òptica sea disipada a lo largo de la guìa de onda, durante la transmisiòn y se reduzca la energìa disponible en el sitio de destino, Ya que la potencia del transmi-

sor, y la sensitividad del detector son fijos, para una señal determinada y condiciones dadas, la atenuaciòn en la fibra determina la màxima longitud que puede recorrer la señal, sin necesidad de amplificaciòn.

En fibras fabricadas con vidrios de silicato, los mecanismos que causan pèrdidas son la absorciòn y la reflexiòn. La absorciòn electrònica y molecular de los materiales, atenùa la energìa òptica, convierttièndola a èsta en vibraciones mecànicas conocidas tècnicamente como "phonons", esta energìa mecànica es disipada en calor. La energìa por reflexiòn es debida, a que la energìa òptica es dirigida en direcciones diferentes a la direcciòn de propagaciòn, por lo tanto, hay una disminuciòn de energìa en la direcciòn que se intenta transmitir. La dispersiòn en la fibra, està determinada por la diferencia en el tiempo de arribo de los impulsos de energìa òptica, enviados en el un terminal y recibidos en el otro.

La fibra òptica puede operar fàcilmente en ambientes de -250 C^o a 500 C^o, tìpicamente es operado en el rango de -55 C^o a 125 C^o.

La fibra es inmune a interferencias electromagnèticas, por lo tanto puede pasar por regiones de altos campos electromagnèticos, llevando informaciòn sin interferencia. Esta no crea ambiente de ruido en equipos electrònicos.

En la figura 1.1 el bloque que corresponde al receptor, se compone de un fotodetector, preamplificador, comparador y

contador de frecuencia, fuente de energìa, indicadores numèricos en base a la siguiente distribuciòn.

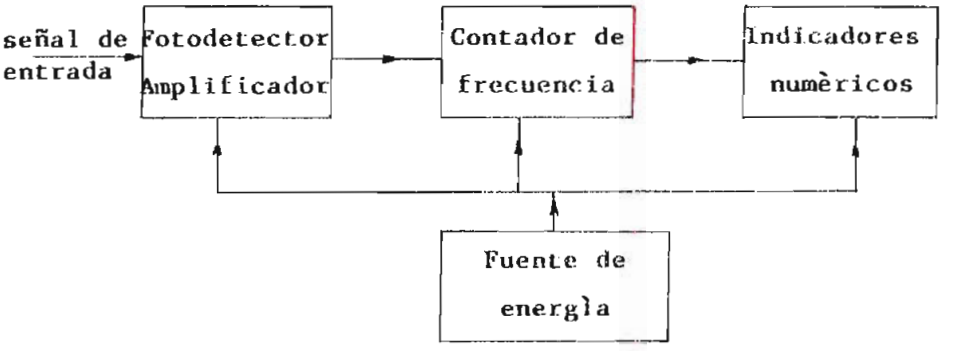


FIG. 1.3

El detector es un fotodiodo PIN, el cual opera inversamente polarizado. Dispone de una regiòn I, donde la luz incidente se absorbe, ocasionando que pares electròn - hueco sean generados y se produzca un desplazamiento de corriente. La corriente que se produce por ser pequeña, es necesario que pase por una etapa de amplificaciòn y de filtramiento para disminuir el nivel de ruido inducido.

La señal de salida del amplificador, debe ser de naturaleza digital, y nivel TTL, para que se acople a la entrada de la siguiente secciòn, el contador de frecuencia. Todo el proceso de detecciòn por el fotodiodo PIN, preamplificaciòn, filtrado y acondicionamiento de la señal, lo realiza el "conector" suministrado por la fàbrica optoelectronics, en el cual se encuentran integrados todos estos elementos, y permite una fàcil conecciòn a la fibra òptica.

Utilizamos el circuito integrado ICM 7226 de alta integraciòn,

funcionando como contador de frecuencia. Se utiliza este C.I. por la linealidad apropiada en su respuesta, y porque se adapta los rangos de medida en nuestra aplicaciòn.

Los indicadores numèricos son elementos que dan una indicaciòn visual de la corriente medida; la ubicaciòn del punto decimal indica el grado de precisiòn.

La fuente de energìa, da la corriente necesaria a esta etapa de recepciòn, y es dotada de un circuito protector contra sobrevoltajes, para protecciòn del C.I. ICM 7226.

1.C. HISTORIA DEL DESARROLLO DE LA FIBRA OPTICA, IMPORTANCIA DE LA FIBRA OPTICA Y COMUNICACIONES OPTICAS COMO UN MEDIO DE TRANSMISION EN APLICACIONES ACTUALES, FUTURAS

Durante los años pasados, las comunicaciones òpticas han estado rodeadas de una gran actividad e investigaciòn, en la bùsqueda de soluciones a ciertos problemas pràcticos y en la implementaciòn de sistemas. El interès en comunicaciones òpticas se debe principalmente, al hecho de que se tiene una capacidad de canal muy grande. Un enlace de luz roja con una frecuencia portadora de 5×10^{14} Hz, es capaz de transmitir hasta 1×10^{9} conversaciones telefònicas.

En las primeras etapas de investigaciòn, fue construida una fibra delgada de cuarzo, rodeada de un medio de densidad òptica màs bajo, lamentablemente esta fibra no resultò ùtil por las enormes pèrdidas, ya que su atenuaciòn era de miles de db/km.

En 1966 Kao y Hockman, de STL en Inglaterra, dieron a conocer los resultados de sus investigaciones, demostrando las factibilidades de fabricaciòn de fibras òpticas, con pèrdidas suficientemente bajas, como para constituirse en un medio adecuado de transmisiòn, para distancias relativamente largas. Consideraron que el principal obstàculo para la obtenciòn de fibras de tales caracterìsticas es la deficiente calidad del vidrio disponible hasta entonces, y que un mejoramiento en la fabricaciòn, podrìa reducir las pèrdidas òpticas a menos de 20 db/km. Este objetivo se cumpliò en el año 1970, con la fabricaciòn de una fibra òptica por parte de la empresa "Corning-Glass" con una atenuaciòn de 16 db/km.

En la ùltima dècada se han realizado trabajos de investigaciòn muy intensos, y en la actualidad se ofrecen en forma comercial, fibras de ìndice de refracciòn variable, con una atenuaciòn de 2 db/km o menos. Los datos màs actualizados sobre avances en este terreno, indican que dentro de poco tiempo, entraràn en comercializaciòn fibras con atenuaciòn de menos de 1 db/km, mientras que en los laboratorios pueden lograrse atenuaciones tan bajas como 0,16 db/km a 1500 nmt de longitud de onda. Paralelamente se ha mejorado la respuesta de frecuencia, de manera que la velocidad de transmisiòn supera varios Gbit/seg. Al mismo tiempo se han alcanzado notables mejorìas en la fabricaciòn de fuentes de potencia de frecuencia òptica: moduladores, fotodetectores y demoduladores. Otra tendencia en el desarrollo es fabricar fibras que permitan transmitir un sòlo "Modo".

Debido a la pequeña pèrdida (menor a 1 db/km), es posible transmitir a distancias entre 100 - 200 kms, sin necesidad de

repetidores; a esta longitud, la dispersiòn en la fibra, limita la capacidad disponible para transmitir, a un rango de 20 Mhz; sin embargo, fibras de gran ancho de banda transmitiendo en modos simples, pueden eliminar las limitaciones en la capacidad de transmisiòn.

Las aplicaciones de la fibra òptica, en sistemas pràcticos del mundo actual son variados.

En sistemas de generaciòn elèctrica y estaciones de transformaciòn, se utiliza para enviar señales a travès de ella a paneles de control, aprovechando su inmunidad a la interferencia electromagnètica.

En las comunicaciones, la introducciòn de sistemas de fibra òptica ha revolucionado las redes de comunicaciones; la baja pèrdida en la transmisiòn y gran capacidad de ancho de banda, permiten a las señales ser transmitidas, estableciendo contacto entre grandes distancias sin necesidad de amplificaciòn. Tambièn màs informaciòn puede ser transmitida en un tiempo màs corto, esto significa, que una red de comunicaciones por fibra òptica, ofrece màs servicios a un menor costo. Una red de comunicaciones, basada en fibra òptica, como lìnea de transmisiòn, tiene màs capacidad para llevar informaciòn que una red telefònica normal, pudièndose mejorar la calidad del servicio; tal red de comunicaciones, permite transmitir, audio, video, se puede establecer comunicaciòn entre computadoras y en cierta manera las funciones de la mente pueden ser multiplicadas y extendidas.

En servicios de salud, los sistemas de fibra, pueden proporcionar enlaces de comunicaciones capaces de manejar instrumentos y controlar equipos de computaciòn sofisticados, sin sufrir de interferencias electromagnèticas. Por ejemplo màquinas de rayos X. Una fibra puede ser utilizada en instrumentos mèdicos para la iluminaciòn y observaciòn de àreas inaccesibles.

Como servicios a la comunidad, se puede pensar en la idea de la ciudad interconectada, para satisfacer necesidades de informaciòn, guìa de compras, consultas a bibliotecas, librerìa comunitaria, acceso a la cuenta propia de un banco, red de televisiòn.

En aplicaciones militares, debido a la forma de la fibra, su tamaño, bastante liviana, resistente, flexible, amplio rango de temperatura, amplio ancho de banda y baja pèrdida, la fibra òptica mejora la estrategia y capacidad tàctica de las fuerzas militares. Por ejemplo: la conexiòn remota de un radar y la estaciòn de procesamiento de la señal, puede ser fàcilmente desarrollada. La caracterìstica de estar libre de interferencias electromagnèticas, puede ser usada con gran ventaja en barcos, aviones, vehìculos armados, donde muchos datos son procesados dentro de ambientes ruidosos.

En una oficina, se puede desarrollar el concepto de la oficina del futuro.

Son posibles las conferencias audiovisuales, a gran distancia.

Sistemas de fibra òptica en plantas elèctricas.

Disparo automàtico de un sistema de tiristores.

Sistema de supervisiòn entre estaciones.

C A P I T U L O II

ETAPA DE TRANSMISION

2.A. INTRODUCCION

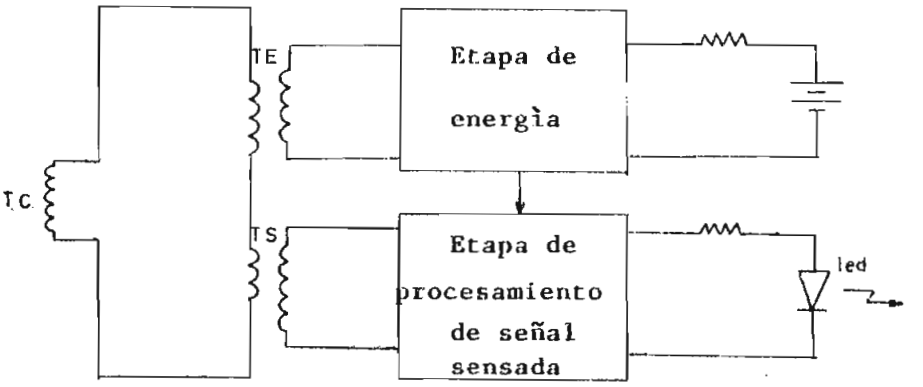
Este capìtulo, està orientado a la descripciòn de la manera como muestreamos la corriente, mediante elementos ya de uso comùn en la industria, tales como son los transformadores de corriente y tensiòn.

Se analiza el funcionamiento del transformador de corriente. Los transformadores auxiliares requeridos por tener que funcionar en condiciones especiales, se construyeron especìficamente para este instrumento.

En el acoplamiento de la señal sensada al convertidor voltaje-frecuencia; estàn involucrados: rectificadores, filtros y potenciòmetros de calibraciòn. Otro porcentaje de la señal muestreada, adaptada por medio del otro transformador auxiliar, sirve para la energizaciòn de todo el bloque transmisor; en esta funciòn estàn rectificadores, filtros, regulador, circuitos de control y un paquete de baterìas de niquel-cadmio.

Se describe la adaptaciòn de la señal para ser transmitida por la fibra òptica: circuito diferenciador, monoestable y led

emisor.



TC = transformador de corriente

TE = transformador de etapa de energìa

TS = transformador de sensor

FIG. 2.1 Distribuciòn general del transmisor

2.B. ESTUDIO DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE COMO ELEMENTO SENSOR

El transformador de corriente, tiene como funciones principales las siguientes:

a. Obtener intensidades de corriente, proporcionales a las que se desea medir.

b. Aislar o separar los circuitos y el aparato de medida de la alta tensiòn.

c. Evitar perturbaciones electromagnèticas de las corrientes fuertes, y reducir las corrientes de cortocircuito a valores admisibles, en la etapa de procesamiento de dicha mediciòn.

El transformador de corriente, tiene su primario dispuesto en serie, en relaciòn con el circuito principal (objeto de la mediciòn). La carga del secundario normalmente son bobinas de impedancia baja, significa que los transformadores de corriente trabajan pròximos al cortocircuito del secundario.

Debe notarse, que a diferencia de un transformador de potencia, por el primario del transformador de corriente circula una intensidad, independiente de la carga que tenga conectada el secundario. La caìda de tensiòn en la lìnea, es necesariamente pequeña, pues de otra manera, se alterarìa el règimen del circuito objeto de mediciòn.

Antes de escoger el transformador de corriente, apropiado a nuestro proyecto, se presenta de una manera simplificada, el funcionamiento del transformador de corriente.

Los paràmetros que directa o indirectamente, afectan el funcionamiento del transformador de corriente son los siguientes:

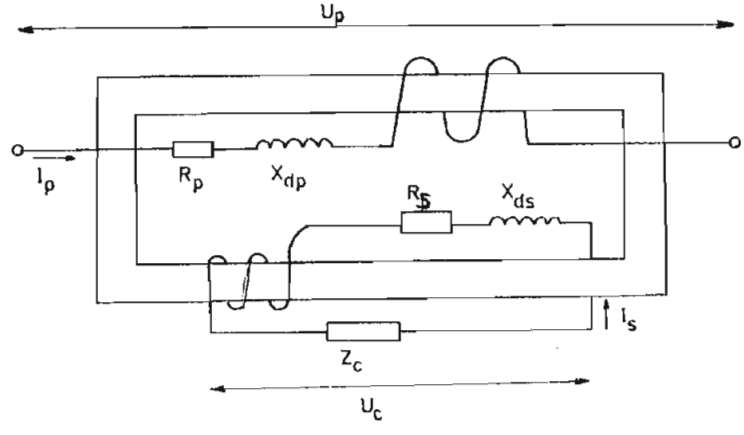


FIG. 2.2.

R_p, X_{dp}, R_s, X_{ds}, son las resistencias y reactancias de dispersiòn del primario y secundario.

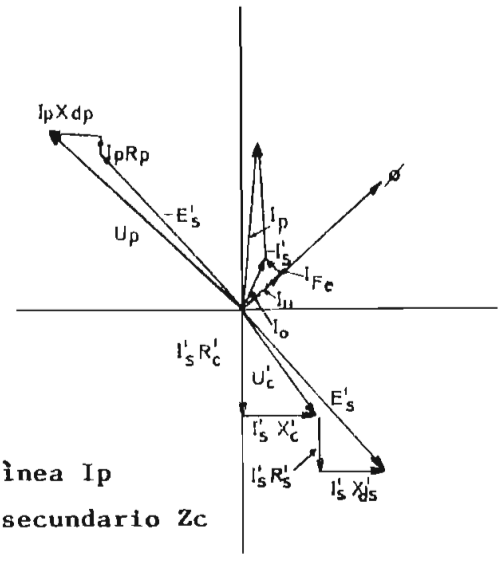
Z_c = impedancia de carga del secundario

Z'_c , I'_s impedancia y corriente secundaria, reflejada al primario

I_o = corriente de magnetizaciòn

En los transformadores de corriente, pueden variar independientemente Z_c e I_p. En tal caso U_p no se mantiene constante. U_p asume el caràcter de una caìda de tensiòn en el circuito principal.

El diagrama vectorial de un transformador de corriente, en condiciones normales es el siguiente:



Corriente de lìnea Ip
Corriente del secundario Zc

FIG. 2.3. Diagrama vectorial del transformador de corriente

En este diagrama, los vectores dibujados no guardan proporciòn con lo valores pràcticos, en particular la corriente I_o

està dibujada en una proporciòn exagerada.

Un anàlisis del diagrama vectorial, nos lleva a las siguientes conclusiones:

Si varìa la corriente I_p, por ejemplo reducièndose, mientras el secundario sigue alimentando la misma carga (S_e conserva Z_c), se observa que I_o y ϕ quedan reducidos, de igual forma disminuyen U_c y U_p.

Si por el contrario, I_p aumenta, creceràn I_o y ϕ, con el riesgo de alcanzar la saturaciòn del nùcleo, aumenta U_c y U_p.

Al saturarse el nùcleo, se afectarìa sensiblemente la relaciòn I_p/I_s; con Z_c dentro de los lìmites de diseño, existirìa un error de relaciòn, si por el primario circula una corriente varias veces mayor que su corriente normal.

Si se aumenta Z_c, resultan aumentados U_c', E_s' ϕ, I_o y U_p; I_s disminuye al aumentar Z_c. Esto no tiene gran importancia mientras I_o es pequeña (I_o forma parte de I_p); pero si con el aumento de Z_c y consiguiente aumento de ϕ, se alcanza la saturaciòn, I_o introduce errores en la relaciòn I_p/I_s.

El razonamiento precedente justifica la improcedencia del secundario abierto, para $Z_c = \infty$, $I_s = 0$, en estas condiciones $I_p = I_o$, o sea que toda la corriente primaria ha pasado a

ser de excitaciòn, sin que exista fuerza magnetomotriz secundaria oponente; afortunadamente el nùcleo se satura, con lo que el flujo ϕ no llega a alcanzar el valor que por proporcionalidad corresponderìa a N_p I_p. No obstante este factor atenuante resultan valores elevados para ϕ, E_s, U_c, U_p.

Elecciòn del transformador de corriente.- En base a un anàlisis del rango de mediciòn a efectuarse, y de los niveles de señal requeridos para procesar la señal, se utiliza un transformador de corriente de las siguientes caracterìsticas.

La relaciòn de transformaciòn nominal es de 200/5 (A), y la potencia aparente 5 VA, por lo tanto la carga nominal es 0.2 (Ω).

La clase de precisiòn es del 3%, èsta significa que este transformador con carga nominal, factor de potencia C_{os} θ= 0.8, no debe dar errores de intensidad superiores en tanto por ciento, a los que indique su clase, en este caso 3%.

2.C. ETAPA DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

2.C.1. Diseño del transformador auxiliar sensor

El transformador auxiliar sensor TS, acopla una muestra de la señal sensada por el transformador de corriente, a la etapa de conversiòn de voltaje a frecuencia. Este transformador, debe proporcionar muy buena linealidad, en su respuesta a las

variaciones en la señal de entrada. La reactancia de fuga del enrollamiento secundario, es alta (aproximada a 15 (KΩ), para evitar errores en la precisiòn de la medida.

La potencia promedio suministrada (0.2 VA) es muy pequeña. El voltaje de salida que varìa dependiendo de la señal de entrada, està comprendido entre 0 y 10 voltios, y la corriente màxima, tiene un valor de 20 (mA). Se calcula la relaciòn de transformaciòn tomando en consideraciòn, un acoplamiento de impedancias; ya que debemos recordar que el transformador de corriente debe tener una carga en su secundario de valor mìnimo (menos de 0.2 (Ω)), y esta carga lo conforman los transformadores auxiliares, reflejando su correspondiente carga en el primario.

Por el primario del transformador auxiliar TS, circula una corriente màxima de 5 A, que se toma en cuenta para escoger el calibre de alambre apropiado.

Circuito equivalente del transformador auxiliar sensor "T.S.", con sus paràmetros y carga, reflejados al primario.

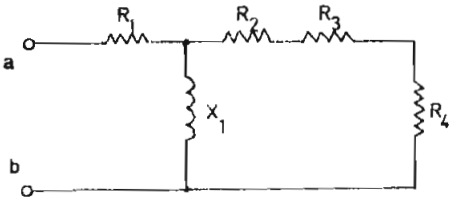


Fig. 2.4.

R_1 = resistencia del bobinado primario

R_2 = resistencia reflejada del bobinado secundario

R_3 = resistencia reflejada del puente de diodos

R_4 = resistencia reflejada de la carga

X_1 = impedancia inductiva reflejada, del bobinado secundario

La impedancia equivalente en los terminales a.b. debe ser pequeña, por ser parte de la carga del transformador de corriente.

Esta impedancia puede estar comprendida en un rango de 0,02 a 0,03 (Ω), de tal manera que la etapa de energìa proporcione una impedancia reflejada comprendida entre 0,17 a 0,18 (Ω). Asì se cumple con la condiciòn de la carga nominal del transformador de corriente de 0,2 (Ω), y de acoplar energìa proporcionalmente al bloque de energizaciòn, y al bloque de procesamiento.

Datos para el diseño.-

Potencia aparente = 0,2 (VA)

Corriente del secundario màximo = 20 (mA)

Voltaje del secundario màximo = 16 (V_p) = 11,2 (V_{rms}) = V2

Observaciòn: si no existiese una caìda de voltaje en la resistencia interna del bobinado del transformador, este valor deberìa ser: voltaje del secundario màximo = 12(Vp) = 8,5 (V_{rms}); por lo tanto - hemos tomado un 25% de tolerancia.

Voltaje promedio del secundario, tomando en cuenta la caìda de voltaje en la resistencia interna = 10 (V_{Dc})

Carga nominal = $Z_2 = \frac{10 \ (VDc)}{20 \ (mA)} = 500 \ (\Omega)$

Carga aproximada que necesitamos, se vea en el primario : $Z_1 = 0{,}02(\Omega)$

$$a = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \qquad (2.1)$$

$\frac{1}{a}$ = 158 mìnimo sin tomar en cuenta la resistencia de las bobinas del transformador

Para compensar pèrdidas, los càlculos posteriores son realizados con $1/_a$ = 250.

Analizando los gràficos (1), en una primera aproximaciòn escogemos B= 600 Gauss, para estar dentro de la parte lineal de respuesta del transformador, y tener una inductancia alta.

La siguiente fòrmula permite el càlculo del nùmero de vueltas de los embobinados, y el àrea de la secciòn transversal del nùcleo de hierro Ac.

$$N = \frac{3.49 \ E \times 10^6}{f \ Ac \ B} \qquad (2) \qquad (2.3)$$

(1) Gràficos en (Libro ITT, capìtulo 13, pàg. 11, figura 13)
(2) Fòrmula tomada manual ITT, capìtulo 13, se considera demostrada.

Si la frecuencia f es 60 Hz.

Apllcamos la fòrmula No.(2.3)para el bobinado secundario:

$$N_2 = \frac{3.49\ V_2 \times 10^6}{f.\ A_c.\ B}$$

Ac en pulgadas^2

B en Gauss

$$N_2 . A_c = \frac{(3.49)\ (11.2)(10^6)}{(60)\ (600)}$$

$$N_2 . A_c = 1085.77 \text{ vueltas . pulg.}^4 \qquad (2.4)$$

Si escogemos un nùcleo de hierro, del tipo EI-75, sus especificaciones son:

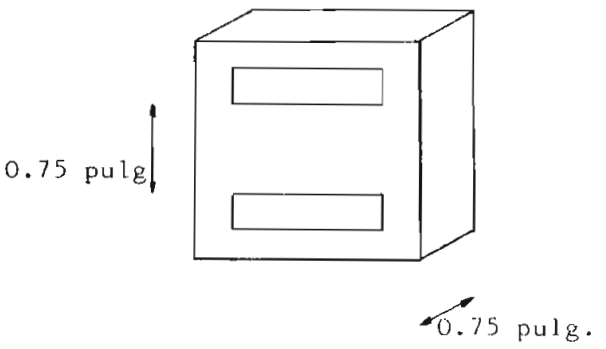


FIG. 2.5 Nùcleo del transformador T.S.

Bm = densidad del campo magnètico màximo, que garantiza su linealidad

= 14.000 Gauss

Potencia = E.I. = 13 (VA)

Densidad de corriente (amperios / mt^2) = 2560

Longitud media por vuelta del alambre de cobre = 5,23 pulgadas

Peso del hierro = 0.609 lb

De acuerdo a la figura, el àrea transversal del nùcleo "A", - es: $A = (0.75)\ (0.75) = 0.562$ pulgadas^2

Multiplicando por un factor de espacio de 0.9 A_c(neto) =0.506 de (2.4) $N_2 = 2171.5$ aproximamos a: $N_2 = 2500$ vueltas

$$a = \frac{N_1}{N_2} \quad \text{entonces:} \quad N_1 = a \cdot N_2$$

$$= \frac{1}{250}\ (2500)$$

$$N_1 = 10 \text{ vueltas}$$

El nùmero de vueltas en el secundario debe ser suficiente, para dar una inductancia alta (impedancia alta) y evitar que la corriente de excitaciòn cause errores en la precisiòn de la medida. Pero puede ser necesario un compromiso entre este nùmero grande de vueltas, y el criterio de una resistencia baja del bobinado, ya que si esta resistencia es alta, aumenta la impedancia de primario presentada al transformador de 200/5 amperios.

Con el nùmero de vueltas calculadas, tenemos la siguiente inductancia secundaria X_L.

$$L_s = \frac{3.19 \cdot N_s^2\ U_{ac} \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{l_c} \qquad (2.5)$$

(fòrmula tomada del manual ITT, capìtulo 13, se considera demostrada).

De acuerdo a la figura 13, capìtulo 13, Manual ITT.

Si B = 600 Gauss, entonces U_{ac} = 1600

lc = longitud media por vuelta del alambre de cobre, para el nù cleo de hierro utilizado l_c = 5.23 pulg.

de (2.5) $$L_s = \frac{3.19\ (2500)^2\ .\ (1.600)(0.5) \times 10^{-8}}{5.23}$$

$$L_s = 30{,}49 \text{ Hy}$$

$$X_L = wL$$

$$= 11.500\ (\Omega)$$

Que es un valor, suficientemente alto.

Tipos de alambre utilizado.-

- Para el circuito primario utilizo alambre esmaltado AWG # 16, cuyas caracterìsticas son:

  Amperios màximos = 5.2 (A)

  Diàmetro con doble aislaciòn = 0.0538 pulg.

  Vueltas por pulgada = 17

  Ohmios en 1000 pies = 4.016

  Peso (libras en 1000 pies) = 7.818

- Para el circuito secundario, el cual va a consumir una corrien

te promedio de 20 mA, utiliza alambre esmaltado AWG # 34, cuyas características son:

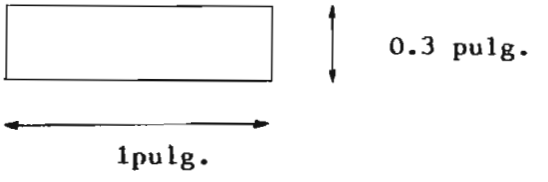
Amperios màximos = 80 (mA)

Diàmetro con doble aislaciòn = 0.0075 pulg

Vueltas por pulgada = 124

Ohmios en 1000 pies = 260,9

Distribuciòn de espiras.- La ventana del entre-hierro, utilizada por el transformador sensor tiene las siguientes dimensiones:



Distribuciòn del primario.-

Tipo de alambre AWG # 16

Alcanzan 17 espiras, por pulgada

Por lo tanto, para las 10 espiras ocupamos una fila

Espesor ocupado por el alambre = 0.0538 pulgadas

Espesor ocupado por el papel aislante = 0.00393 pulgadas

Espesor parcial ocupado por el primario = 0.0538 + 0,00393 = 0,05773 pulgada

Distribuciòn del secundario.-

Tipo de alambre AWG # 34

Alcanzan 124 espiras por pulgada

Por lo tanto: No. de filas = 2500 espiras $\left|\frac{1 \text{ fila}}{120 \text{ espiras}}\right|$ = 20 filas

El espesor ocupado por las 20 filas es : 20 (0.0075)(1.1) = 0.15 pulg.

El espesor ocupado por 19 filas de papel aislante es :

$19\ (3.93\ .\ 10^{-3})\ \ (1.1)\ \ =\ \ 0.08$ pulg.

El espesor parcial ocupado por el secundario es:

0.15 + 0,08 = 0,23 pulg.

El espesor utilizado por los dos bobinados serà:

0.05773 + 0.23 = 0.28 pulg.

El espacio sobrante de la ventana es: 0,3 - 0.28 = 0.02 pulg.

El espacio sobrante, se utiliza como tolerancia para las imperfecciones de construcciòn.

Càlculo de la resistencia del bobinado secundario

Si l_c = 5,23 pulg.

La longitud total L_t, de alambre utilizado en el secundario - es:

$$L_t = l_c \cdot N_2$$

$$= (5.23) \cdot (2500)$$

$$= 13075 \text{ pulg} = 1089.5 \text{ pies}$$

La resistencia R_2' del bobinado secundario es:

$$R_2' = 260,9 \ \frac{\Omega}{1000 \text{ pies}} \ |1089,5 \text{ pies}| = 284,2 \ (\Omega)$$

La resistencia R_1 del bobinado primario es:

2959

Si la resistencia del alambre AWG # 16 = $\frac{4.016\ (\Omega)}{1.000\ \text{pies}}$

l_c = 5,23 pulg

N_1 = 10 espiras

l_T = (5.23) (10) = 52,3 pulg

entonces:

$$R_1 = 52,3 \left| 4.016 \frac{\Omega}{1000\ \text{pies}} \right| \frac{1\ \text{pie}}{12\ \text{pulg}} \Big| = 0.0175 = 17.5\ m\Omega$$

De acuerdo a los càlculos realizados, los parànetros del circuito equivalente son:

R_1 = resistencia del bobinado primario

R_1 = 17.5 ($m\Omega$)

R_2 = resistencia relfejada del bobinado secundario

$$R_2 = \left(\frac{1}{a}\right)^2 \cdot R_2' = \left(\frac{1}{250}\right)^2 \cdot (284{,}2\,\Omega) = 4{,}54\ m\Omega$$

R_3 = resistencia reflejada de diodos

$$R_3 = \left(\frac{1}{a}\right)^2 \cdot R_3' = \left(\frac{1}{250}\right)^2 \cdot (80\,\Omega) = 1{,}28\ m\Omega$$

R_4 = Resistencia reflejada de carga

$$R_4 = \left(\frac{1}{a}\right)^2 \cdot R_4' = \left(\frac{1}{250}\right) \cdot (500\,\Omega) = 8\ m\Omega$$

X_{L1} = impedancia inductiva paralela reflejada al primario

$$X_{L1} = \left(\frac{1}{a}\right) X_{L1}' = \left(\frac{1}{250}\right)^2 (11500\,\Omega) = 184\ m\Omega$$

La impedancia equivalente en los terminales a-b es:

$$Z_{equiv} = 17.5 + 4.54 + 1.28 + 8 = 31.32\ (m\Omega) = 0.031(\Omega)$$

valor que se aproxima al supuesto inicialmente.

Se debe notar, que el bobinado primario, a pesar de estar constituida de alambre AWG # 16, y de nùmero de espiras pequeño, tiene una resistencia grande en comparaciòn con las impedancias reflejadas del lado secundario. La impedancia equivalente "Zequiv", es aceptable; circuito equivalente final:

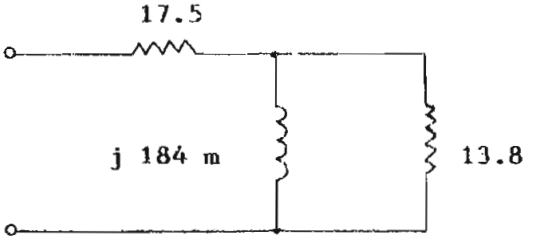


FIG. 2.6.

2.C.2. Diseño de la etapa de rectificaciòn y filtro

Ya transformado el nivel de señal, la rectificamos y filtramos con el fin de obtener una señal continua con bajo nivel de rizado. Los diodos rectificadores son tipo Schottky, los cuales tienen una resistencia interna baja (30 a 40 Ω), de esta manera permitimos que la caìda de voltaje en el puente de diodos sea pequeña (aproximadamente 1 V).

Para el càlculo del filtro, que està compuesto de un condensador en paralelo, tomamos el criterio:

$$C_3 \geq \frac{1}{4\sqrt{3}\, f\, R_L\, \gamma} \qquad (2.6)$$

(Ver apèndice 7.C.1.).

$$\gamma = \text{factor de rizado} = \frac{\text{componente alterna}}{\text{componente continua}} = \frac{50(mV)}{10(V)} = 5 \times 10^{-3}$$

$$R_L = \frac{10\ (V_{DC})}{20\ (mA_{DC})} = 500\ \Omega$$

$$C_3 \geqslant 960\ uf$$

2.C.3. Descripciòn y adaptaciòn del convertidor voltaje frecuencia "AD 537" a las necesidades del proyecto

El "AD 537", es uno de los diversos convertidores voltaje-frecuencia que produce la fàbrica Analog-Devices, y fue escogido porque tiene las siguientes caracterìsticas:

Funciona con una sòla fuente de energìa, consume sòlo 1.2 mA, y la fuente positiva puede variar entre 4,5 V a 36 V.

La etapa de salida del C.I., con un transistor de colector abierto, permite manejar corrientes hasta de 20 mA con voltajes de saturaciòn menores a 0.4 V.

Presenta muy buena linealidad en su respuesta en un rango dinàmico de 80 dB. La señal de salida es una onda cuadrada y puede manejar hasta 12 cargas TTl, Led o cables largos.

Un diagrama esquemàtico del C.I. AD 537, es el siguiente:

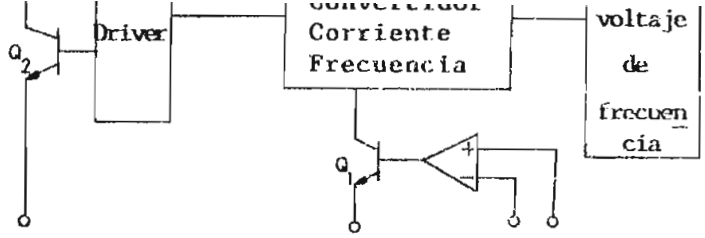


FIG. 2.7.

El AD 537 està compuesto de un amplificador de entrada, un oscilador de precisiòn, un generador de referencia interna y una etapa de salida.

La etapa de amplificaciòn consta de un amplificador operacional, el cual sirve como etapa de entrada; su propòsito es convertir y suministrar la debida corriente, dependiendo del voltaje de la señal de entrada al transistor NPN Q_1. Un comportamiento òptimo se obtiene cuando a la màxima escala del voltaje de entrada, una corriente de 1(mA) es desarrollada en el transistor Q_1.

El transistor Q_1 y el convertidor corriente-frecuencia, dan la variaciòn en la corriente de carga y descarga a un capacitor C, conectado externamente.

La salida del oscilador va conectado al transitor Q_2, cuya forma de conecciòn, permite realizar interfases con diferentes niveles lògicos, ya que su colector està abierto.

El circuito integrado "A D 537 ", ha sido diseñado de tal manera que se necesiten la mìnima cantidad de elementos externos para su funcionamiento. El convertidor requiere una red externa R-C, para colocar el lìmite superior de la frecuencia

deseada, y una resistencia externa entre los pines de fuente y salida (pull-up) para la etapa de salida de colector abierto.

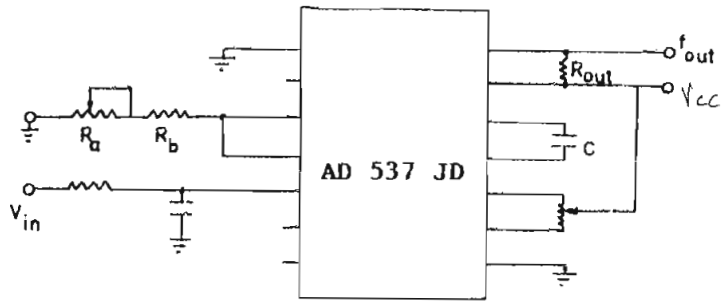


FIG. 2.8. Conexiòn del convertidor para voltajes de entrada positivas

El lìmite superior de la escala de frecuencia, està determinado por el capacitor C, basado en la siguiente relaciòn:

$$f = \frac{V_{in}}{10\ R\ C} \qquad (2.7)$$

$$R = R_a + R_b$$

En nuestra aplicaciòn, con la finalidad de obtener un màs amplio rango de variaciòn en la señal de entrada, hemos escogido la siguiente configuraciòn del convertidor voltaje-frecuencia, para la entrada de señales negativas.

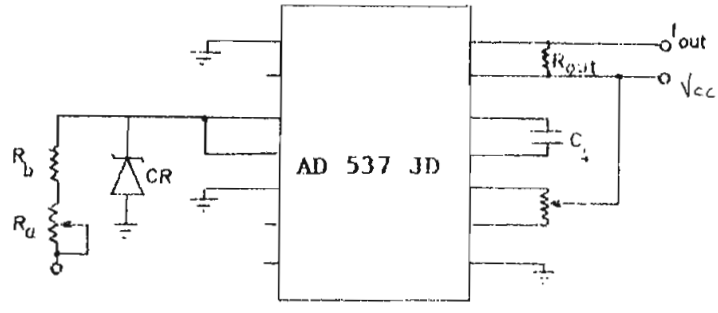


FIG. 2.9.

Conexiòn del convertidor para voltajes de entrada negativa

Se pueden aplicar voltajes negativos, incluso màs grandes que el voltaje de la fuente V_{cc}. El diodo CR , es necesario para protecciòn contra sobrecargas de la corriente o voltaje de entrada.

Si la señal de entrada, es una verdadera fuente de corriente R_a y R_b no son usados.

En nuestro caso, la señal de entrada màxima tiene un voltaje de 10 (V) y produce una corriente de 1(mA), como màximo y dado que los pines 3 y 4 son tierras virtuales, tenemos.

$Rb = R_{12}$

$Ra = R_{13}$

$$R_{12} + R_{13} = \frac{10\ (V)}{1\ \ (mA)} \rightarrow R_{12} + R_{13} = 10\ \ (k\Omega)$$

La resistencia R_L, conectada a la salida, viene determinada por el fabricante, si el voltaje de polarizaciòn es 7 (V), R_L tendrà un valor aproximado de 9 KΩ .

Para el càlculo del capacitor C_4 tenemos la fòrmula suministrada por el fabricante:

$$f_o = \frac{I_{in}}{10\ C_4} \qquad (2.8)$$

Siendo f_o la frecuencia lìmite en su rango superior, en nuestro caso f_o = 20 kHZ

Si I_{in} = 1 mA. La màxima permitida, para una buena respuesta.

en linearidad tenemos:

$$C_4 = \frac{I_{in}}{10\ f_o} \qquad C_4 = 5000\ pf$$

Se utiliza un capacitor de 4700 pf y se realiza la calibraciòn del rango de mediciòn escogido por medio del potenciòmetro R_{13}.

Protecciòn de las señales de entrada.- Como una recomendaciòn del fabricante, los pines- V_{in}, + V_{in}, + I_{in} no pueden manejar màs de 300 (m v) menos que $-V_{cc}$, porque se puede ocasionar que las junturas internas conduzcan, dañando posiblemente al circuito integrado.

El AD 537 puede ser protegido de las señales de entrada bajo-V_{cc} por medio de un diodo Schottky.

Cuando el circuito està en operaciòn, su comportamiento se vuelve no lineal, si la corriente de entrada sobrepasa los 2 (mA).

El AD 537 posee un rango dinàmico de operaciòn de 80 db, dentro de lo cual su operaciòn es confiable; asì por ejemplo, si la corriente de entrada tiene como lìmite superior 1 mA, el convertidor puede operar en una forma garantizada con una corriente de 100 nA (lo que equivale a 1 mV, si la escala superior es de 10 V).

El AD 537, es susceptible a la interferencia, los pines

màs sensitivos son los terminales del capacitor, y el pin "SYNC". Para evitarlo, se recomienda colocar el capacitor de tiempo (timing) lo màs cerca posible al C.I., con el fin de minimizar las señales de ruido en las patas. El pin "SYNC", puede ser desacoplado de señales espurias mediante un capacitor de 0.005 uf(o màs grande), conectàndo este del pin SYNC al pin 13 ($+V_{cc}$).

2.C.4. Acoplamiento de la señal obtenida en la salida del convertidor voltaje-frecuencia, a el LED emisor, circuito diferenciador, circuito monoestable

La señal de salida del convertidor voltaje-frecuencia, es simètrica y de forma cuadrada, la informaciòn enviada se caracteriza como una variaciòn de frecuencia de (0-20 Khz).

Para que en la etapa de transmisiòn exista el menor consumo de energìa, se reduce el ancho de los pulsos (nivel positivo de los pulsos), de tal manera que el LED consuma corriente en un menor intervalo, especialmente a frecuencias bajas.

Nuestro rango de operaciòn es de 1 a 20 Khz, que corresponde a corrientes a ser sensadas de:

Si f =	20 Khz	T =	50	useg	I =	200	A
Si f =	500 Hz	T =	2000	useg	I =	5	A

Para disminuir el ancho de los pulsos se utiliza un circuito monoestable; el C.I. timer 555; se acondiciona para que suministre

pulsos de ancho 8 useg. El LED en condiciones normales consume I_1 = 50 mA. El consumo promedio que tiene, en el límite superior e inferior de funcionamiento es:

$$P_1 = \left(\frac{8}{50}\right) I_1 = 8 \text{ mA (límite superior f = 20 Khz I = 200 A)}$$

$$P_2 = \left(\frac{8}{2000}\right) I_1 = 0.2 \text{ mA (límite inferior f = 500 Hz I= 5A)}$$

Se escoge el C.I. timer 555, para que funcione como monoestable por las siguientes ventajas:

- Consume una corriente relativamente baja de 4 mA, si V_{CC} = 7V.

- Su etapa de salida està conformada por un transistor, que puede manejar corrientes de hasta 200 mA, lo que nos permite alimentar directamente al led emisor.

- Funciona, en un rango de temperatura de 0 a 70°C.

La configuraciòn del Timer 555, para su funcionamiento como monoestable es la siguiente:

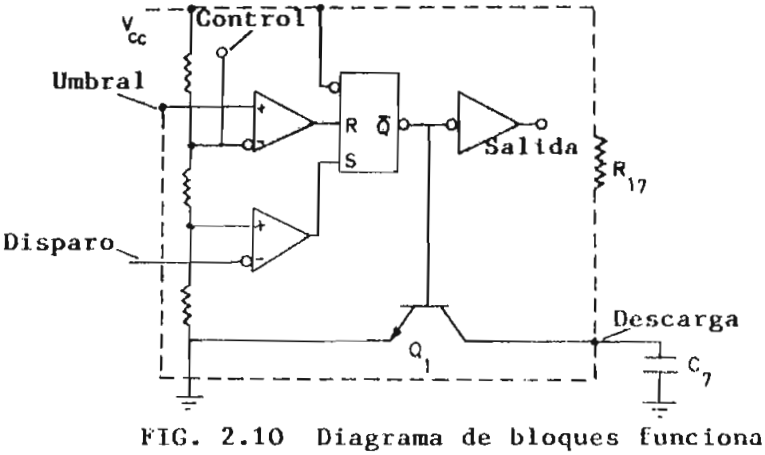


FIG. 2.10 Diagrama de bloques funcional

circuito diferenciador

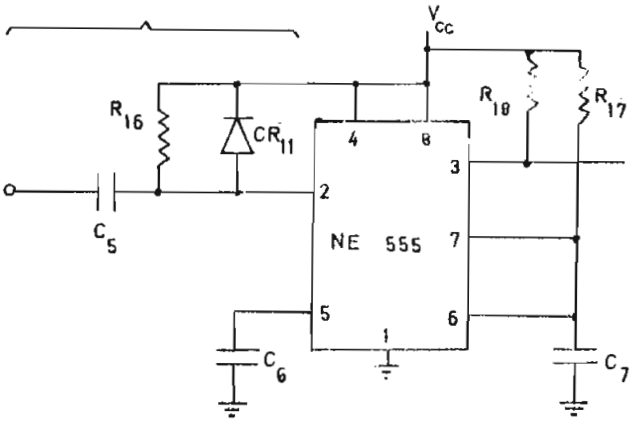


FIG. 2.11 Configuraciòn del timer 555 funcionando como monoestable y circuito diferenciador para su disparo

Descripciòn de pines.-

1)	tierra	5)	control
2)	disparo (entrada)	6)	umbral
3)	salida	7)	descarga
4)	reposiciòn (Reset)	8)	fuente

Operaciòn como monoestable.- Si la salida està en bajo, y aplicamos la transiciòn negativa de un pulso a la entrada de disparo, la salida $\bar{Q}$ del flip-flop va a un nivel bajo y la salida (out pin 3), va a un nivel alto, estando Q_1 cortado.

El capacitor C_7, es cargado a travès de R_{17}, hasta que el voltaje en el capacitor alcanza el nivel del voltaje de umbral (2/3 V_{cc}) y si la entrada de disparo ya ha retornado a su nivel alto, el comparador interno "1" resetea el flip-flop ($\bar{Q}$ Va a un nivel alto) y la salida se pondrà en un nivel bajo,

el transistor Q_1 conduce, y descarga el condensador C_7.

La operaciòn como monoestable se inicia cuando la entrada de disparo disminuye de "$V_{cc}/3$", que es el nivel de referencia del "comparador 1". Una vez iniciada la secuencia, esta se completarà si la entrada de la señal de disparo està en nivel alto, al fin de el intervalo de tiempo de los pulsos de la señal de salida.

Debido al nivel de umbral y el voltaje de saturaciòn de Q_1, la duraciòn del pulso de salida es aproximadamente: $Tw = 1.1. \ R_{17} \times C_7$.

En nuestro caso si Tw = 8 useg y escogemos $R_{17} = 22$ (KΩ) entonces $C_7 = 300$ pf.

La entrada de "Reset", es conectada a V_{cc}, para prevenir falsos disparos. La resistencia R_{18} es conectada entre V_{cc} y la salida, para controlar la corriente en la carga, en nuestro caso el LED.

Para un correcto disparo del circuito monoestable, se utiliza un circuito diferenciador (R,C) para que el ancho del pulso negativo de disparo sea pequeño en comparaciòn con el ancho del pulso de salida requerido.

Càlculo de los paràmetros del circuito diferenciador. (Ver figura 2.11).

$$\left.\begin{array}{l} \text{Si } R_{16} = 9.1 \text{ K}\Omega \\ C_5 = 220 \text{ pf} \end{array}\right\} \text{ entonces } \tau = 2.0 \text{ useg}$$

L = duraciòn de pulso de disparo

El diodo CR_{11}, sirve como protecciòn para evitar que el nivel de señal sobre el pin 2, supere a el nivel V_{cc} en los picos positivos del circuito diferenciador.

2.D. ETAPA DE ENERGIZACION DEL CIRCUITO TRANSMISOR

2.D.1. Diseño del transformador auxiliar T.E.

Este transformador tiene como funciòn, tomar otra parte proporcional de la señal sensada, y adaptarla para utilizarse en la funciòn de energizar, los circuitos de la etapa transmisora.

Tenemos especial cuidado, de que el porcentaje de energìa tomado no afecte la relaciòn del transformador 200/5 A; la proporciòn es mìnima; ya que utilizamos un paquete de baterìas, que energizan los circuitos, cuando la corriente a medirse es muy baja. Para el diseño del transformador T.E. interesan las corrientes de consumo de los elementos:

C.I. AD 537 JD	consume	1,5 mA
NE 555 + Circuito monoestable	consume	7,0 mA
Circuito de control	consume	1.0 mA
Consumo promedio del LED	consume	4.0 mA

En conjunto, el circuito procesador de la señal consume aproximadamente 15 mA. Si el paquete de baterìas, se està

cargando a un promedio de 10 mA, de la manera "carga flotante". El transformador T.E. debe estar apto para suministrar una corriente de 25 mA. El voltaje continuo que se necesita es 10 V_{DC}.

El voltaje pico necesario en el secundario es aproximadamente 11 V_p; 7.77 V(rms).

- Carga nominal: 10 V_{DC}/ 25 mA = 400 (Ω)
  Carga total del secundario = carga nominal + resistencia de los diodos = 400 + 150 = 550 (Ω).

Para que se cumpla con la condiciòn de linealidad del transformador de corriente y su carga nominal, la impedancia que se debe ver en el primario del transformador debe ser menos de 0.17 Ω ; debido a que la carga nominal del transformador de corriente es 0,2 Ω , y la etapa de procesamiento por medio del transformador auxiliar proporcionan 0.03 Ω .

Càlculo de la relaciòn de transformaciòn:

Si $Z_1 = 0.17$ (Ω)

$Z_2 = 550$ (Ω)

$$a = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = 0.017 \quad \text{entonces} \quad \frac{1}{a} \simeq 56,87$$

Para compensar pèrdidas, los càlculos posteriores son realizados con $\frac{1}{a} = 90$.

Tomamos la densidad magnètica, de la misma magnitud que en el caso del transformador sensor. B = 600 (Gauss) y la frecuencia f = 60 (Hz)., $V_2 = 7.77\ V_{rms}$

Aplicamos la siguiente fòrmula:

$$N_2 A_c = \frac{3.49\ (V_2)\ (10^6)}{f.B} \qquad (1)$$

$$N_2 A_c = 698\ (\text{vueltas})\ (\text{pulgada}^2)$$

El nùcleo a utilizarse tiene las mismas dimensiones y caracterìsticas que el nùcleo del transformador auxiliar T.S. - por lo tanto, $A_c = 0.5$ pulg.^{2}

De donde: $N_2 = 1.130$ (vueltas)

Debido a que en la etapa de energizaciòn, no es muy crìtico la corriente de excitaciòn y tomando en consideraciòn el espacio disponible de la ventana del nùcleo utilizado , es conveniente disminuir el nùmero de vueltas del secundario de este transformador a aproximadamente: $N_2 = 1.080$ vueltas.

Por consiguiente: $N_1 = a \cdot N_2 \longrightarrow N_1 = 12$ vueltas

Tipo de alambre utilizado.-

- Ya que por el primario circula como màximo una corriente

(1) Fòrmula tomada del manual I.T.T. capìtulo 13, se considera demostrada.

de 5 (A) utilizo alambre esmaltado AWG # 16, cuyas caracteràsticas son:

Amperios màximos: 5.2. (A)

Diàmetro con doble aislaciòn: 0.0538 pulg.

Vueltas por pulgada: 17

Ohmios en 1000 pies: 7.818

- Por el secundario circula una corriente promedio de 30 (mA) por lo tanto utilizo alambre AWG # 30, cuyas caracteràsticas son:

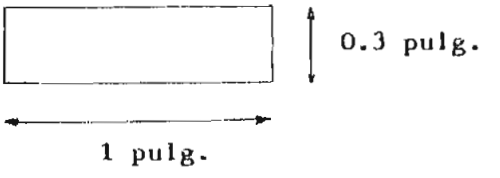
Amperios màximos: 0.2 (A)

Diàmetro con doble aislaciòn: 0.0116 pulg.

Vueltas por pulgada: 80

Ohmios en 1000 pies: 103.2

Distribuciòn de espiras.- La ventana del entrehierro, utilizado para el transformador sensor tiene las siguientes dimensiones:



Distribuciòn del primario.-

Tipo de alambre AWG # 16

Alcanzan 17 espiras por pulgada

Por lo tanto, las 12 espiras ocupan 1 fila

Espesor ocupado por el alambre: 0.0538 pulg.

Espesor ocupado por el papel aislante: 0.00393 pulg.

Espesor parcial ocupado por el primario: 0.0538 + 0.00393= 0.05773 pulg.

Distribución del secundario.-

Tipo de alambre AWG # 30

Alcanzan 80 espiras por pulgada

Por lo tanto: No. de filas =

$$1080 \text{ espiras} \left| \frac{1 \text{ fila}}{80 \text{ espiras}} \right| = 13.5 \simeq 14 \text{ filas}$$

El espesor ocupado por las 14 filas es: 14(0.0116)(1,1)=0.1786 pulg.

El espesor ocupado por las 13 filas de papel aislante es:

$13(3.93 \cdot 10^{-3})(1,1) = 0.0561$ pulg.

El espesor parcial ocupado por el secundario es: 0.1786 + 0.0561 = 0.2347 pulg.

El espesor utilizado por los dos bobinados será: 0.0577 + 0.2347 = 0.2424 pulg.

El espacio sobrante de la ventana es: 0,3 - 0.2924 = 0.007 pulg.

Càlculo de la resistencia del bobinado secundario.-

Si l_c = 5.23 pulg

La longitud total l_T, de cable utilizado en el secundario es:

$$l_T = l_c \cdot N_2$$

$$= (5.23)(1080)$$

$$= 5648,4 \text{ pulg.} = 470.7 \text{ pies}$$

La resistencia del bobinado secundario es:

$$103{,}2 \ \frac{\Omega}{1000 \text{ pies}} \ \Big| \ 470{,}7 \text{ pies} \ \Big| = 48{,}576 \ (\Omega)$$

Rectificaciòn y filtro en la etapa de energìa.- El regulador TL - 430 C, funciona con un voltaje continuo proporcionado a su entrada. Por lo tanto el voltaje alterno suministrado por el transformador T.E. se rectifica y filtra.

Se utiliza un puente de diodos (rectificadores 1N4003), que permiten manejar corrientes de hasta 0,5 (A); y dan una caìda de voltaje directo de 0,7 V.

El filtro se compone de un condensador en paralelo.

$$C \geqslant \frac{1}{4\sqrt{3} \ f \ R_L \ \gamma}$$

$$\gamma = \text{factor rizado} = \frac{\text{componente alterna}}{\text{componente continua}} = \frac{50 \text{ mv}}{10 \text{ v}}$$

$$= 5 \times 10^{-3}$$

$$R_L = \frac{10 \ V_{DC}}{25 \text{ mA}} = 400$$

$$C \geqslant 1200 \text{ uf}$$

el valor real utilizado es 2200 uf

2.D.2. Diseño del circuito cargador del paquete de baterìas

Para lograr el menor consumo de energìa posible, de la lìnea de fuerza objeto de nuestra mediciòn, se diseña el siguiente circuito electrònico, que permite cargar un paquete de baterìas de "Niquel Cadmio", en modo permanente a un rango de corriente relativamente bajo a la vez que alimenta el transmisor.

El elemento principal utilizado en el circuito cargador, es el regulador TL430C, que se dispone en paralelo con la carga y el paquete de baterìas. Este elemento actùa como un diodo Zener, con la particularidad de que su voltaje de salida puede ser programado mediante un arreglo de resistencia y potenciòmetros; el rango del voltaje de salida està comprendido entre 3 a 30 (voltios).

Las caracterìsticas fundamentales del TL430C son:

a. Su voltaje de salida puede ser programado

b. Tiene baja resistencia de salida

c. Proporciona bajo ruido a la salida

d. Tiene la capacidad de manejar corrientes de hasta 100 mA.

La configuraciòn de la etapa de energìa es:

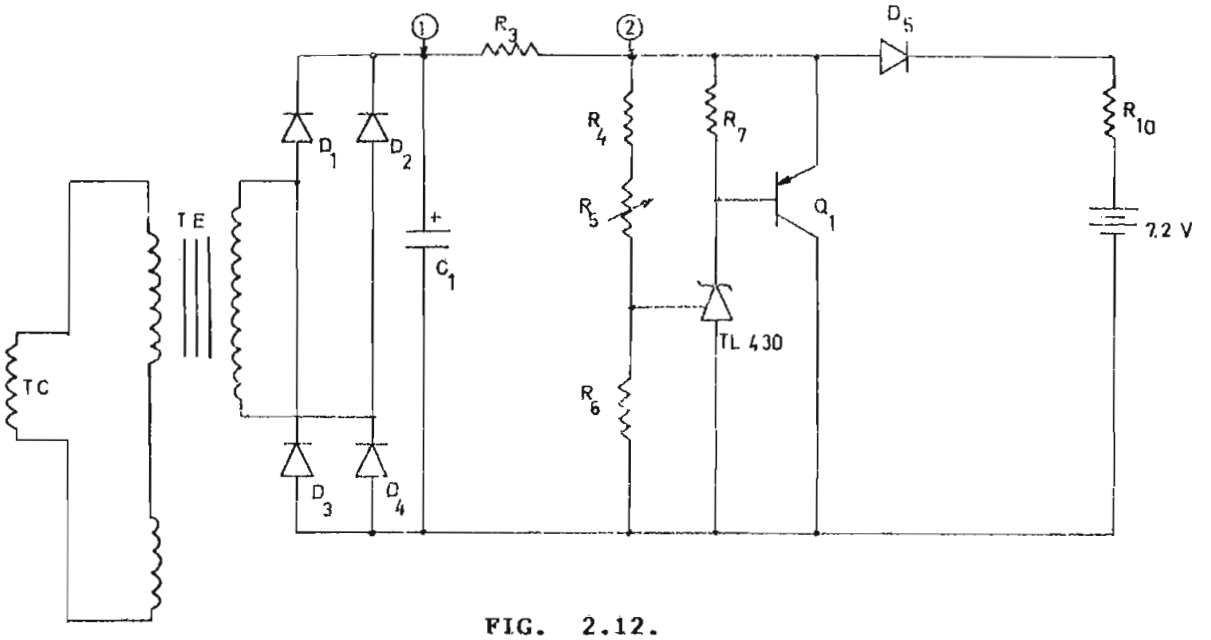


FIG. 2.12.

El transistor Q_1 (ECG 129), ayuda al regulador TL 430C, a manejar màs altas corrientes que 100 mA.

Los datos tècnicos de este transistor son:

P_D	=	1(w)	f_T	=	120 Mhz
I_c	=	1(A)	h_{FE}	=	90 tìpico

El diodo D_5 sirve para evitar que la baterìa se descargue a travès del circuito regulador, rectificador y transformador, cuando no exista señal.

Para escoger el voltaje de salida del regulador TL 430C, tomamos en cuenta las siguientes consideraciones:

El voltaje para polarizar el circuito integrado AD 537JD, debe estar entre 3.4 - 36 V. El paquete de baterìas està compuesto de 6 celdas en serie, cada una proporciona un voltaje de

1.2 V, que nos da un voltaje nominal del conjunto de baterìas de 7.2 V; sin embargo, cuando las baterìas estàn en proceso de carga su voltaje sube a 1.35 V por celda, dando un voltaje de 8.1 V en los bornes del paquete que es aceptable para el AD 537JD. Si la corriente de carga de la baterìa es 10 mA (1), y se escoge a R_{10} igual a 10(Ω), la caìda de voltaje en R_{10} serà sòlo 0.1 V. Cuando D_5 conduce su caìda de voltaje directa es 0.7 V; por lo tanto en voltaje en el punto (2), debe ser 8,9 V, aproximamos este valor a 9.0 V y despreciamos la caìda de voltaje que existe en R_7. Como resultado el voltaje de salida que debe proporcionar el regulador es 9.0 V.

El voltaje de salida del regulador, es programado en base a la siguiente fòrmula, suministrada por el fabricante.

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_4 + R_5}{R_6}\right) \qquad (2.10)$$

siendo: V_o = voltaje de salida

V_{ref} = voltaje de referencia

V_o = 9.0 V

V_{ref} = 2.6 V dato suministrado por el fabricante

De acuerdo a la fòrmula (2.10) $2.46 = \frac{R_4 + R_5}{R_6}$

Para R_5 se escoge un potenciòmetro de 10 (KΩ).

---

(1) Se trata en mayor detalle en la secciòn 2.D.4.

De acuerdo a los datos del fabricante, la corriente que debe entrar por el pin de referencia (I_{ref}) debe ser mìnimo igual a 3 uA y la corriente de divisor de voltaje debe ser por lo menos 30 uA.

Como valores pràcticos tomamos:

R_6 = 33 (kΩ)

de : (2.10) R_4 = 71.0 (kΩ)

Con R_4 = 71.. KΩ la corriente de referencia es: I_{ref}= 80 uA que es un valor apropiado.

La resistencia R_7, polariza al transistor Q_1, para que èste empiece a conducir cuando la corriente I_z circulante por el elemento TL 430C estè cercana a su valor lìmite de 100 mA; se toma para propòsito de càlculo que la corriente I_z sea 80 mA.

Por lo tanto: $R_7 = \dfrac{V_{BE}\ (\text{de } Q_1)}{80\ \text{mA}} = 7.5\ (\Omega)$

El valor real utilizado es : R_7 = 10 (Ω)

2.D.3. Circuito de control para evitar la descarga de la baterìa

En el transcurso del desarrollo del proyecto, se presentò la siguiente eventualidad; la baterìa se descargaba paulatinamente a travès de la carga, cuando el instrumento de mediciòn no se encuentra sensando alguna señal.

Para evitar esta descarga se diseña un circuito que actùe como interruptor; el momento que exista señal este interruptor se cerrarà permitiendo el paso de energìa a la carga, y cuando no exista señal èste debe permanecer abierto.

El circuito de control, està construido a base de transistores y su esquema es el siguiente:

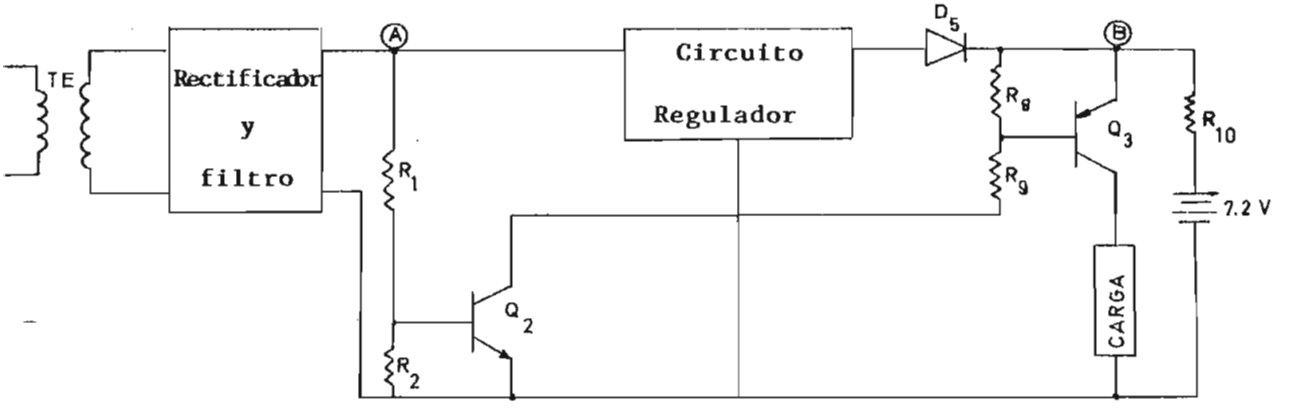


FIG. 2.13.

El circuito funciona asì: cuando no se està muestreando ninguna señal, el voltaje en el punto (A) es cero (0), por lo tanto el transistor Q_2 està cortado, no permitiendo la circulaciòn de corriente a travès de R_8 y R_9, ocasionando que Q_3 permanezca tambièn cortado, y no pase corriente a la carga. Cuando si hay alguna señal muestreada, el transistor Q_2, conduce, llegando a saturarse con un voltaje colector-emisor de 0.03(V), y hay circulaciòn de corriente a travès de R_8 y R_9, el transistor Q_3 conduce en saturaciòn con un voltaje colector-emisor aproximado de 0,06 (V), y se suministra corriente a la carga.

Càlculo de los paràmetros.- Los transìstores utilizados son:

Transistor Q_2 : MPS A06

Transistor Q_3 : MPS A56

Datos tècnicos de estos transistores, se presenta en el apèndice (7.C.11). Para que Q_2 conduzca, el voltaje base-emisor serà: $V_{BE} = 0.6$ (V), R_1 y R_2 forman un divisor de tensiòn, y deben permitir se suministre la corriente suficiente en la base de Q_2 para que èste conduzca. Se tiene el compromiso de que R_1 y R_2 deben ser de valor grande para evitar mucho consumo de corriente. Se debe cumplir con la situaciòn extrema de que cuando la corriente sensada es pequeña, por ejemplo 5(A) el voltaje inducido en el lado secundario del transformador de energìa es pequeño, ya rectificado y filtrado este voltaje es aproximadamente 2.5 (V); en esta circunstancia debemos ocasionar que el transistor Q_2 conduzca y se sature, dando paso a que el transistor Q_3 tambièn se sature.

La corriente que haremos circular por R_9 serà como màximo 0.5 (mA); dado que la ganancia de corriente (H_{fe}) del transistor Q_2 MPS A06 es 100, la corriente en su base para una buena saturaciòn es:

$$I_b = \frac{2I_c}{H_{fe}} = \frac{2\ (0.5)}{100} = 10\ uA$$

Por tanto: $V_{BE}(Q_2) = V_{Ⓐ} \cdot \dfrac{R_2}{R_1+R_2}$

$$0.6 = 2,5 \frac{R_2}{R_1+R_2} =$$

entonces $\dfrac{R1}{R2} = 3.16$

$$R_1 = \frac{2,5 - 0.6\ (V)}{20\ uA} \qquad (1)$$

$$R_1 = 99.5\ K \qquad R_2 = 31.4\ k$$

Hemos tomado como valores pràcticos:

$$R_1 = 100\ (K\Omega)$$

$$R_2 = 30\ (K\Omega)$$

Cuando Q_2 està saturado V_{CE} (de Q_2) $\simeq$ 0.03 V

Para que Q_3 conduzca V_{BE} (de Q_3) $\simeq$ 0.6 V

El voltaje tìpico en el punto (B) es 7.5 V

La corriente de colector que maneja Q_3, que tambièn corresponde a la corriente suministrada a la carga es 15 mA.

La ganancia de corriente del transistor Q_3 MPS A56 es tìpicamente 100 para nuestras condiciones de trabajo (H_{fe} = 100).

Por lo tanto la corriente de base en Q_3 para una correcta saturaciòn es: $I_b = \frac{2I_c}{H_{fe}}$

$$I_b = \frac{2.15}{100} = 0.3\ mA$$

Considerando que un 10% de esta corriente circula a travès de R_8, siendo su valor igual a 0.03 mA.

La corriente total a travès de R_9 serà: 0.33 mA.

$$R_9 = \frac{7.5 - 0.6 - 0.03}{0.33} = 20\ (K\Omega)$$

$$R_8 = \frac{0.6}{0.03} = 22\ (K\Omega)$$

(1) 2.5 V es el voltaje en el punto A, que es el limite para el accionamiento del circuito de control. La corriente 20.0 uA, es la que debe circular por R_1, y permita que 10 uA, circulen en la base de Q_2 para que èste se sature.

2.D.4 Baterìas de niquel-cadmio

El elemento que proporciona la energìa, cuando la corriente a medirse es baja, es una baterìa de niquel-cadmio.

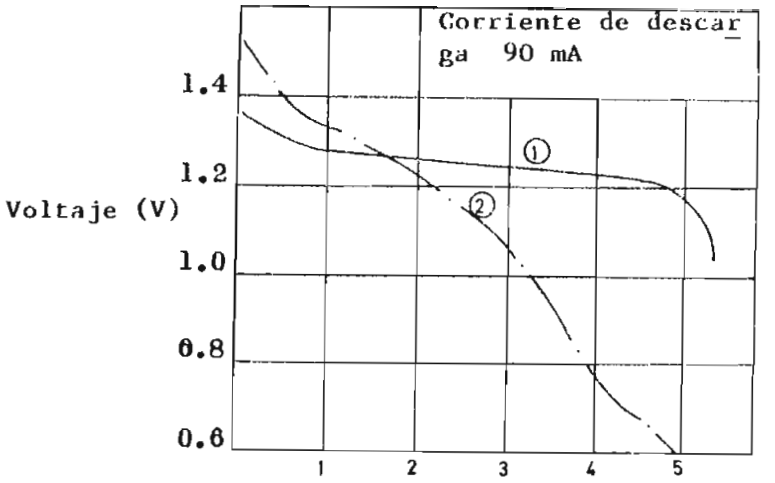
2.D.4.1.- Tipos de baterìas.- Existen varias clases de baterìas de niquel-cadmio.

- Estandar
- De carga ràpida "R"
- Para altas temperaturas "H"
- De alta capacidad "E"
- De alto rango de descarga "P"

2.D.4.2. Caracterìsticas generales.-

1. Descarga.- Las caracterìsticas de descaga de una baterìa de niquel-cadmio, està bien delimitada .

El voltaje inicial de una pila seca es 1.5 V, mientras que el de una baterìa recargable de niquel-cadmio es 1.2 V. Pero como se indica en la figura 2.14; el voltaje de una baterìa de niquel-cadmio permanece en un valor casi constante durante un intervalo grande de la curva de descarga.



Curva 1: voltaje de descarga para batería Niquel-Cadmio.

Curva 2: voltaje de descarga para una celda seca.

FIG. 2.14.

El comportamiento de la batería de niquel-cadmio para la descarga, está influenciado por el elemento que consume su energía (corriente de descarga) y la temperatura.

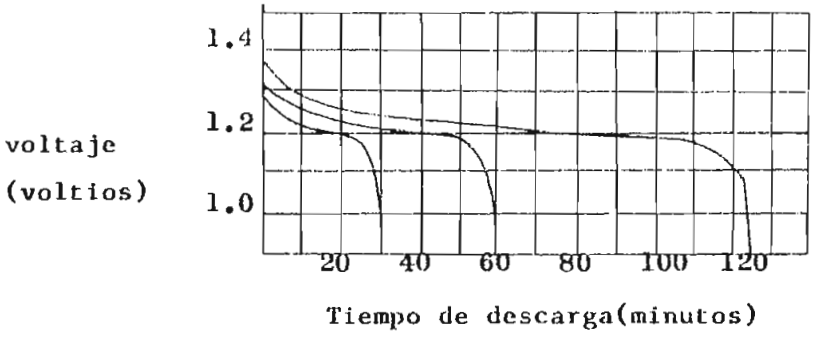


FIG. 2.15. Curvas de descarga en función del tiempo, a corriente constante

2. **Carga.-** El voltaje de la celda varía con la corriente de carga y la temperatura, y está comprendido en el rango de 1.3 a 1.6 (voltios/celda).

Es recomendable que las baterías sean cargadas, bajo el

siguiente cuadro de valores:

Carga estandar (normal):	C/10	14 - 16 horas	todo tipo
Carga ligera	: C/3 o C/4	4 - 6 horas	tipo estandar
Carga ràpida	: 1C o 1.5 C	1 - 1.5 horas	tipo "R"
Carga permanente	: C/20 o C/30	Continuo	todo tipo
Carga mìnima	: C/30	Contìnuo	todo tipo

La capacidad de retenciòn, varìa ampliamente con la temperatura ambiente y decrece a màs altas temperaturas.

3. Vida.- Una bateria de niquel-cadmio, puede ser cargada y descargada cientos de veces, como puede ser visto en la figura.

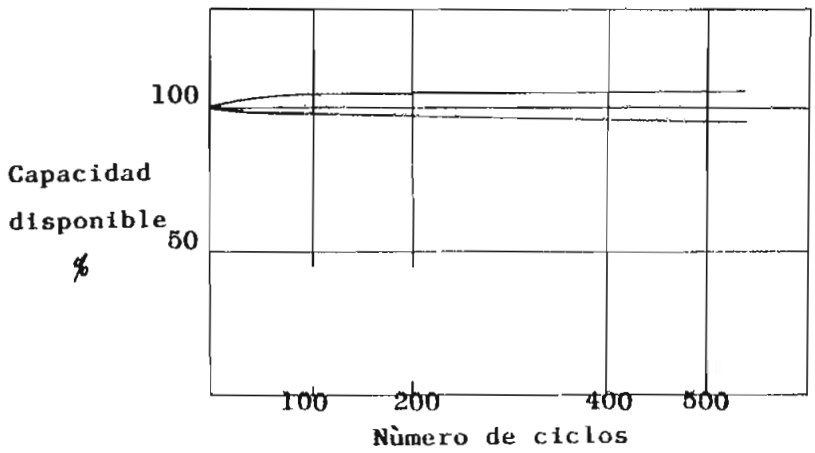


FIG. 2. 16. Ciclos de vida de capacidad

Dentro de condiciones normales, se pueden esperar màs de 500 ciclos de carga y descarga, sin ningùn inconveniente.

Se considera que la celda ha alcanzado el final de su vida, cuando su capacidad decae bajo el 80% de su valor original.

El tiempo de vida es disminuido, si los ciclos de carga y descarga, se llevan a cabo en ambientes con temperaturas màs altas que las especificadas o cuando se presentan polarizaciones inversas.

Si varias celdas son conectadas en serie, existe la posibilidad que algunas de las celdas se polaricen inversamente, lo que puede ocurrir durante la etapa final de una descarga muy marcada. Por este motivo los fabricantes recomiendan, que como màximo sean conectadas 20 celdas en serie.

4. Caracterìsticas de las baterìas para propòsito especial.-

Celda de carga ràpida "R".- La celda tipo "R" tiene una placa negativa mejorada, con apropiadas caracterìsticas de absorciòn de gas. Esta puede estar sujeta, a un proceso de carga controlado de 1C en un tiempo de 1 a 1.5 horas.

La celda tipo "R" permite que se pueda detectar un decremento en el voltaje, despuès que el voltaje de carga ha alcanzado su valor pico; se puede, de esta manera controlar, el punto màximo de carga.

Celda de alta temperatura "H".- Usando un separador de polypropylene la celda tipo "H" puede ampliar su temperatura de funcionamiento a 65 ^{o}C.

Cuando el proceso de carga se realiza a baja corriente C/20, C/30 la celda tipo "H", en ambientes de alta temperatura

se comporta exitòsamente, en comparaciòn con la celda estandar.

Si cargamos a la celda en forma permanente, su vida està determinada por el tiempo, màs que por el nùmero de ciclos de carga y descarga.

Alta capacidad tipo "E".- Estas celdas tienen una capacidad de 20 a 30% superior que una celda estandar.

Celda de alto rango de descarga tipo "P".- Estas celdas disponen de làminas de metal con una resistencia interna baja, y caracterìsticas mejoradas de voltaje, durante un alto rango de descarga.

Conclusiòn.- Una vez adquirido un ràpido criterio sobre las baterìas de niquel-cadmio, se escoge la baterìa con la especificaciòn P-18AAA del tipo estandar, con una capacidad "C" de 180 mAh (miliamperios hora). Nuestra carga consume una corriente promedio de 15 mA, lo que supone que si la baterìa se encuentra completamente cargada, y dejamos actuar sòlo a la baterìa con la carga, èsta nos suministra corriente en un tiempo aproximado de 12 horas.

En las hojas de datos del fabricante (ver apèndice 7.C.4) correspondiente a este tipo de baterìa, tenemos:

voltaje nominal: 1.2 V

Corriente de carga en forma permanente: a C/20 màximo 9 mA

a C/30 mìnimo 6 mA

Temperatura ambiente "tipo estandar" : 0 ^{o}C a 45 ^{o}C

2.E. COMENTARIOS

Este capìtulo se orientò al diseño de la etapa de transmisiòn. Fue parte importante el diseño y construcciòn de los transformadores auxiliares, para que trabajen en condiciones de que presenten impedancia baja al transformador de corriente, a la vez, que se proporcionen los voltajes adecuados en el secundario, y la adecuada corriente, especialmente en el caso del transformador auxiliar de energìa T.E. En el transformador sensor T.S., interesa la linealidad de respuesta en su rango de trabajo.

En la etapa de energìa, asociado al elemento regulador, un potenciòmetro permite realizar una calibraciòn fina del voltaje regulado, que se fija en 9.2 V. Para propòsito de calibraciòn, de el lìmite superior de la escala de mediciòn (200 A), se utiliza el potenciòmetro R_{11} de 500 (Ω), el cual permite una variaciòn de hasta 2 A.

Si el instrumento de mediciòn, va a estar funcionando periòdicamente, se evita el problema que podrìa presentarse de que las baterìas se descarguen. Se recomienda que cuando el instrumento estè por un largo tiempo sin funcionar, se restablezca sus condiciones òpticas de trabajo, sensando una corriente superior a los 20 A.

El porcentaje de potencia utilizado de la lìnea de fuerza es mìnimo, ya diseñado el transmisor su potencia de consumo es 0.5 W màximo. Comparado a los Mwatt que transporta una lìnea de alto voltaje, la potencia utilizada por el instrumento es despreciable.

C A P I T U L O III

ENLACE OPTICO

3.A. INTRODUCCION

Un sistema de comunicaciòn òptico requiere: una fuente òptica, un receptor òptico, y el acoplamiento entre la fuente y el receptor es realizada en el proyecto por una guìa de onda de fibra òptica.

En el presente capìtulo tratamos los conceptos y aspectos fìsicos relacionados, con los tres elementos del enlace òptico Se presenta las caracterìsticas fundamentales, propiedades de los elementos semiconductores emisores de luz "LED", fotodetectores òpticos (fotodiodo PIN), y fibra òptica; con la finalidad de tener una idea de como se lleva a efecto el proceso de comunicaciòn.

En el desarrollo, no insistiremos mucho en formulaciones matemàticas extensas, que consideramos fuera del alcance del presente tratado, y enfocamos el anàlisis a situaciones pràcticas de diseño, utilizaciòn y adaptaciòn de los elementos que se dispone para llevar a cabo el enlace òptico.

3.B. EMISORES OPTICOS

Para que una fuente de luz, sea ùtil para la aplicaciòn de enviar una señal de comunicaciòn, debe cumplir ciertos requerimientos de: potencia de salida, tamaño fìsico, eficiencia, tiempo de vida, capacidad para modulaciòn; el espectro emitido por la fuente debe encontrarse dentro de una zona espectral que corresponda a una mìnima atenuaciòn, absorciòn y dispersiòn de la fibra òptica; para aplicaciones con fibra optica, debe cumplir el requerimiento adicional de ser compatible con la fibra.

3.B.1. Caracterìsticas bàsicas de la fuente de luz

3.B.1.1. Potencia de salida.- Se refiere a la màs alta potencia de salida de la señal, para obtener una detecciòn satisfactoria, considerando la atenuaciòn que puede ser tolerada, antes que la señal caiga bajo un nivel determinado por la relaciòn señal-ruido del receptor.

Una fuente para un sistema de fibra òptica, debe tener un tamaño y diagrama de radiaciòn polar (divergencia del haz) compatible, con un eficiente acoplamiento a la fibra de diàmetro especìfico, en nuestro caso la fibra tiene un diàmetro de 1 (mm).

Un diodo emisor de luz "LED", tiene su àrea de emisiòn tan grande, como la secciòn transversal de la fibra y su distribuciòn angular abarca casi la totalidad del àngulo espacial.

Las caracterìsticas tìpicas de un LED, de la potencia òptica versus la corriente elèctrica se indican en la figura.

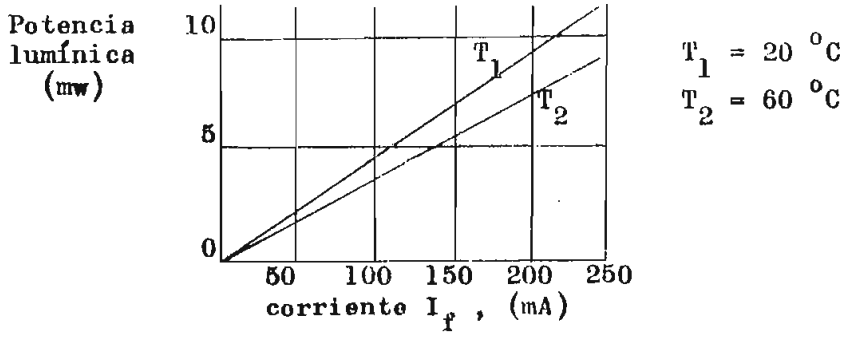


FIG. 3.1.

La potencia òptica màxima, acoplada a la fibra està dada por:

$$P_t = \pi B S_t (A_n)^2 k \qquad (3.1)$$

donde:

B = densidad òptica

S_t = secciòn transversal de la fibra

A_n = apertura numèrica

$$k = \begin{cases} 1 & \text{para fibra de perfil escalonado} \\ 0.5 & \text{para fibra de perfil gradual} \end{cases}$$

De acuerdo a datos del fabricante (ver apèndice 7-C-7) la potencia òptica acoplada a la fibra utilizada es:

P_{Tmin} = - 11.7 dBm $\qquad$ P_{Tmin} = 67 uw

P_{Tmax} = - 9.3 dBm $\qquad$ P_{Tmax} = 117 uw

Estos valores son medidos con un detector acoplado a la fibra a 0.5 mts del punto de emisiòn, por lo tanto en estas magnitudes ya estàn considerados las pèrdidas por acoplamiento entre el emisor y la fibra.

La potencia de salida del emisor òptico, no debe crear en el plano de entrada de la fibra, una densidad de potencia, que exceda el lìmite de no linearidad del material (1 kw/cm^2). En la pràctica una potencia de 1 mw a 10 mw es deseable.

3.B.1.2. Eficiencia.- Determina la potencia de entrada y los requerimientos en la disipaciòn de calor. Una eficiencia pobre significa màs potencia elèctrica requerida, para una salida òptica determinada. La eficiencia de acoplamiento, es funciòn de la secciòn transversal de la emisiòn òptica dirigida hacia la fibra, y de la distribuciòn angular (espacial) de la emisiòn, como se presenta en la figura 3.2 para dos clases de diodos. La eficiencia de conversiòn interna, del LED que se emplea es 50%.

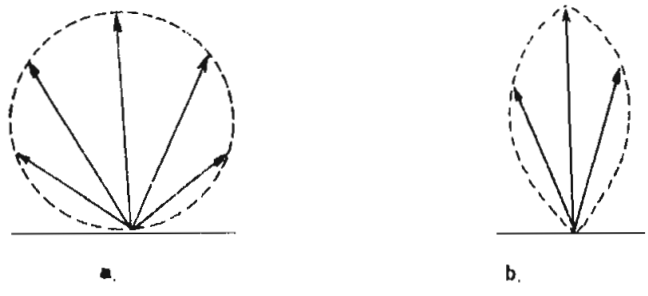


FIG. 3.2 Distribuciòn espacial de la emisiòn lumìnica de los LED a) y de los LD b)

3.B.1.3. Tiempo de vida.- El tiempo medio de vida antes de una falla (MTBF), es un paràmetro, que tiene influencia en la calidad del

sistema. La vida de un dispositivo semiconductor de Ga Al As, depende de la perfecciòn en la construcciòn del material. Las imperfecciones provocan concentraciones de corriente, incremento de la temperatura local, que decrece la eficiencia de emisiòn. En la pràctica, la temperatura de operaciòn, la magnitud en la densidad de corriente, y el nivel de la potencia de salida, afectan la vida del dispositivo. Un tiempo de vida aceptable para una fuente de luz es de 1×10^9 horas.

3.B.1.4. Emisiòn espectral.- Las caracterìsticas de emisiòn de la fuente de luz, son necesarias para llevar a efecto el acoplamiento de dicha fuente, a la guìa de onda de fibra òptica.

En la curva de pèrdida espectral, para fibras de vidrio de sìlica, figura 3.3.

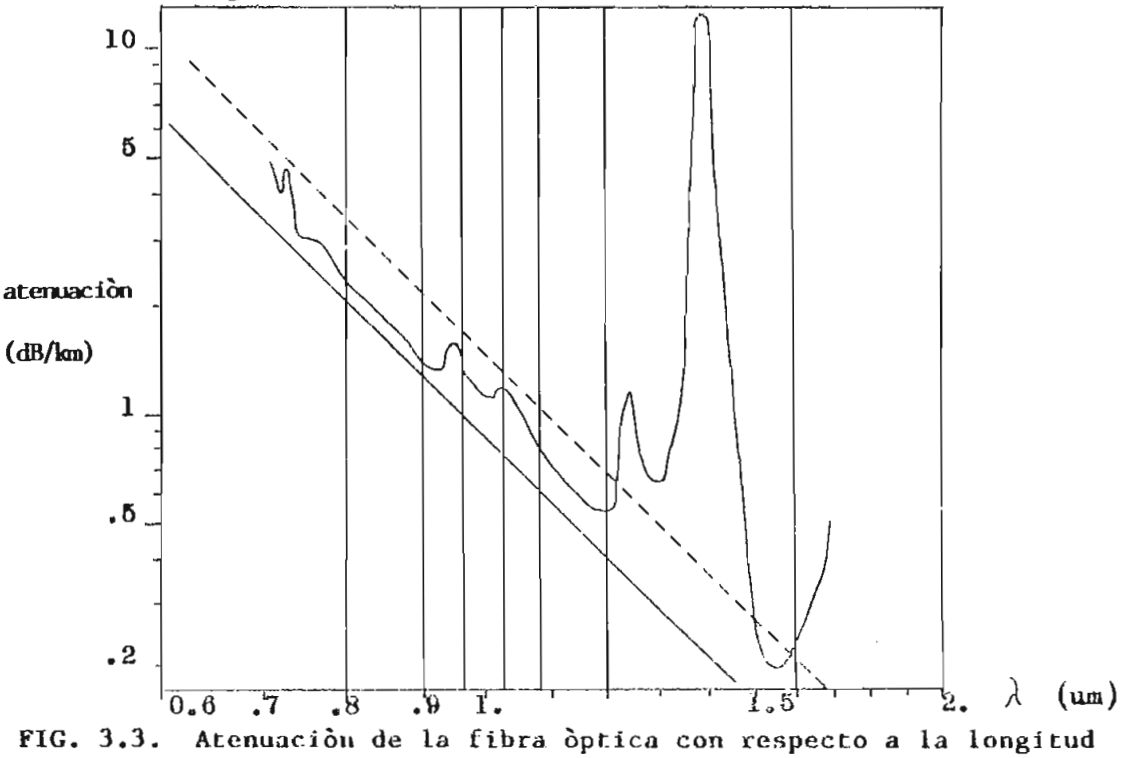


FIG. 3.3. Atenuaciòn de la fibra òptica con respecto a la longitud de onda de transmisiòn

Se observa còmo las pèrdidas decrecen, conforme la longitud de onda aumenta, excepto en los picos de absorciòn de los iones OH^-. Regiones de 0,8 a 1,6 (umt), tienen bajas pèrdidas favorables para la transmisiòn. El rango màs alto de (1,2 a 1,6 umt) es ùtil para aplicaciones donde existe una gran distancia entre repetidoras. Ya que las pèrdidas espectrales, varìan lentamente con la longitud de onda, excepto en los picos de absorciòn; las pèrdidas pueden ser consideradas constantes, para una fuente con un ancho espectral de unos pocos cientos de Angstroms. Sin embargo, si el ancho del espectro es màs grande, la atenuaciòn diferencial (1) de la fibra ocasiona que ocurra un efecto de filtramiento, de tal manera que el espectro recibido despuès de la transmisiòn, es màs estrecho, que el espectro inicial. El ancho espectral de la fuente afecta la dispersiòn en la guìa de onda, ya que el ìndice de refracciòn del material varìa con la longitud de onda emitida por la fuente.

El led utilizado en el proyecto, emite luz con una longitud de onda de λ = 0,665 umt; el material de la fibra empleada es plàstico acrìlico, tiene un coeficiente de atenuaciòn mìnimo de 0,45 dB/mt, a esta longitud de onda. Este tipo de fibra tiene aplicaciòn pràctica para distancias cortas, tal como en telemetrìa que es nuestra situaciòn.

En un Led, debido a la radiaciòn incoherente (2), la distribuciòn espectral es continua y puede ser descrita por la funciòn de Gauss. Figura 3.4.

$$P_\lambda = P_{\lambda_0}\, e^{-n\left(\frac{\lambda-\lambda_0}{\Delta\lambda}\right)^2} \qquad (3.2)$$

(1) Atenuaciòn diferencial: la atenuaciòn de la fibra òptica, depende de la longitud de onda de transmisiòn.

(2) Incoherente: una fuente de luz es incoherente, cuando la luz generada tiene varias longitudes de onda o varias frecuencias y no mantiene una fase frontal uniforme.

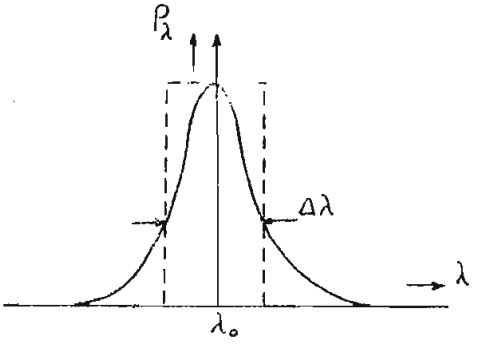


FIG. 3.4 Distribuciòn espectral de los LED

Esta distribuciòn alcanza su màximo para λ_o (λ_o = 665 nmt en nuestro caso) y se caracteriza por el ancho $\Delta\lambda$, igual al ancho de un rectàngulo cuya àrea es equivalente a la de la campana.

Valores tìpicos de $\Delta\lambda$ son:

LED	de	GaAlAs	$\Delta\lambda$	= 30	a	40 nmt	para	λ_o = 850 nmt
LED	de	InGaAsP	$\Delta\lambda$	= 80	a	120 nmt	para	λ_o = 1300 nmt

3.B.2.- Modulaciòn

La informaciòn se coloca en el portador òptico, por el proceso de modulaciòn; debido a que las fuentes òpticas son rara vez fuentes coherentes (como en radio-frecuencia), la modulaciòn de fase y frecuencia son rara vez utilizadas. La modulaciòn de intensidad tanto anàloga como digital, es fàcilmente implementada. La luz generada en los LED, puede ser modulada directamente, por la simple variaciòn de la corriente del diodo, de acuerdo con la señal.

En nuestra aplicaciòn, transmitimos pulsos binarios; teniendo como ventaja que son pràcticamente insensibles a cualquier clase de distorsiones sistemàticas y aleatorias (ruidos); en su transmisiòn no es importante conservar la forma exacta del tren de pulsos, mientras que se pueda descifrar el valor discreto de cada intervalo unitario. La modulaciòn de intensidad, la combinamos con modulaciòn de frecuencia de los pulsos, ya que la informaciòn de la señal sensada està dada como una variaciòn de frecuencia en un rango de 500 Hz a 20 Khz. Otra ventaja de la modulaciòn binaria de la luz, es que la distancia entre regeneradores, cuya funciòn consiste en devolver al tren de pulsos binarios su forma original a pesar de las distorsiones sufridas por el canal, es por lo menos 10 veces màs larga, que en los sistemas alàmbricos.

El porcentaje de modulaciòn està limitado, por la velocidad con que responde el circuito y la respuesta de las constantes de tiempo de la fuente de luz. Una ràpida respuesta, tiene como ventaja que una señal de màs ancho de banda pueda ser manejada.

3.B.3. Principios fìsicos asociados a fenòmenos òpticos en semiconductores

Tanto la generaciòn de luz, como su detecciòn por medio de componentes semiconductores, tienen su origen en los fenòmenos òpticos que se presentan en la zona de transiciòn de una juntura p-n.

En el modelo de las bandas energèticas, los semiconductores poseen dos distintas zonas energèticas, llamadas banda de "valencia" y banda de "conducciòn", separadas por un espacio E y por una diferencia energètica Δw. Figura 3.5.

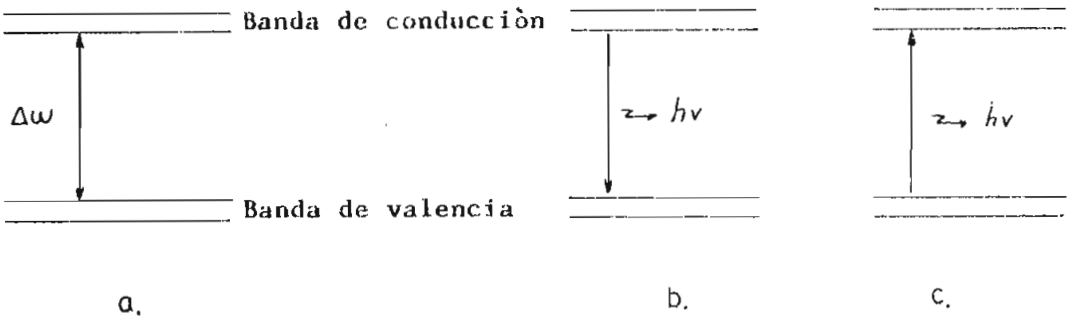


FIG. 3.5 a.- zonas energèticas en un semiconductor

b.- emisiòn electroòptica

c.- absorciòn electroòptica

La generaciòn de luz y su detecciòn se originan en la interacciòn entre los electrones de las dos bandas mencionadas y los fotones. Los fotones son partìculas de luz, o paquetes cuantificados de energìa electromagnètica, sin masa y sin carga alguna. La energìa de cada fotòn equivale hv donde:

$h = 6.625 \times 10^{-34}$ $(W.seg^2)$(Constante de Plank)

v = frecuencia de las ondas de luz

Los fotones pueden ser liberados o absorvidos, por los electrones con el siguiente balance energètico:

a. Cuando un electròn, salta de un nivel energètico alto a otro màs bajo, emite un fotòn.

b. Un electròn para saltar a un nivel de energìa màs alto, necesita absorber energìa en forma de un fotòn.

3.B.4. Estructura del LED (GaAlAs)

La màs simple estructura de un LED, es una juntura p-n; sin embargo la luz emitida por la juntura p-n no es fàcilmente accesible. Los LED, para que sean ùtiles para uso con fibra òptica, son construìdos acomodando su estructura de tal manera que la emisiòn se produzca en una regiòn pequeña, y la reabsorciòn interna sea minimizada.

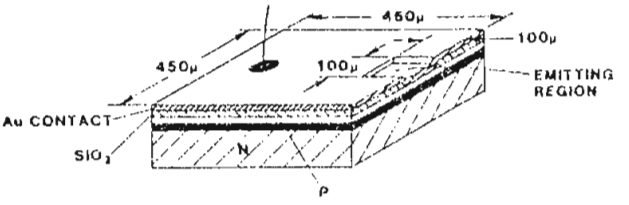


FIG. 3.7. LED, diodo emisor de luz

El tipo de estructura que ha sido desarrollado emplea hetero-junturas, para permitir la construcciòn de junturas con alta concentraciòn y obtener una eficiente recombinaciòn. Las pèrdidas por absorciòn en el cristal, se eliminan colocando varias capas de cristales de GaAlAs, entre la zona activa y la fibra.

El ìndice de refracciòn de las capas GaAlAs es màs bajo que el de GaAs. Debido al fenòmeno de la reflexiòn, que produce en esta situaciòn, la mayor parte de la luz emitida se queda encerrada dentro de la zona activa rebajando asì las pèrdidas por radiaciòn.

Las dos capas adicionales de GaAlAs (fig. 3.8), generan una barrera de potencial para las cargas inyectadas en la capa de Ga As. Se debe, a que la diferencia energètica entre la

banda de valencia y la banda de conducciòn del GaAlAs, supera a la diferencia respectiva del GaAs; causando una concentraciòn de electrones muy alta en la zona de recombinaciòn, con el subsiguiente aumento de la eficiencia radiactiva.

La radiaciòn es parcialmente direccional, sin embargo es incoherente, y el lòbulo de radiaciòn tiene un àngulo medio de 60°. El led utilizado tiene un lente acoplado a la superficie de emisiòn, para mejorar la direccionalidad de la radiaciòn.

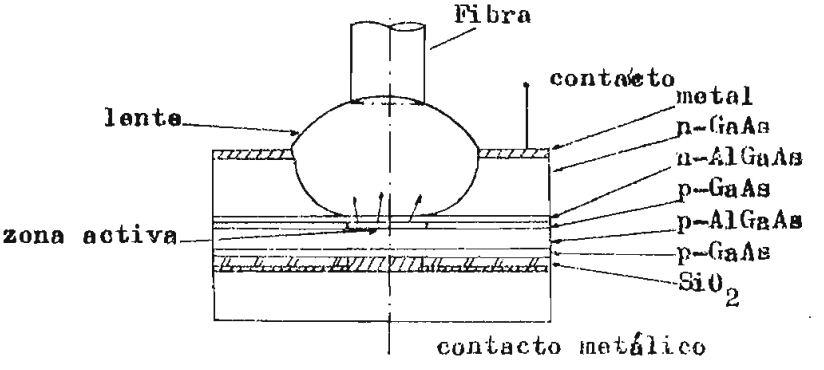


FIG. 3.8. Secciòn transversal de un LED

3.B.5. Caracterìsticas elèctricas òptimas

La superficie emisora de un diodo, opera con una densidad

La emisiòn de luz se presenta en la siguiente forma, y es el principio de funcionamiento de los diodos luminiscentes (LED).

Emisiòn espontànea (luminiscencia).- En diodos emisores de luz LED, èste es un fenòmeno puramente estadìstico y da lugar a una radiaciòn incoherente; se trata de una recombinaciòn espontànea entre los electrones y los huecos, acompañados por fenòmenos òpticos. Cuando hay exceso de electrones en la banda de conducciòn, èstos a veces espontàneamente caen en los huecos de la banda de valencia, emitiendo cada uno un fotòn. Figura 3.6.

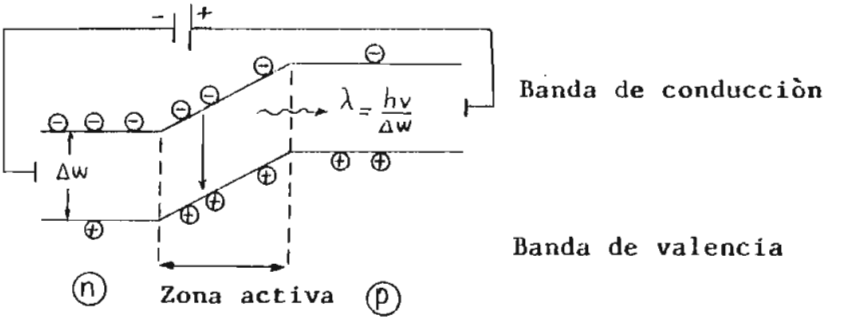


FIG. 3.6 Emisiòn òptica en semiconductores

Este fenòmeno, se explica por medio de la Figura 3.6. Segùn esta representaciòn en el material semiconductor tipo n, hay un exceso de electrones en la banda de conducciòn; mientras que en la banda de valencia sobran huecos, este desequilibrio se debe a la temperatura del material, y gracias al fenòmeno de la difusiòn se llega a formar una zona de cargas espaciales con una barrera de potencial, llamada "tensiòn de difusiòn", la cual obstruye el intercambio de cargas entre las bandas. Sin embargo, aplicando en esta situaciòn una tensiòn externa en el sentido de conducciòn, la barrera de potencial puede ser

rebajada hasta tal punto, que se llega a un intercambio de cargas entre ambas zonas, dando lugar a la recombinaciòn de los pares electròn-hueco, con la subsiguiente liberaciòn energètica principalmente en forma de fotones, además de calor. La zona de recombinaciòn en la cual se realizan estos fenòmenos, se llama "zona activa" o "zona de emisiòn".

De acuerdo con la teorìa cuàntica, la longitud de la onda electromagnètica, en forma de luz està dada por:

$$\lambda = \frac{hc}{\Delta w} \qquad (3.3)$$

donde:

$h = 6.625 \times 10^{-34}$ w. seg^2

$c = 3 \times 10^8$ mt/seg

Δw = diferencia energètica entre ambas bandas, depende del material semiconductor y de la temperatura.

Si la longitud de onda emitida por el LED utilizado es:

$\lambda = 665$ nmt

y el material del diodo es Ga Al As

$$\Delta w = \frac{hc}{\lambda}$$

$$\Delta w = \frac{6.625 \times 10^{-34} \text{ w . seg}^2 \quad 3 \times 10^8}{0.665 \times 10^{-6} \text{ mt}} \quad \frac{\text{mt}}{\text{seg}}$$

$$= 2,988 \times 10^{-19} \text{ w. seg}$$

$$w = 1,865 \text{ ev}$$

de corriente màxima de 1000 A/cm^2 y emite entre 1 a 10 mw; la radiaciòn del dispositivo es omnidireccional y la potencia tìpica acoplada a la fibra es aproximadamente 100 uw. La corriente necesaria para activar el dispositivo es aproximadamente 10 mA promedio.

3.B.6. Resumen de las caracterìsticas del LED utilizado en nuestro proyecto

I_f = corriente de consumo promedio = 20 mA tìpico 50 mA màximo

V_f = caìda de voltaje directa = 1.7 (V) tìpico 2 V màximo

V_r = voltaje inverso = 4.0 (V) màximo

λ = 665 nmt

Temperatura de operaciòn 0° C min 70 C^o max

Diàmetro efectivo D_t = 1 mm

3.C. FIBRA OPTICA

La fibra òptica en el proyecto es el elemento que se utiliza como medio de transmisiòn y realiza la funciòn de aislar la secciòn de fuerza (transmisor) y la etapa de recepciòn; presentamos sus principios bàsicos, caracterìsticas, estructura, propiedades. Se explica aspectos pràcticos relacionados con el diseño y adaptaciòn de la fibra òptica a el sistema.

La fibra òptica utilizada en el proyecto, es del tipo: "fibra de ìndice escalonada multimodo"; por lo tanto, trataremos en una forma màs detallada este tipo de fibra.

3.C.1. Características importantes de fibras ópticas

Las características que ofrece una guía de onda de fibra óptica, trabajando en condiciones reales, son las siguientes:

- no existen problemas de aislación de tierra, pudiendo el transmisor y receptor encontrarse a potenciales muy diferentes, ya que la fibra óptica es un excelente aislador eléctrico;

- óptimas características físicas: fina, liviana, flexible;

- adecuada resistencia a las tensiones mecánicas;

- alta resistencia al calor;

- la intercepción clandestina de la información, e interferencias maliciosas resultan muy difíciles;

- inmunidad a perturbaciones aleatorias, tales como el ruido blanco, impulsivo;

- inmunidad a interferencia de campos eléctricos y electromagnéticos;

- sus propiedades son casi independientes, de las variaciones de temperatura;

- la velocidad de transmisión, alcanza actualmente varios

Gbit/seg. Su ancho de banda es tal, que este lìmite puede ser superado màs de cien veces;

- su costo hoy en dìa es competitivo, puesto que la materia prima de la cual se fabrica, es uno de los elementos màs comunes en la tierra.

3.C.2. Fundamentos de la òptica geomètrica

El mecanismo bàsico, involucrado en la transmisiòn de la luz a lo largo de una fibra òptica, es la reflexiòn interna, que ocurre cuando un rayo de luz pasa de un medio con lndice de refracciòn n_1 a otro con lndice $n_2 (n_1 \quad n_2)$.

El fenòmeno de la reflexiòn y refracciòn, en el lìmite entre dos medios dielèctricos, se produce asì:

Refracciòn de la luz.- Un rayo de luz, al pasar de medio òptico (1) a otro (2), "cambia de direcciòn", de manera que el àngulo de incidencia $\measuredangle i$ y el de refracciòn $\measuredangle r$ difieren entre sì. Estos àngulos se miden con respecto a la normal, bajada en el punto de incidencia.

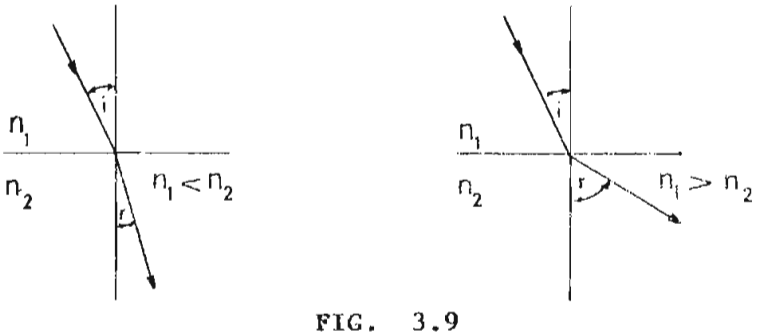


FIG. 3.9

Ley de Shell.- Tiene la siguiente forma: $n_1 \operatorname{Sen} \measuredangle i = n_2 \operatorname{Sen} \measuredangle r$ (3-4) (ver apèndice 7.C.2).

Ley de refracciòn.- Como consecuencia inmediata de la ley de Snell, se presentan las siguientes circunstancias.

- Un rayo de luz que pasa de un medio òptico menos denso a uno màs denso, se refracta acercàndose a la normal.

- Un rayo de luz que pasa de un medio òptico màs denso a uno menos denso, se refracta alejàndose de la normal.

Fenòmeno de la reflexiòn total.- Considerando un rayo de luz que pasa de un medio òptico màs denso a uno menos denso, su trayectoria en el segundo medio se aleja de la normal. Por lo tanto, habrà, un àngulo de incidencia llamado àngulo crìtico "$\measuredangle \gamma_c$", al cual le corresponde un àngulo de refracciòn igual a 90°, o sea el rayo se deslizarà por la superficie de separaciòn de los dos medios; aumentando el àngulo de incidencia aùn màs sobre este lìmite, el rayo deja de atravesar la superficie de separaciòn, reflejàndose en el primer medio, de acuerdo con las leyes de reflexiòn. Este fenòmeno, llamado "Reflexiòn Total" es la base de propagaciòn de la luz en fibras òpticas.

De acuerdo a las relaciones anteriores tenemos:

$$\frac{\operatorname{Sen} \measuredangle i}{\operatorname{Sen} \measuredangle r} = \frac{n_2}{n_1} \rightarrow \frac{\operatorname{Sen} \gamma_c}{\operatorname{Sen} 90^o} = \frac{n_2}{n_1} \rightarrow \operatorname{Sen} \gamma_c = \frac{n_2}{n_1} \qquad (3.5)$$

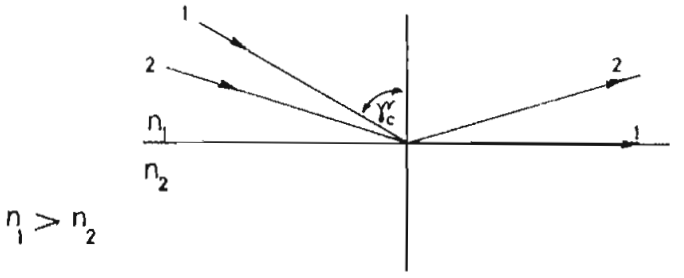


FIG. 3.10

Observaciòn: Las anteriores leyes de la òptica geomètrica se cumplen con bastante precisiòn, cuando los elementos geomètricos, tengan dimensiones significativamente màs grandes que la longitud de onda de la señal transmitida. Se ha considerado, que el rayo incidente, reflejado, refractado y la normal estàn situados en el mismo plano.

3.C.3. Estructura y mecanismos de conducciòn en las distintas fibras òpticas

3.C.3.1 Estructuras.- La estructura bàsica de las guìas òpticas, consiste de un nùcleo de cuarzo (SiO_2), o de otro material transparente, la fibra utilizada en el proyecto es de plàstico acrìlico. El nùcleo està rodeado de una "chaqueta", generalmente del mismo material, con un ìndice de refracciòn levemente inferior al primero o sea $n_1 > n_2$.

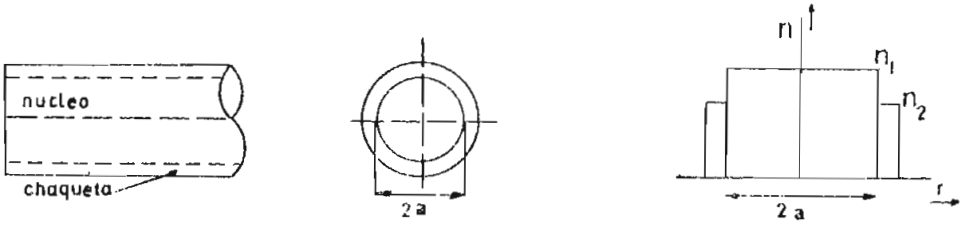


FIG. 3.11 Estructura de fibras de ìndice escalonado

El paso de un valor al otro puede ser abrupto "Fibra escalonada", o de manera variable "Fibra gradual"; el ìndice de refracciòn representado como funciòn de la distancia al eje r, està dado por la siguiente expresiòn, que se da por aceptada sin demostraciòn.

$$n(r) = n1 \sqrt{1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^k} \quad ; \quad |r| \leq a$$

$$n(r) = n_2 \quad ; \quad |r| > a \qquad (3.6)$$

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \qquad (3.7)$$

k = 2 para ìndice gradual

a = radio del nùcleo

r = distancia radial del eje

3.C.3.2. Mecanismo de conducciòn òptica en fibras

Forma de propagaciòn de las ondas.- Se presentan tres clases diferentes de ondas o rayos, dependiendo del àngulo de incidencia.

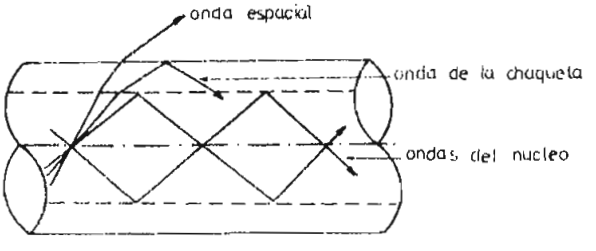


FIG. 3.12 Clases de ondas (rayos) en fibras

Ondas del nùcleo.- Son las que se propagan solamente en el nùcleo, sin salir de èl. Algunas de ellas son paralelas al eje, otras obedecen a las leyes de la "reflexiòn total", reflejàndose en forma repetida a lo largo del recorrido. Estas ondas, principalmente interesan en la transmisiòn òptica.

Ondas de la "chaqueta".- Como su àngulo de incidencia ($\measuredangle i$) es menor que el àngulo crìtico ($\measuredangle i < \measuredangle \gamma_c$), estos rayos penetran en la chaqueta, donde se refractan alejàndose de la normal, lo que resulta suficiente para producir la reflexiòn total, en el lìmite exterior de la chaqueta, a continuaciòn estos rayos son devueltos a la chaqueta y al nùcleo.

Ondas espaciales.- Su àngulo de incidencia es suficientemente pequeño como para refractarse tanto desde el nùcleo a la chaqueta, como desde la chaqueta al exterior, siendo estos rayos absorvidos por la atmòsfera o por la capa protectora de la fibra.

Existe un concepto que es necesario entenderlo, para realizar un escogimiento apropiado entre distintos tipos de fibra, apta para la correspondiente aplicaciòn, y es: "La apertura numèrica".

Apertura numèrica An y el àngulo de aceptaciòn.- Este paràmetro nos dà un criterio para acoplar la luz desde una fuente al nùcleo, de una forma eficiente, con el fin de cumplir con las condiciones de la reflexiòn total, y el àngulo lìmite o crìtico. Los rayos tienen que incidir en la secciòn transversal abierta del nùcleo con un àngulo menor o igual que el àngulo de aceptaciòn, cuyo valor se determina a continuaciòn.

Los índices de refracción correspondientes son los siguientes:

n_o = índice de refracción del aire

n_1 = índice de refracción del núcleo

n_2 = índice de refracción de la chaqueta

γ_A = ángulo de aceptación

$n_1 > n_2$

$n_1 > n_o$

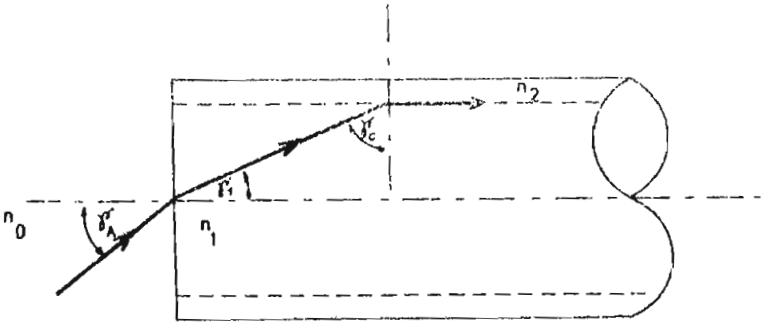


FIG. 3.13

Según la ley de Shell:

$$n_o \text{ Sen } \gamma_A = n_1 \text{ Sen } \gamma_1$$

$$= n_1 \text{ Cos } \gamma_c$$

$$= n_1 \sqrt{1 - \text{Sen}^2 \gamma_c}$$

$$= n_1 \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}$$

$$A_n = \text{Sen}\, \gamma_A = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \qquad (3.8)$$

Los índices de refracción del núcleo, y la chaquera son escogidos para que den una alta apertura numérica, cerca a 0,7 La fibra óptica utilizada tiene una apertura numérica de 0,5.

De (3.8) $$\text{Sen } \gamma_A = A_n = 0,5$$

$$\gamma_A = 30^o \text{ (ángulo de aceptación máximo)}$$

La magnitud de la apertura numérica, junto con el diámetro del núcleo son decisivos, para la cantidad de luz que podrá ser acoplado a la fibra. Lo más deseable sería que ambos valores sean grandes; sin embargo hay varias limitaciones al respecto, por ejemplo:

1. El aumento del diámetro significa la entrada de muchos modos con la subsiguiente dispersión.

2. Una apertura numérica grande, supone una diferencia considerable entre n_1 y n_2, se obtiene con vidrios de mayor atenuación, causando otra clase de problemas.

Modos de propagación.- En una guía de onda metálica, para la propagación de las ondas en el rango de las microondas y en las guías de onda ópticas, aparece el concepto de "Modos de propagación". El Modo es una clasificación común para un conjunto de componentes del campo de ondas, relacionados entre sí por un comportamiento igual a lo largo de la guía.

Puesto que se trata de propagación electromagnética en

guìas de onda, sòlo se propagan ciertas ondas, llamadas "Modos", capaces de transportar energìa a lo largo de la guìa de onda. Cada modo tiene una frecuencia de corte, conforme la longitud de onda aumenta, un modo particular puede propagarse. El nùmero de modos que se propagan, es funciòn del radio del nùcleo de la fibra, de la longitud de onda de operaciòn, de la apertura numèrica An y matemàticamente està expresado por:

$$M = \left(\frac{2 \pi a A_n}{\lambda} \right)^2 \qquad (3.9)$$

en nuestra situaciòn:

Si $A_n = 0,5$

$\lambda = 665$ nmt

$a = 1$ mm

de (3.9) $M = 22.318.059$

Este nùmero grande de modos que se propagan, se deben a que el diàmetro del nùcleo de la fibra es elevado.

En el estudio de la fibra òptica se define la expresiòn:

$$P_c = \left(\frac{2 \pi a A_n}{\lambda} \right) \qquad (3.10)$$

como paràmetro caracterìstico y sirve como una magnitud de comparaciòn. Si $Pc < 2,4$ lo que ocurre con un diàmetro de la fibra comprendido entre 2 y 10 umt, el nùmero de modos se reduce a uno sòlo.

Los caminos recorridos por las ondas entre los extremos de la fibra difieren entre sì. Como los caminos recorridos son muy desiguales, existe entonces un retardo de tiempo por unidad de longitud de la guìa, para cada modo de propagaciòn. La diferencia de tiempo de desplazamiento entre los modos se denomina retardo de grupo. En consecuencia, un estrecho pulso de luz $P_1(t)$, inyectado en un extremo de la fibra, llegarà como $P_2(t)$, con un determinado grado de distorciòn por ensanchamiento. Este ensanchamiento es conocido como "Dispersiòn". La dispersiòn es el factor limitante de la velocidad de transmisiòn de la fibra multimodo, disminuyendo su ancho de banda utilizable.

En las fibras de ìndice escalonado, los modos de desplazamiento estàn fundamentalmente enclaustrados en la regiòn del nùcleo. Aquellos modos que tienden a desplazarse hacia la chaqueta, se encuentran con un campo desvaneciente, el cual decae exponencialmente a lo largo de la distancia radial, desde el eje del nùcleo, lo que hace pràcticamente despreciable la presencia de estos modos en la superficie de la fibra.

3.C.4. Propiedades de la fibra

3.C.4.1. Atenuaciòn.- La pèrdida de potencia luminosa a lo largo de la fibra, fue uno de los principales obstàculos que presentaba la transmisiòn òptica; en los ùltimos años la atenuaciòn se ha reducido a menos de 0,2 db/km. La atenuaciòn conduce a la disminuciòn de la amplitud de la señal.

La potencia òptica P(0) acoplada a la fibra desde la fuente,

aparece a la salida del canal como:

$$P_{(L)} = P_{(o)} \, 10^{\frac{\alpha L}{10}} \qquad (3.12)$$

L = longitud

α = coeficiente de atenuaciòn

Por consiguiente la potencia lumìnica disponible a la salida de la fibra de una longitud L, depende sòlo en forma lineal de la potencia acoplada P(O), mientras que el coeficiente y el largo L, lo afectan en forma exponencial.

De la expresiòn anterior:

$$\alpha = \frac{10}{L} \log \frac{P_o}{P_L} \left(\frac{dB}{km}\right) \qquad (3.13)$$

la fibra empleada tiene una atenuaciòn de 0.45 dB/mt. Si utilizamos 10 mts de cable la atenuaciòn de la señal en el recorrido es de 4,5 dB de acuerdo a lo enunciado en la pàg. 59

P_{Tmin} = 67 uw a L = 0,5 mts

P_{Tmax} = 117 uw a L = 0,5 mts

De (3,13), la potencia disponible a la distancia L = 10 mts es:

P_{Lmin} = 25,03 uw P_{Lim} = -16 dBm

P_{Lmax} = 43,72 uw P_{Lmax} = -13.5 dBm

La potencia òptica mìnima, aceptada por el receptor es -24 dBm (apèndice 7.C.7); por lo tanto disponemos de cierto grado de tolerancia.

Las causas de la atenuaciòn, y por consiguiente las pèrdidas de la potencia òptica se deben a:

- absorciòn del material
- esparcimiento del material
- Distorsiòn de la guìa òptica
- radiaciòn por curvatura

Absorciòn del material.- Son pèrdidas ocasionadas por impurezas, como pèrdidas intrìnsecas. Las impurezas en el nùcleo de la fibra, se debe a la presencia de iones OH^-, Cu^{2}_{+}, Fe^{2}_{+}, Cr^{3}, causando una pèrdida de 1 db/km. Las pèrdidas pueden ser reducidas mejorando los mètodos de fabricaciòn. Cada una de estas impurezas atenùa sòlo ciertas longitudes de onda, sin afectar a las demàs; las màs notables son las impurezas residuales de iones de hidròxido OH^-, que causan màximos relativos de atenuaciòn, para las longitudes de 0.95; -1,25; -1,4 umt, ver figura 3.3.

Las pèrdidas intrìnsecas son debidas a la resonancia de los materiales que hacen saltar los electrones desde niveles energèticos bajos a otros màs altos, absorviendo asì la energìa òptica; èsto ocurre en la regiòn del infrarrojo a 1,55 umt.

Esparcimiento del material.- Este efecto ocurre, debido a la absorciòn y reradiaciòn de energìa por las molèculas. La energìa

de la luz difundida es sustraìda del haz inicial, resultando asì debilitada. Se debe principalmente a la falta de homogeneidad de la estructura vitrea, causando fluctuaciones del ìndice de refracciòn, y por consiguiente una pèrdida de la energìa òptica ùtil, que ademàs es desviada del nùcleo por estas inhomogeneidades.

Distorsiòn de la guìa òptica.- Estas pèrdidas se deben a las irregularidades geomètricas del nùcleo a lo largo del eje, y pueden ocasionar una desviaciòn de la luz hacia la chaqueta, y conversiòn de modos, lo que produce pèrdidas y una modificaciòn en el comportamiento del ancho de banda. Estas irregularidades son el resultado del proceso de fabricaciòn, ya que aparecen variaciones en las dimensiones del diàmetro.

Grandes irregularidades geomètricas, son capaces de producir atenuaciones del orden de unos 10 db/km.

Radiaciòn por curvatura.- Cualquier curvatura, tiene como consecuencia una distribuciòn asimètrica del campo electromagnètico en el interior de la guìa òptica, que desvìa la energìa desde el nùcleo hacia la chaqueta.

3.C.4.2. Dispersiòn en fibras òpticas.- El espectro luminoso, es una fuente de un ancho de banda casi inagotable, e idealmente coincide con el estado actual de la tecnologìa de la fibra òptica. Sin embargo, hay varios factores que limitan el ancho de banda utilizable, entre ellos la "Dispersiòn".

La dispersiòn es un concepto genèrico, para todos los efectos

(1) $V = \frac{d_z}{dt} = \frac{d_z}{d} \frac{d}{dt} = \frac{w}{B} \quad w = \frac{d}{dt}$

que ocasionan diferencias de tiempo de propagaciòn, y por lo tanto limitan el ancho de banda utilizable en la transmisiòn. En el caso de la luz, la causa de este fenòmeno, es el hecho de que la velocidad de fase (1) y por consiguiente el tiempo de propagaciòn de una onda, depende de la longitud de onda.

En el caso de la fibra, la energìa òptica que se propaga en una guìa se compone generalmente de un nùmero de "modos", y de un espectro de longitudes de onda o frecuencia. Como resultado, las componentes de la energìa òptica (modos) experimentan diferentes retardos de propagaciòn, ocasionando un "ensanchamiento temporal" de la señal transmitida.

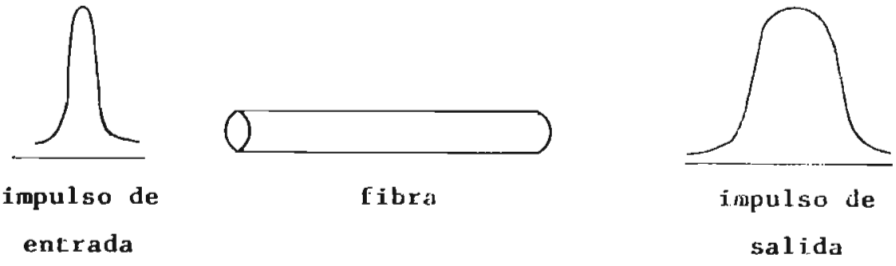


FIG. 3.14

En consecuencia los pulsos transmitidos se ensanchan, lo que equivale a una limitaciòn en el ancho de banda y el medio se comporta como un filtro pasa bajos.

El ancho de banda de transmisiòn en fibras òpticas, significa el espectro de frecuencias que pueden ser trasmitidas a una distancia de 1 km con una atenuaciòn igual o menor que 3 db. Normalmente se mide en Mhz-Km. La dispersiòn total, està compuesta de: dispersiòn del material, dispersiòn modal.

Dispersiòn del material.- Se manifiesta como una variaciòn del ìndice de refracciòn con la longitud de onda. Mientras que la velocidad de la luz en el vacìo es la misma para todas las longitudes de onda, la velocidad en una substancia material, es distinta para las diferentes longitudes de onda. Por lo tanto, el ìndice de refracciòn como la velocidad de la luz, es funciòn de la longitud de onda. De esta manera, la luz de una longitud de onda experimenta un retardo de propagaciòn diferente, a la onda de otras longitudes. De tal manera, que la energìa òptica lanzada simultàneamente a la fibra, aparece a la salida temporalmente dispersa.

Dispersiòn modal.- Este problema es propio de las fibras multimodo, donde la energìa òptica se propaga en un nùmero elevado de modos, ocupando un espectro de longitudes de onda considerable.

Cada modo tiene su propia velocidad de propagaciòn y retardo de grupo. Usando el modelo de la òptica geomètrica, cada modo puede ser representado por un rayo con una trayectoria determinada. De esta manera, la energìa òptica lanzada simultàneamente a la entrada de la fibra, atravès de varios modos, aparece a la salida de la fibra temporalmente dispersa.

La dispersiòn modal, puede tener dos soluciones.

1. Reduciendo el nùmero de modos, hasta llegar al tipo monomodo.
2. Empleando fibras de ìndice gradual, para igualar los retardos de propagaciòn, variando la velocidad de las ondas dentro del nùcleo.

3.C.5 Resumen y resultados de las consideraciones pràcticas realizadas en la selecciòn de las fibras òpticas

El rango de frecuencia de transmisiòn es de 0 a 20 (kHz), la distancia de transmisiòn es 10 mts; con estas consideraciones se selecciona la fibra òptica.

La fibra que se utiliza es del tipo "ìndice escalonado", porque el ancho de banda de transmisiòn es angosto, y debido a que estas fibras son menos sensitivas a las pèrdidas por doblamiento ademàs es màs fàcil realizar el acoplamiento a una fuente de luz, aumentando su eficiencia en un factor de dos, con respecto a las fibras de ìndice gradual.

Sus dimensiones son:

diàmetro del nùcleo 1mm

diàmetro con la chaqueta incluida 2,3 mm

esfuerzo màximo que se le puede aplicar 1 Newton

El cable presenta la siguiente atenuaciòn:

tìpico 0,45 dB/mt

màximo 0,63 dB/mt

mìnimo 0,3 dB/mt

apertura numèrica $A_n = 0,5$

àngulo de aceptaciòn $\gamma_A = 30°$ màximo

potencia disponible a la distancia L = 10 mts $P_{Lmin} = 25,03$ uw

$P_{Lmax} = 43,72$ uw

3.D. RECEPTORES OPTICOS

La detecciòn de la señal en el receptor se realiza, con un fotodetector y un circuito electrònico. La finalidad es convertir la señal que tiene la forma de una variaciòn de intensidad de la portadora òptica, a una forma elèctrica y restaurar la señal a su estado original con la mìnima adiciòn de ruido y distorsiòn, y debidamente amplificada. El receptor se diseña para que tenga gran sensitividad, permitiendo de esta manera una atenuaciòn grande entre el transmisor y el receptor, dependiendo de la potencia de salida y la relaciòn señal ruido requerida.

Los fotodetectores para aplicaciòn en comunicaciones deben tener: eficiencia cuàntica alta en una regiòn espectral apropiada, adecuada respuesta de frecuencia, corriente de fugas pequeñas y baja dependencia del ruido.

3.D.1. Propiedades de los fotodetectores.-

Eficiencia cuàntica.- Los fotodetectores convierten los fotones que llegan a electrones. El porcentaje de conversiòn de fotòn a electròn se denomina eficiencia cuàntica. La eficiencia es del 100%, si por cada fotòn inducido un electròn es liberado.

Respuesta espectral.- Los materiales fotodetectores, absorben fotones en cierto rango espectral; el cual està determinado, por la "banda de energìa" de la estructura del material. La energìa de los fotones incidentes debe exceder, a la energìa de la "banda de paso" del material fotoconductor para poder

liberar a los electrones.

Respuesta de frecuencia.- La velocidad de respuesta a un impulso, depende de la construcciòn del fotodetector. para una buena resoluciòn en los pulsos, los tiempos de subida y bajada deben ser ràpidos.

Corriente de fuga y dependencia de la señal al ruido.- Una emisiòn residual de electrones, en ausencia de señal es llamada "dark current" (corriente oscura), y es un ruido no deseable. Para algunos dispositivos, los electrones liberados por la señal tienen una componente aleatoria cuya amplitud depende del nivel de la señal.

3.D.2. Tipos de fotodetectores

Existen diferentes clases, entre ellos tenemos:

Dispositivos fotoemisivos (1)
Dispositivos fotoconductivos (1)
Dispositivos fotovoltaicos

Centraremos nuestra atenciòn, en los dispositivos fotovoltaicos, y en especial el diodo PIN porque es el fotodetector utilizado en el proyecto. La absorciòn de un fotòn en la juntura semiconductora p-n, puede dar origen a la excitaciòn de un electròn en la banda de valencia , saltando èste a la banda de conducciòn si es que la energìa del fotòn es igual o mayor a la energìa de la "banda de paso". Esto crea un voltaje de circuito abierto,

(1) Explicaciòn màs detallada en el libro No. 7 de bibliografìa.

y una corriente puede fluir si el circuito es cerrado a travès de un resistor. Si una polarizaciòn inversa es aplicada a la juntura p-n, el tiempo de trànsito puede ser muy pequeño. El dispositivo genera una corriente proporcional linearmente a la energìa del fotòn incidente. Con la finalidad de mejorar la respuesta de frecuencia, la juntura p-n es separada por una regiòn intrìnseca. Esta separaciòn disminuye la capacitancia de la juntura; tal diodo es llamado PIN (positivo intrìnseco, negativo).

La regiòn Intrìnseca I de alta impedancia, es muy ligeramente dopada tipo "n" o "p". Esta zona tiene por finalidad aumentar la sensibilidad y rapidez de los fotodiodos aumentando el espesor de la zona de la carga espacial (aproximadamente 10 um) para dar lugar a mayor cantidad de los portadores de carga.

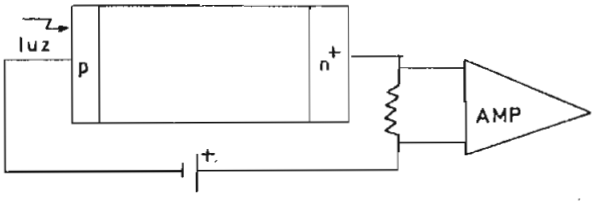


FIG. 3.15

El fotodiodo PIN, opera inversamente polarizado. La condiciòn de polarizaciòn inversa, ocasiona que los huecos mòviles y electrones se muevan fuera de la juntura, produciendo una regiòn con un campo elèctrico moderado. Ya que la regiòn I està ligeramente dopada, este campo se extiende profundamente en esta regiòn, aunque el voltaje de polarizaciòn sea pequeño. La potencia de la luz, la cual es incidente del lado izquierdo, se absorve

en mayor proporciòn en la regiòn I, ocasionando que pares electròn-hueco sean generados, los cuales bajo la influencia del campo se produce un desplazamiento de corriente a travès de la carga.

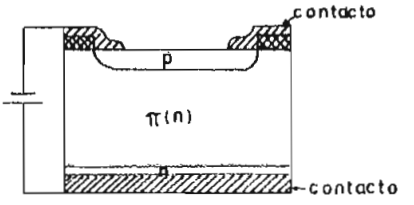


FIG. 3.16. Estructura del detector PIN

Cuando los portadores de carga atraviesan la zona de la carga espacial, generan en el circuito exterior una "corriente òptica", que en el caso del diodo PIN es:

$$Ip = \frac{nq\ P}{hv} \qquad (3.14)$$

q = carga elemental = 1.6×10^{-19} A . seg

hv = $2,98 \times 10^{-19}$ Wseg para λ = 665 nmt

n = eficiencia cuàntica = 80%

P = potencia òptica recibida

h = 6.625×10^{-24} W seg^2

La luz emitida tiene una longitud de λ = 665 nmt

La potencia acoplada a la fibra (pàg) fue: P_{Tmin} = 67 uw

P_{Tmax} = 117 uw

La potencia disponible a la distancia L = 10 mts (pàg 81) fue:

P_{Lmin} = 25 (uw)

P_{Lmax} = 43,7 (uw)

de (3.14)

$I_{P_{min}} = 10,73$ (uA)

$I_{P_{max}} = 18,77$ (uA)

La sensibilidad del fotodetector PIN utilizado es: $P_r = 24$ dBm. Para una aplicaciòn pràctica, se toma 6 dB de tolerancia, distribuidos asì: 2 dB debido a variaciones de temperatura; 2 dB por envejecimiento; 2 dB por posible mal acoplamiento de conectores. Asì la sensibilidad serà: Pr= -18 dBm Pr = 15,84 uw. Por lo tanto, la distancia màxima permitida de fibra òptica, para que el receptor acople la señal enviada es:

$$L = \frac{10}{\alpha} \log \frac{P_{Tmax}}{Pr}$$

$$L = 19,29 \text{ mts}$$

3.D.3. Consideraciones para el diseño del receptor

Idealmente, el receptor se diseña para detectar una mìnima cantidad de potencia de la señal y reconstruirla a su estado original, con la adiciòn de una mìnima cantidad de ruido y distorsiòn.

Un receptor perfecto, es aquel que genera electrones de manera proporcional a la potencia òptica incidente, y que dichos electrones puedan ser rastreados completamente. Sin embargo, hay una componente fundamental de ruido, debido a la naturaleza estadìstica del proceso de conversiòn. La probabilidad de que k electrones sean emitidos en respuesta, a una energìa conocida de fotones incidentes en un intervalo de tiempo, està dado por la distribuciòn de Poissòn.

$$P(k) = \left(\frac{n\ Er}{hv}\right)^{K} \frac{\exp\ |-(n\ Er/hv)|}{k!} \qquad (3.15)$$

p(k) = probabilidad de que k electrones, sean emitidos en un intervalo

Er = energìa total de la luz incidente sobre el detector, en un intervalo de tiempo determinado

n = eficiencia cuàntica del detector

hv = energìa en un fotòn de frecuencia v. $2,98 \times 10^{-19}$ J. a λ=665 nmt

En la presencia de un pulso de energìa Er, es todavìa posible para el detector emitir cero electrones, y hay un error.

De 3.15 nosotros vemos, que la probabilidad de que cero (0) electrones sean emitidos, en la presencia de un pulso recibido de energìa Er es;

$$P_r\ (K = 0) = \text{Exp.}\ \left(\frac{-n\ Er}{hv}\right) \qquad (3.16)$$

Esta es la probabilidad de que exista un error.

Si por ejemplo, nosotros deseamos que esta probabilidad sea de $1x\ 1o^{-9}$ entonces de (3.16), obtenemos un valor mìnimo para Er de:

$$Er_{min} = 21\ \frac{hv}{n} \qquad (3.17)$$

Si pulsos y espacios, son igualmente transmitidos, entonces para un rango de error de $1x10^{-9}$, la potencia promedio detectada en el receptor no debe ser menos que: $21\ \frac{hv}{2T}$

Este bajo lìmite de sensitividad de un receptor digital binario, dentro de asunciones ideales es denominado lìmite cuàntico; y representa una referencia para comparar los diferentes detectores.

Los detectores pràcticos tienen una menor sensibilidad; por ejemplo, tìpicamente se requieren 300 fotones para detecciòn de un bit con probabilidad baja de error.

C A P I T U L O IV

ETAPA DE RECEPCION

4.A. INTRODUCCION

La señal llega a travès de la fibra òptica, en un recorrido aproximado de 10 mts y entra a la etapa de recepciòn. Se procesa la señal, se cuenta su frecuencia y en los indicadores numèricos se observa el valor de la corriente sensada en la etapa de transmisiòn.

En el diseño de esta etapa tenemos que, detectar la señal que llega por medio del fotodetector PIN, se adapta el C.I. ICM 7226, para que funcione como contador de frecuencia, en el rango requerido (0 a 20 Khz) y se acopla a este C.I. indicadores numèricos.

Se diseña una fuente de energìa, para que polarice apropiadamente a la etapa de recepciòn; esta fuente utiliza el regulador programable UA 723, y se adiciona un circuito de protecciòn contra sobre voltajes.

4.B. ACOPLAMIENTO DEL FOTODETECTOR PIN

El conector de llegada, con el fotodiodo PIN, en su interior

tiene la siguiente distribución.

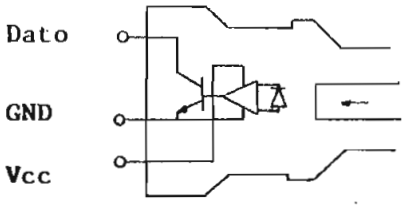


FIG. 4.1.

Las especificaciones del detector son:

Si V_{cc} = 5V I_s = 14 mA I_s = (corriente de consumo)

En el conector acoplado a el fotodiodo PIN, se encuentra un preamplificador y un comparador, con alta inmunidad a interferencias.

Un transistor Schottky de salida con colector abierto, permite realizar una interfase a varias familias lógicas.

Debido a que nuestro voltaje de polarización es V_{cc}=5V, el comparador permite obtener señales con características TTL. Datos adicionales suministrados por el fabricante se indican en el apèndice (7.C.7.).

4.C. ADAPTACION DEL C.I. ICM 7226 COMO CONTADOR DE FRECUENCIA

El circuito integrado contador de frecuencia apto, es el ICM 7226, integrado de alta complejidad de la marca Intersil,

y es un contador universal, con la capacidad de accionar indicadores numèricos.

Se encuentra constituìdo de un oscilador de alta frecuencia, un contador con base de tiempo decàdico, circuitos retenedores, circuitos lògicos de control, decodificador de 7 segmentos, multiplexer, y circuitos para accionar a los indicadores luminosos.

Dispone de dos pines para señal de entrada, diseñados para recibir señales digitales.

Como base de tiempo, se utiliza un oscilador externo de 10 Mhz. Dispone de varias señales de control externas, y que en el proyecto se usan, para adaptar el C.I. a las condiciones de medida.

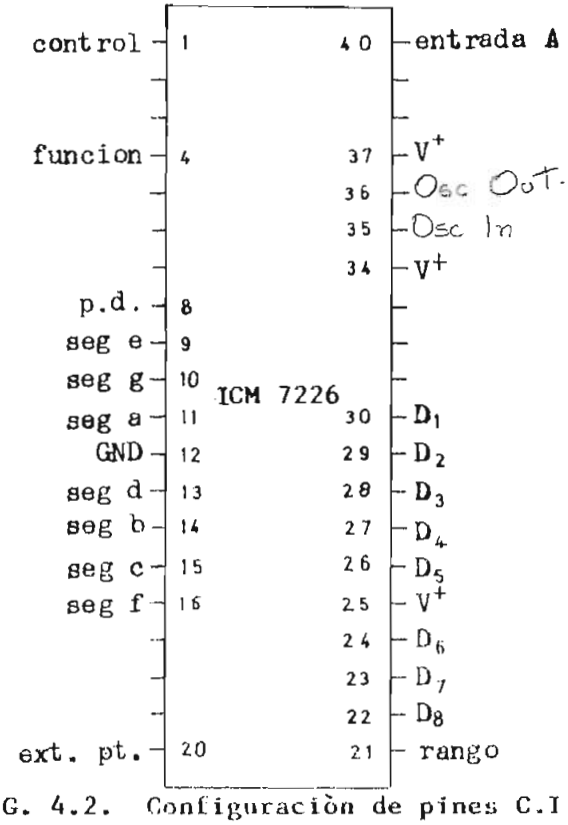


FIG. 4.2. Configuraciòn de pines C.I. ICM 7226

BLOCK DIAGRAM

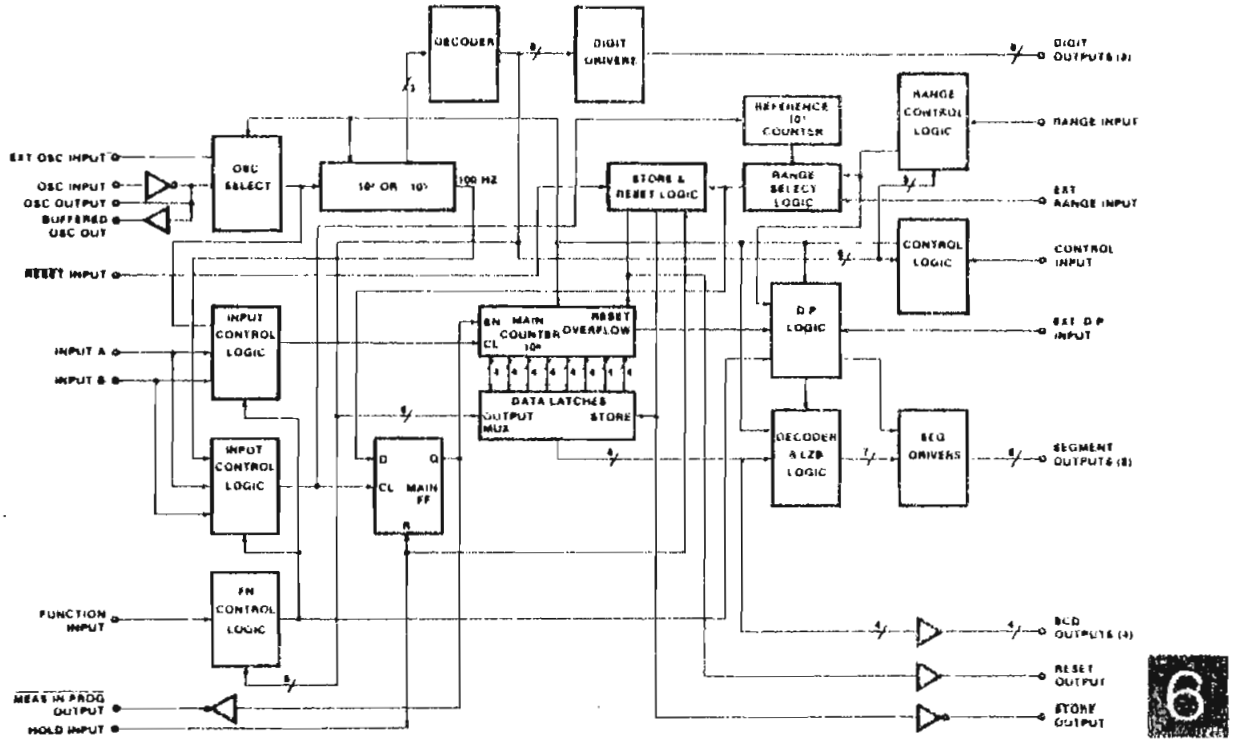


FIG. 4.3. Diagrama de bloques C.I. ICM 7226

Los màximos rangos, para seguridad del circuito integrado son:

Màximo voltaje de la fuente de polarizaciòn 6.5 (V_{DC}), 5(V_{DC}) normal

Màxima corriente de salida por dìgito 400 mA

Màxima corriente de salida por segmento 60 mA

Màxima disipaciòn de potencia 1 (watt)

Se debe tomar la precauciòn, de no aplicar las señales de en-

trada, sin antes haber polarizado correctamente al circuito; es necesario que las señales de entrada o salida, no sean forzados a operar con voltajes excediendo en 0.3 (V) a los niveles $V^{\pm}$ o tierra.

4.G.1. Pines de entrada

La señal a ser medida es aplicada a la entrada A, con un límite típico de cambio de nivel "Switching" de 2.0 (V), si el voltaje de polarización es V^{+} = 5.0 (V). Tiene una impedancia de entrada de 250 KΩ ; para un comportamiento óptimo de esta señal de entrada, es preferible se tenga un voltaje pico-pico del 50% del voltaje de la fuente.

Para proteger las entradas A,B, en el caso de utilizarse señales de magnitud grande, se hace uso del siguiente circuito.

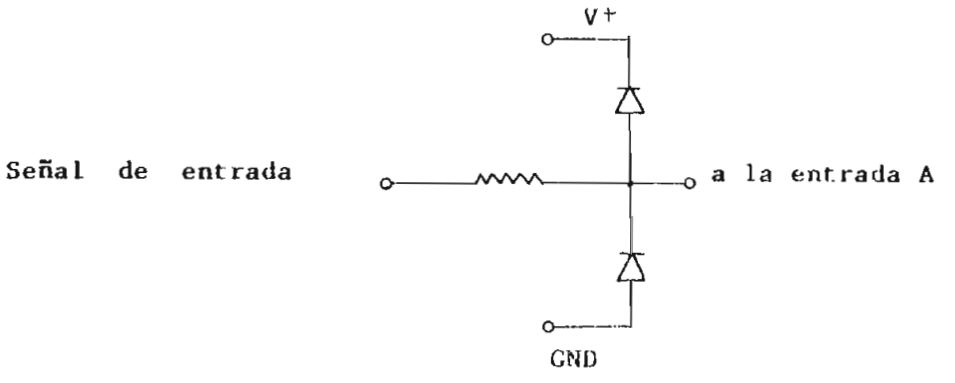


FIG. 4.4. Circuito de protección para señales de entrada

El circuito cuenta las transiciones de alto a bajo (transi-

ciòn negativa) de la correspondiente entrada utilizada.

4.C.2. Entradas multiplexadas

Las siguientes entradas, son multiplexadas en el tiempo, para seleccionar la funciòn de entrada deseada.

pin 4 : Functiòn

pin 21 : Range

pin 1 : control

pin 20 : punto decimal externo

Esta selecciòn se realiza conectando el pin de la funciòn escogida, a la salida del "Digit driver (1) apropiado.

La tabla # 4.1. nos indica, las alternativas que ofrece el circuito, para seleccionar la funciòn requerida, con la debida interconexiòn de entradas y salidas.

Para nuestro objetivo, se escogen: funciòn de entrada (pin 4), unida a D1 (pin 30); el contador principal, mide la frecuencia de la señal. Rango de entrada (pin 21), unido a D2 (pin 29), asì seleccionamos la precisiòn con que son tomadas las medidas y la posiciòn del punto decimal, ya que el pin del rango de entrada selecciona si la medida es realizada para 1, 10, 100, 1000 ciclos del contador de referencia. En nuestro caso, el tiempo de muestreo es 0.1 seg. para 10 ciclos, por lo tanto la escala màxima de 20 Khz corresponde a 2000, ubicando el punto decimal en el segundo dìgito se observa una

(1) Digit driver.-señal que comanda a su respectivo indicador numèrico.

indicaciòn de 200.0, correspondiente a 200 (A).

La salida "external decimal point" (pin 20) va unida al pin 9(segmento del punto decimal) del indicador numèrico correspondiente al dìgito D2; se conecta una resistencia de 100 (Ω) entre el pin 9 de este dìgito y tierra, asì se habilita el segmento luminoso, del punto.

	FUNCION	DIGITO
Funciòn de entrada Pin 4	Frecuencia	D_1
	Perìodo	D_8
	Relaciòn de frecuencias	D_2
	Intervalos de tiempo	D_5
	Contador de unidades	D_4
	Frecuencia del oscilador	D_3
Rango de entrada Pin 21	0.01 seg/1 ciclo	D_1
	0,1 seg/10 ciclos	D_2
	1 seg/100 ciclos	D_3
	10 seg/1000 ciclos	D_4
	Habilitaciòn de la entrada de rango externo	D_5
Entrada de control Pin 1	Indicadores apagados	D_4 y Hdd
	Prueba (test) de los indicadores	D_8
	Seleccionar 1 MHz	D_2
	Habilitaciòn de un oscilador externo	D_1
	Habilitaciòn del punto decimal exter.	D_3
	Prueba	D_5
Entrada externa del punto decimal	El punto decimal, es colocado, en los dìgitos que estàn conectados a esta entrada	

Tabla: 4.1.

* Digit driver= señal que comanda, a su respectivo indicador numèrico para el caso del ICM 7226, hay 8 digit drivers: $D_1..D_2 ...D_8$

4.C.3. Consideraciones del oscilador

El circuito integrado, dispone de un oscilador interno, al cual se le conecta una resistencia de 22 M entre los terminales de entrada y salida, para la correcta polarizaciòn. Este oscilador està diseñado para trabajar en resonancia paralela, con un cristal de quartz de 10 MHZ, el cual debe tener una capacitancia estàtica de 22 pf y una resistencia en serie menor a 35 (Ω).

El cristal y componentes del oscilador, se colocan lo màs cerca posible a el C.I. con el fin de evitar el acoplamiento de otras señales; para minimizar este acoplamiento, los pines 34 y 37 tambièn se conectan a V_{cc}.

Para una exacta calibraciòn de la base de tiempo, se lo realiza moviendo lentamente el capacitor variable (Trimmer) y comparando la señal en el pin de "test", con la obtenida en un contador de frecuencia de gran exactitud.

4.D. ACOPLAMIENTO DE LOS INDICADORES NUMERICOS AL C.I. ICM 7226

Los indicadores utilizados son los MAN 3700, cuyos segmentos luminosos tienen la conformaciòn de ànodo comùn. Las salidas a,b,c,d,e,f,g, del ICM 7226, son directamente conectadas a las respectivas entradas de los segmentos luminosos, en el indicador numèrico. Todos los segmentos a,b,c,d,e,f,g, de los indicadores van en conecciòn paralela entre dìgito y dìgito,

a excepciòn del segmento correspondiente al punto del dìgito D_2, el cual tiene su conecciòn propia como ya se indicò.

La entrada de ànodo comùn de cada dìgito, es comandada por la respectiva salida del "Digit Driver", del C.I. ICM 7226 (D_1, D_2, D_3 D_4, ya que disponemos lecturas en cuatro dìgitos).

Los indicadores numèricos son multiplexados, a una frecuencia de 500 Hz. El C.I. ICM 7226 maneja indicadores luminosos del tipo ànodo comùn, con corrientes pico por segmento de 25 mA y caìda de voltaje directo en el segmento de 1,8 V.

El C.I. puede comandar ocho dìgitos, sin embargo nuestro proyecto sòlo requiere la utilizaciòn de cuatro de ellos, siendo tres las cifras de amperios y una cifra decimal, asì se representa corrientes de 200 A y aproximaciòn decimal de 0,1 A.

La forma como son multiplexados las señales de salida (digit driver) D_1, D_2, D_3, D_4 y las correspondientes a los segmentos a,b,c,d,e,f,g, pd, se visualiza en el diagrama de tiempo figura 4.5. en el que se representa un valor arbitrario (ejemplo: 152.7). Se toma en cuenta que los indicadores luminosos son tipo ànodo comùn, los segmentos se encienden cuando a la entrada colocamos un nivel lògico bajo.

DIAGRAMA DE TIEMPO , QUE INDICA EL PROCESO DE MULTIPLEX

DE LOS DIGITOS D_1 , D_2 , D_3 , D_4

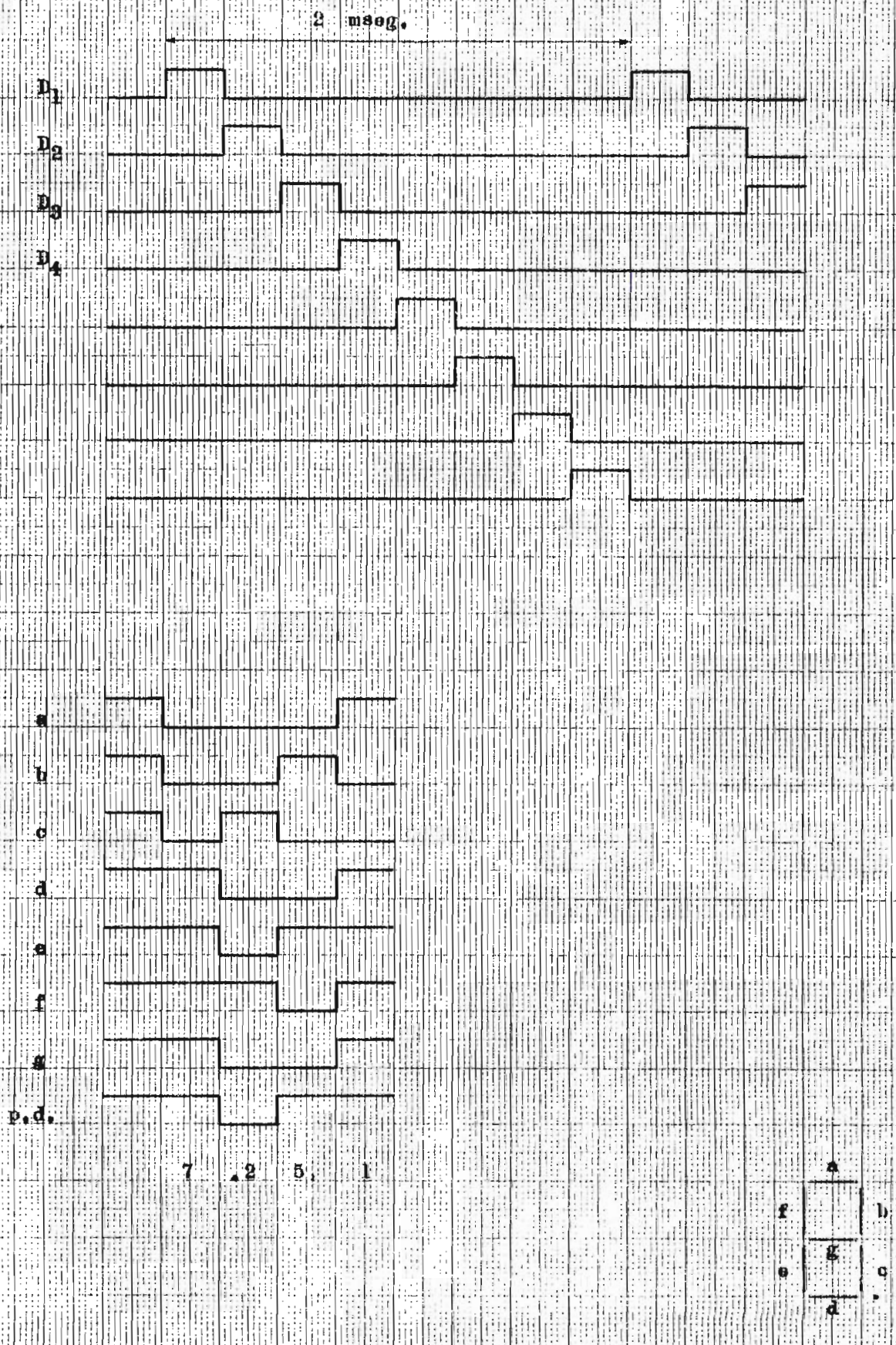


fig. 4.5.

4.E. DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION PARA EL CIRCUITO DE RECEPCION

Es necesario en el bloque de recepciòn, el diseño y construciòn de una fuente de energìa que polarice al contador de frecuencia, al fotodetector pin, asociado a una etapa de amplificaciòn y a los indicadores numèricos.

Debido a que el circuito contador de frecuencia, no acepta variaciones grandes en los niveles de voltaje de polarizaciòn, la fuente es construida para que proporcione el voltaje y corriente adecuados, con sus caracterìsticas de regulaciòn comprendidos dentro de lìmites aceptables, y brinde la proteccìòn necesaria.

Un diagrama de bloques general, que permite explicar su funcionamiento y caracterìsticas es el siguiente:

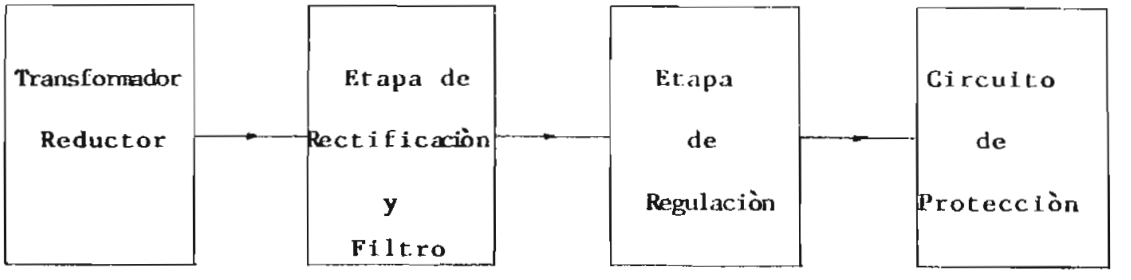


FIG. 4.6.

El voltaje que debe proporcionar la fuente es $5(V_{DC})$, la corriente necesaria de suministro es la siguiente:

Consumo ICM 7226 A: 5(mA)

Consumo de los segmentos luminosos: 25 (mA)

Consumo por dìgito: 200 (mA)

Consumo de diodo pin y circuito de amplificaciòn: 15(mA)

Podemos considerar un consumo promedio I_{DC} de 250 (mA)

Observaciòn: Los indicadores numèricos dan la sensaciòn de estar encendidos constantemente, pero en realidad existe un muestreo, a una frecuencia de 500 H_z razòn por la cual tomamos un valor promedio en el consumo de los dìgitos de 100 (mA) min y 200 (mA) max.

En el diagrama de bloques, se utiliza un transformador cuya relaciòn es: 110/12 V_{rms}. El secundario proporciona un voltaje de 12 V_{rms} y 17 V_p, este voltaje se rectifica para el funcionamiento apropiado del regulador C.I. uA 723.

En resumen las caracterìsticas del transformador son las siguientes:

Potencia aparente: 20 VA

Voltaje primario: 115 V

Voltaje secundario: $12V_{rms} \cdot V_p = 17\ V_p$

Frecuencia: 50-60 H_z

En la rectificaciòn, se utiliza una configuraciòn tipo puente, formada por diodos de propòsito general, IN 4004.

Las caracterìsticas de los diodos son las siguientes:

Corriente de manejo: 1A

Caìda de voltaje directo: 0,6 V

Voltaje inverso pico: 600 V

El puente de diodos ocasiona una caìda de voltaje de 1,2 V. El filtro està constituido de un condensador en paralelo, para su càlculo aplicamos como criterio de escojimiento (Ver apèndice 7.C.1).

$$C \geqslant \frac{1}{4\sqrt{3}\ f\ R_L \gamma} \qquad (1.4.)$$

Ya que en la etapa siguiente, se utiliza un circuito regulador que reduce el rizado, el factor de rizado considerado en el càlculo de C es: $\gamma = 0.1$.

El valor de los otros paràmetros es:

$f = 60$ (Hz)

$R_L = \frac{5(V)}{250(mA)}$ $\qquad R_L = 20\ (\Omega)$

$C \geqslant 1000$ uf

El condensador que se utiliza, tiene como especificaciones las siguientes:

$C = 3300$ uf

$V = 35$ (V)

En esta parte, la fuente proporciona un voltaje continuo de 16 (V_{DC}) y un rizado de 500 (mV).

A continuaciòn el circuito regulador, proporciona 5 V_{DC} a su salida, suministra corriente a la carga con un rizado màximo comprendido entre 50 y 100 mV.

En la etapa de regulaciòn, se utiliza el C.I. uA 723, cuya salida se programa a un voltaje, determinado, por medio de resistencias entre sus pines de control.

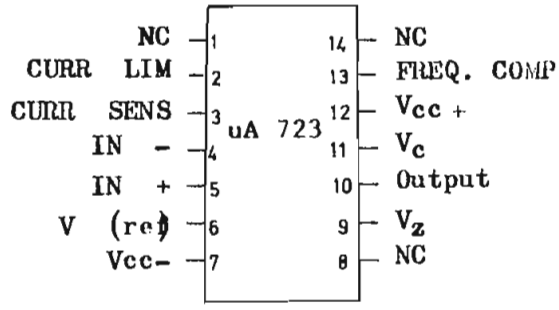


FIG. 4.7 Distribuciòn de pines del C.I. uA 723

El circuito dispone de un transistor en su etapa de salida con la capacidad de manejar 150 mA, y un limitador de corriente ajustable. Su temperatura de operaciòn es de 0 a 70 °C.

Las condiciones recomendadas de operaciòn son:

Voltaje de entrada V_i =	min	9.5	V
	max	40.0	V
Voltaje de salida V_o	min	2.0	V
	max	37.0	V
Diferencia de voltaje entre	min	3.0	V
entrada y salida	max	38.0	V

Corriente de salida		150	mA
Voltaje de referencia	min	6.8	V
	max	7.5	V
	tip.	7.15	V

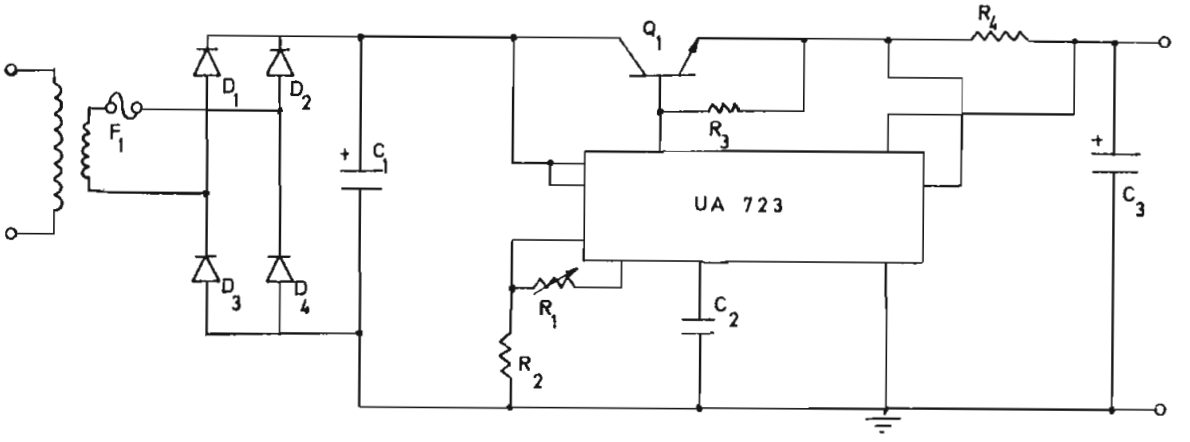


FIG. 4.8.

La selecciòn del voltaje de salida, se lo hace mediante las resistencias R_1 y R_2 conectadas a los terminales V(ref) (pin 6) y NON - INV (pin 5) como se indica en la fig. (4.8).

La fòrmula suministrada por el fabricante, para este càlculo es la siguiente:

$$V_o = R_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (2.4)$$

Si V_o = 5.6 (V) en pin 10

V_{ref} = 7,15 (V) valor tìpico dado en hojas de datos proporcionado por el fabricante.

$$\frac{R_1}{R_2} = 0.2767$$

escogiendo $R_2 = 4.7$ (KΩ) obtenemos $R_1 = 1.3$ KΩ

Para propòsitos de calibraciòn, se escoge a R_1, como un potenciòmetro de 5 (KΩ).

En el pin 13, se conecta un capacitor de 1000 (pf) 100(V), para minimizar el ruido, este valor es recomendado por el fabricante.

La salida del circuito regulador, puede proporcionar una corriente de 150 (mA); pero, puesto que la carga consume una corriente promedio de 250 (mA), se adiciona a la salida un transistor de potencia el 2N 3055, que ayuda al regulador a manejar mayores corrientes.

El transistor 2N 3055 tiene las siguientes, caracterìsticas:

màxima corriente de colector: 15(A)

màxima potencia de disipaciòn del colector: 115 (w)

h_{FE} tìpico: 40

El uA 723, dispone de dos terminales que permiten sensar la corriente y limitarla. Nuestro lìmite de corriente màximo, que puede proporcionar la fuente, se ha escogido en 1000 (mA), por lo tanto si R_4, que està ubicada entre el pin 2 (limitador de corriente) y pin 3 (sensor de corriente), es 0,66 (Ω); al circular la corriente de 1000 (mA), se ocasiona una caìda

de voltaje de 0,6 (V), lo que permite accionar al transistor limitador de corriente (interno al C.I. uA 723) y se protege asì al circuito. (Ver diagrama de bloques funcional, apèndice 7.C.10). El capacitor C_3, cuyo valor es de 100 uf, 50(V), tiene como finalidad mejorar el rizado.

4.E.1. Circuito de protecciòn de sobrevoltajes

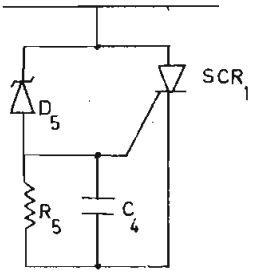


FIG. 4.9.

Normalmente el SCR_1, se encuentra apagado y no afecta a la fuente regulada; si el voltaje crece màs que el voltaje del diodo zener, èste conduce, y se carga al condensador C_4 Al cargarse el condensador, èste llega a un nivel de voltaje, que dispara al SCR cortocircuitando la salida de la fuente La corriente relativamente alta que circula por el SCR, permitirà que el fusible colocado en la etapa inicial se abra, logrando de esta manera una protecciòn en todo el bloque de recepciòn.

El SCR, utilizado NTE 5414 tiene las siguientes caracterìsticas.

VDRM : 200 (V)

Ir (RMS) : 4.0 (A)

IGT : 200 uA

V_{GT} : 1.0 (V)

El diodo zener ECG 13 A, tiene un voltaje de operaciòn de 5.1 (V) y potencia de 1 watt.

$R5 = 4,3\ (\Omega)$

$C_4 = 0.47\ uf - 16\ (V)$

El circuito, da protecciòn contra voltajes que exceden a los 5.6 (V).

4.F.COMENTARIO

Ya realizado el diseño de la etapa de recepciòn, se implementò los resultados en un trabajo pràctico.

Los circuitos funcionan de acuerdo a lo proyectado. El contador de frecuencia, opera en un rango de 0 a 20 Khz. Con la utilizaciòn de cuatro indicadores numèricos, se logra hacer una correspondencia entre frecuencia y corriente; de tal manera que, se visualiza como màxima 200 A, con una precisiòn de 0.1 A, y como mìnimo 5 A con la misma precisiòn. La fuente proporciona un voltaje regulado de 5 V_{dc} y dispone de protecciòn contra sobrevoltajes superiores a 5.6 V_{dc}. En la pràctica el consumo de corriente es màs bajo de lo esperado, se consume entre 80 y 100 mA promedio, esta situaciòn se justifica porque no se utiliza la màxima capacidad del contador de frecuencia con ocho dìgitos de salida.

La polarizaciòn de 5 Vdc, permite que el fotodiodo PIN unido a un circuito de amplificaciòn, genere señales con niveles

TTL (de frecuencia determinada por el transmisor) aptas para comandar al contador de frecuencia.

C A P I T U L O V

DISEÑO MECANICO

5.A. INTRODUCCION

En los diseños actuales, se trata de optimizar en una proporciòn considerable, el espacio fìsico disponible; esta situaciòn se presenta a dos niveles:

1. Nivel de susbistemas
2. El sistema total

El subsistema, se considera una tarjeta, que cumple parte de la funciòn total; el conjunto de tarjetas y elementos auxiliares, forman el sistema. Se presenta en este capìtulo, la consecuciòn de las dos situaciones.

5.B.1 Montaje del elemento transmisor

Nuestro sistema es el transmisor en conjunto y està formado de:

a) Transformador de corriente y auxiliares
b) Etapa de energìa

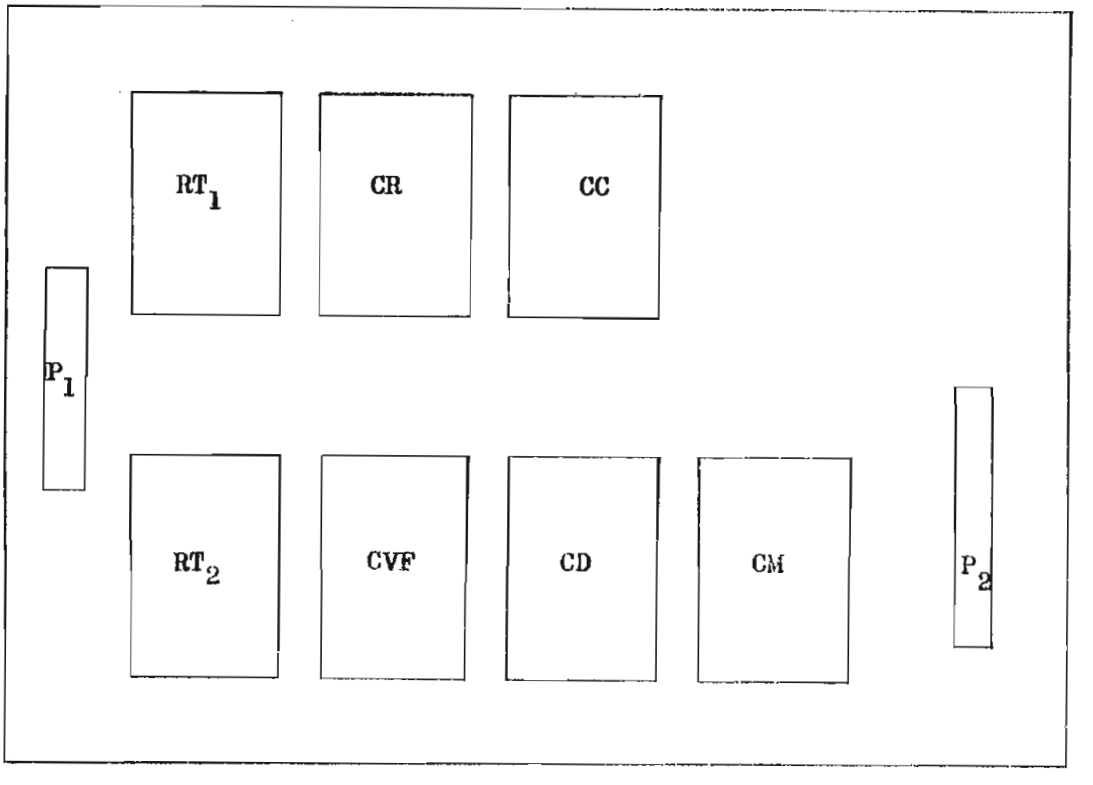
c) Etapa de procesamiento de la señal

d) Paquete de baterìas recargables

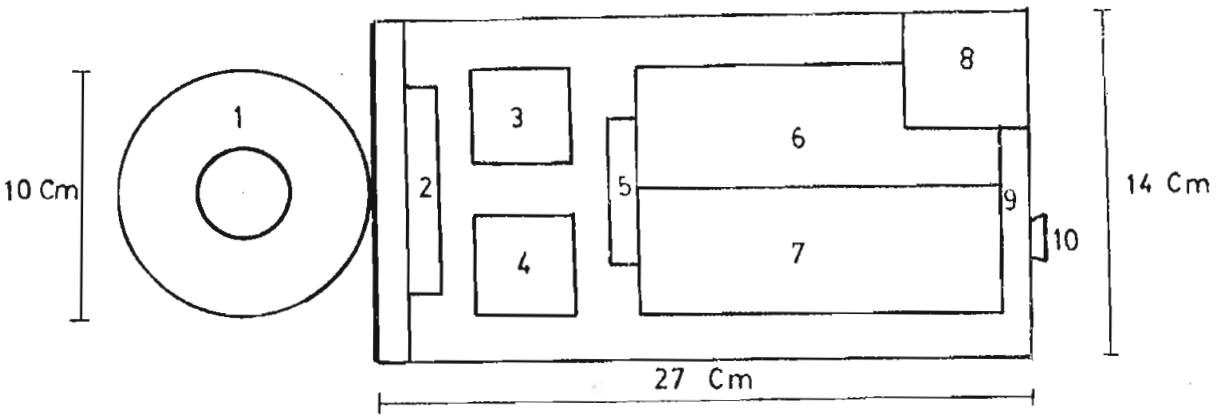
e) Conector de salida con el LED emisor

5.B.2 Distribuciòn fìsica de los elementos, en la tarjeta de la etapa de energìa y etapa de procesamiento

1. P_1 Bornera para los terminales del transformador
2. RT_1 Etapa de rectificaciòn (bloque de energìa) y filtro
3. CR Circuito regulador
4. CC Circuito de control
5. RT_2 Etapa de rectificaciòn (bloque de procesamiento de la señal) y filtro
6. CVF Circuito convertidor voltaje-frecuencia
7. CD Circuito diferenciador
8. CM Circuito monoestable
9. P_2 Bornera para el conector de salida (LED emisor), y terminales de baterìa



VISTA SUPERIOR



1.- Transformador de Corriente.

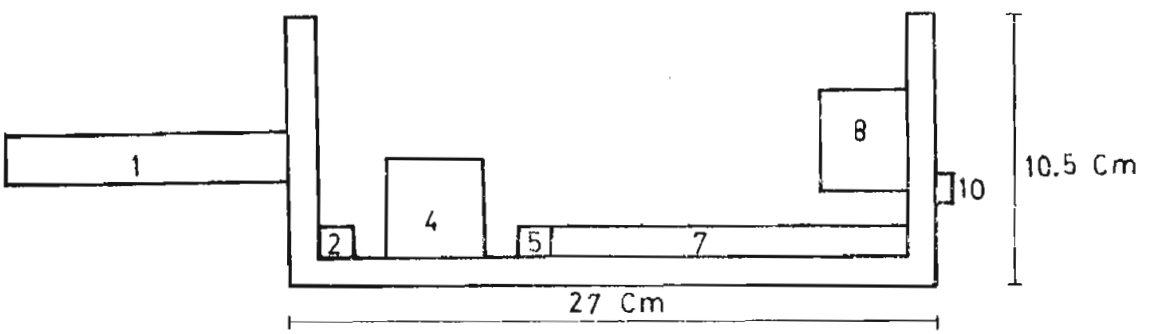
2.- Bornes de conexión.

3.- Transformador auxiliar de Energía.

4.- Transformador auxiliar sensor.

5.- Bornes de conexión.

VISTA LATERAL



6.- Tarjeta de etapa de energía.

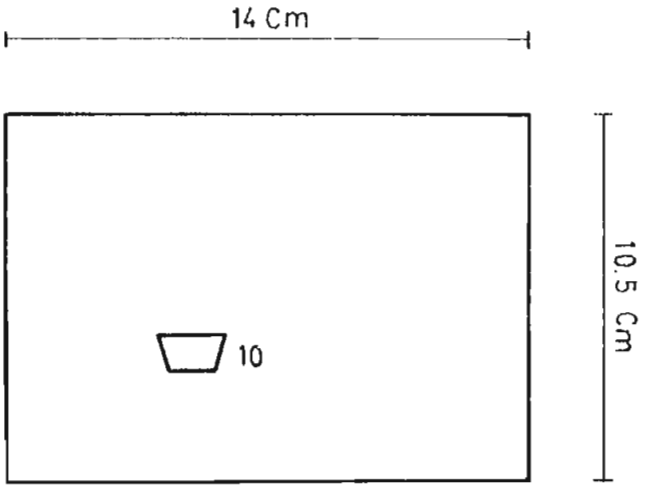
7.- Tarjeta de etapa de procesamiento.

8.- Paquete de baterías.

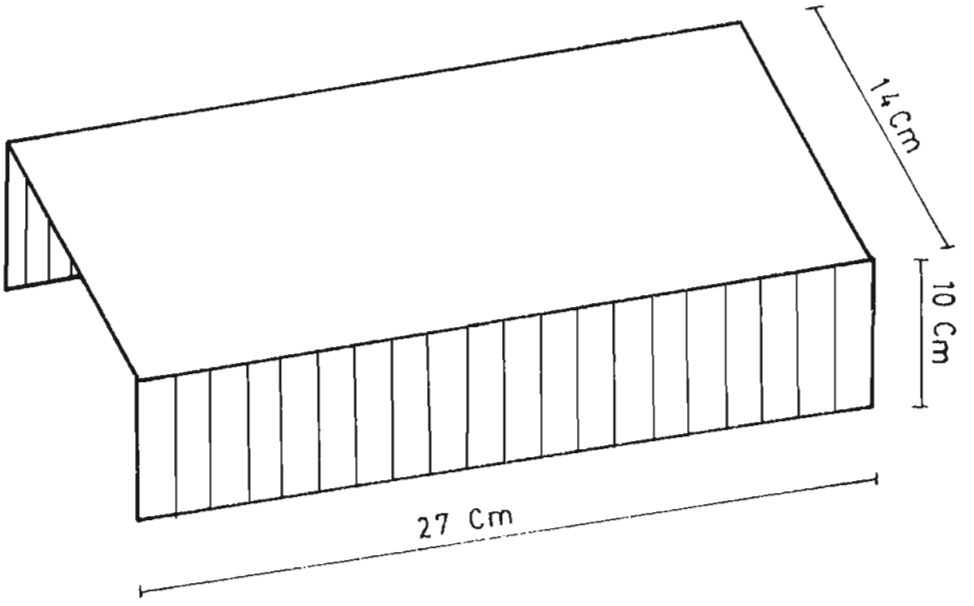
9.- Bornes de conexión.

10.- Conector de fibra óptica.

VISTA POSTERIOR



CUBIERTA SUPERIOR



5.C.1 Montaje del receptor

En el receptor se distingue tres partes:

a) Circuito correspondiente al contador de frecuencia

b) Fuente de energìa

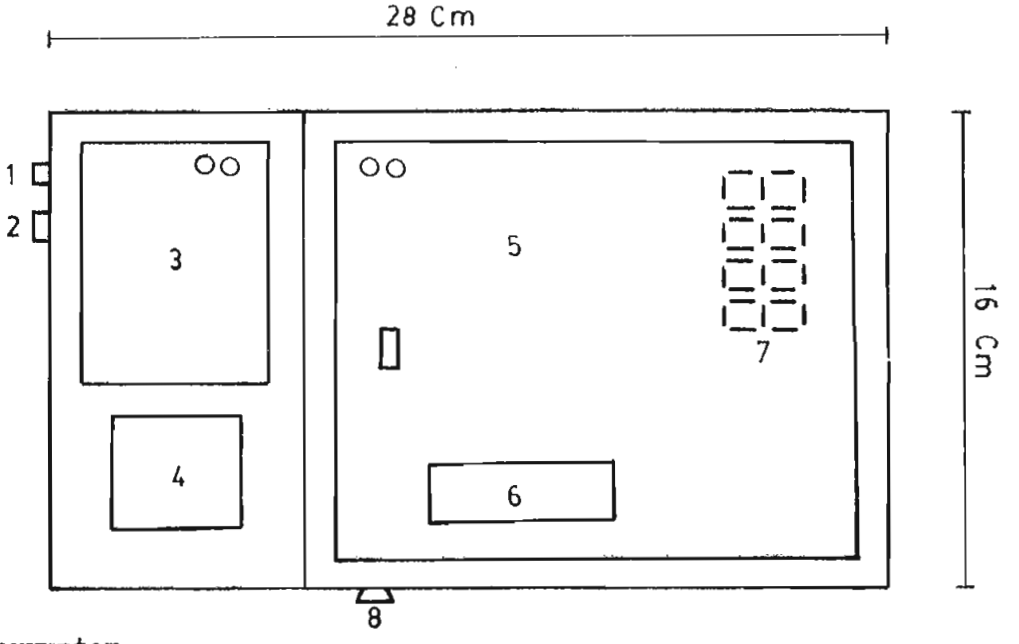
c) Conector de llegada

Se coloca los indicadores numèricos en el sitio màs visible, para una correcta lectura de la mediciòn. El conector de llegada se ubica en la parte lateral izquierda, de tal manera que el recorrido de la señal sea corto con respecto a la entrada del "contador de frecuencia (Cl ICM 7226)". La fuente està colocada en la parte posterior, con la debida aislaciòn para no causar interferencias, en el correcto procesamiento de la señal sensada.

Para la interconexiòn de los subsistemas, se coloca barreras, con el fin de que el sistema resulte desmontable en su totalidad, de esta manera se puede realizar una revisiòn de los elementos, cuando sea necesario.

La distribuciòn fìsica implementada es la siguiente:

VISTA SUPERIOR

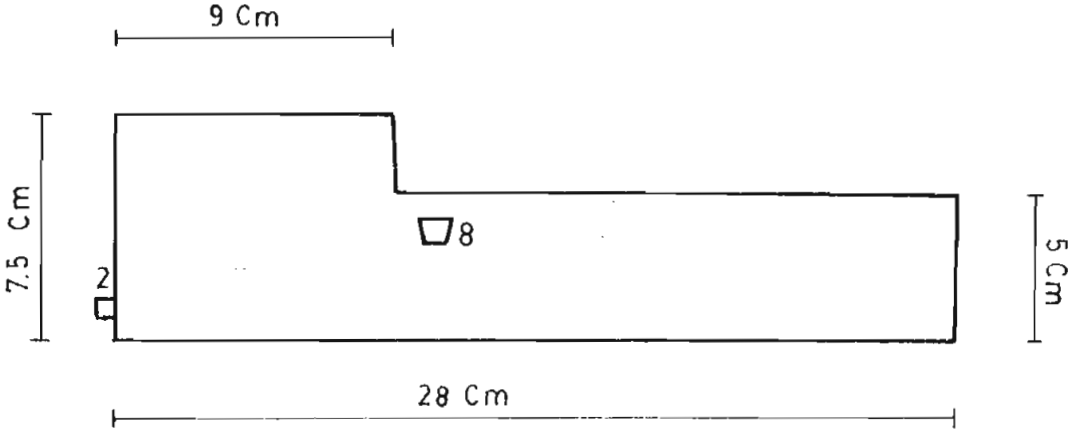


1.- Interruptor.

2.- fusible.

3.- Fuente de Energía.

VISTA LATERAL



4.- Transformador.

5.- Tarjeta del circuito Contador de Frecuencia.

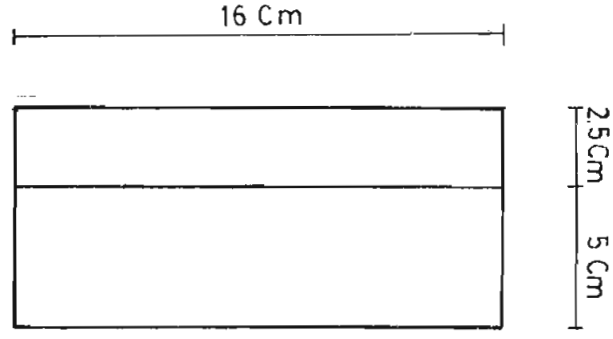
6.- C.I. ICM 7226

7.- Indicadores numéricos.

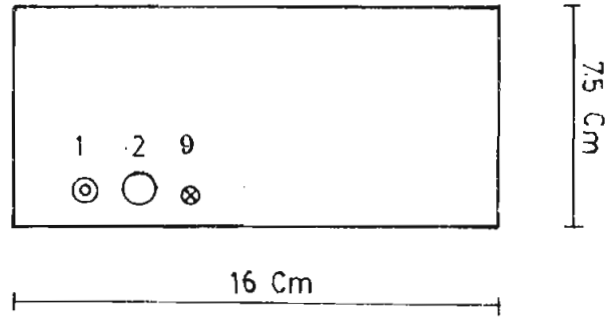
8.- Conector de fibra óptica

9.- Cable de energía.

VISTA FRONTAL

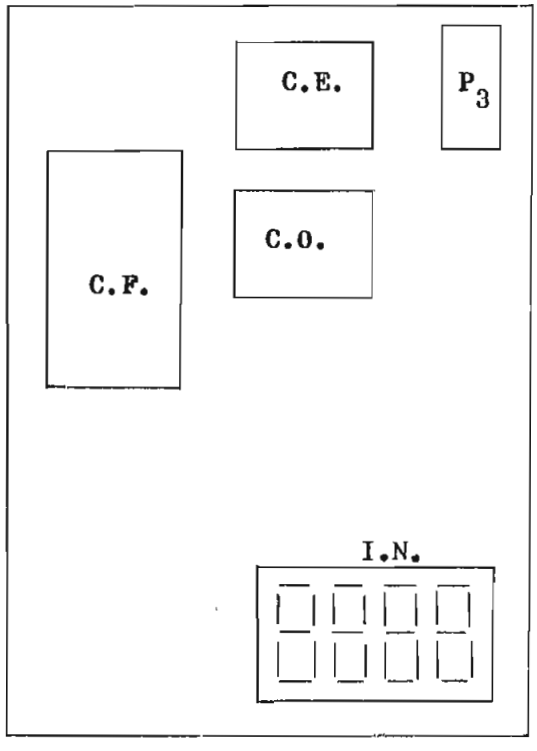


VISTA POSTERIOR



5.C.2. Distribuciòn de los elementos en la tarjeta del contador de frecuencia

1. C.F. Circuito contador de frecuencia
2. C.E. Circuito de la etapa de entrada
3. C.O. Circuito del oscilador
4. P_3 Bornera para terminales de fuente
5. I.N. Indicadores numèricos



C A P I T U L O VI

RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.A. INTRODUCCION

Un proyecto pràctico va acompañado de pruebas y experimentaciòn, recopilaciòn de datos y anàlisis de resultados.

Este capìtulo està destinado a este objetivo, se presenta tablas de valores, gràficos, anàlisis de la linealidad de los resultados, paràmetro muy importante en nuestro proyecto, ya que de èl depende la precisiòn y confianza en la medida. Se compara los resultados obtenidos, con los tomados por aparatos de distinto principio de funcionamiento, pero de igual funciòn y que tienen ya patrones normalizados de precisiòn.

La linealidad se analiza en el transformador de corriente, transformador auxiliar T.S., en la respuesta del convertidor voltaje-frecuencia y el contador de frecuencia.

Se presenta un conjunto de gràficos, sobre el funcionamiento de la etapa de energìa en el bloque transmisor, respuesta del circuito regulador, consumo de corriente de los circuitos que procesan la señal que es sensada.

Se incluye fotografìas, que permiten visualizar las señales que son transmitidas y recibidas. Un esquema del circuito total, se adiciona para indicar los sitios de mediciòn.

6.B. MEDICIONES TOMADAS PARA EL ANALISIS DE LA LINEALIDAD

Los elementos que interesa su respuesta sea lineal son los siguientes:

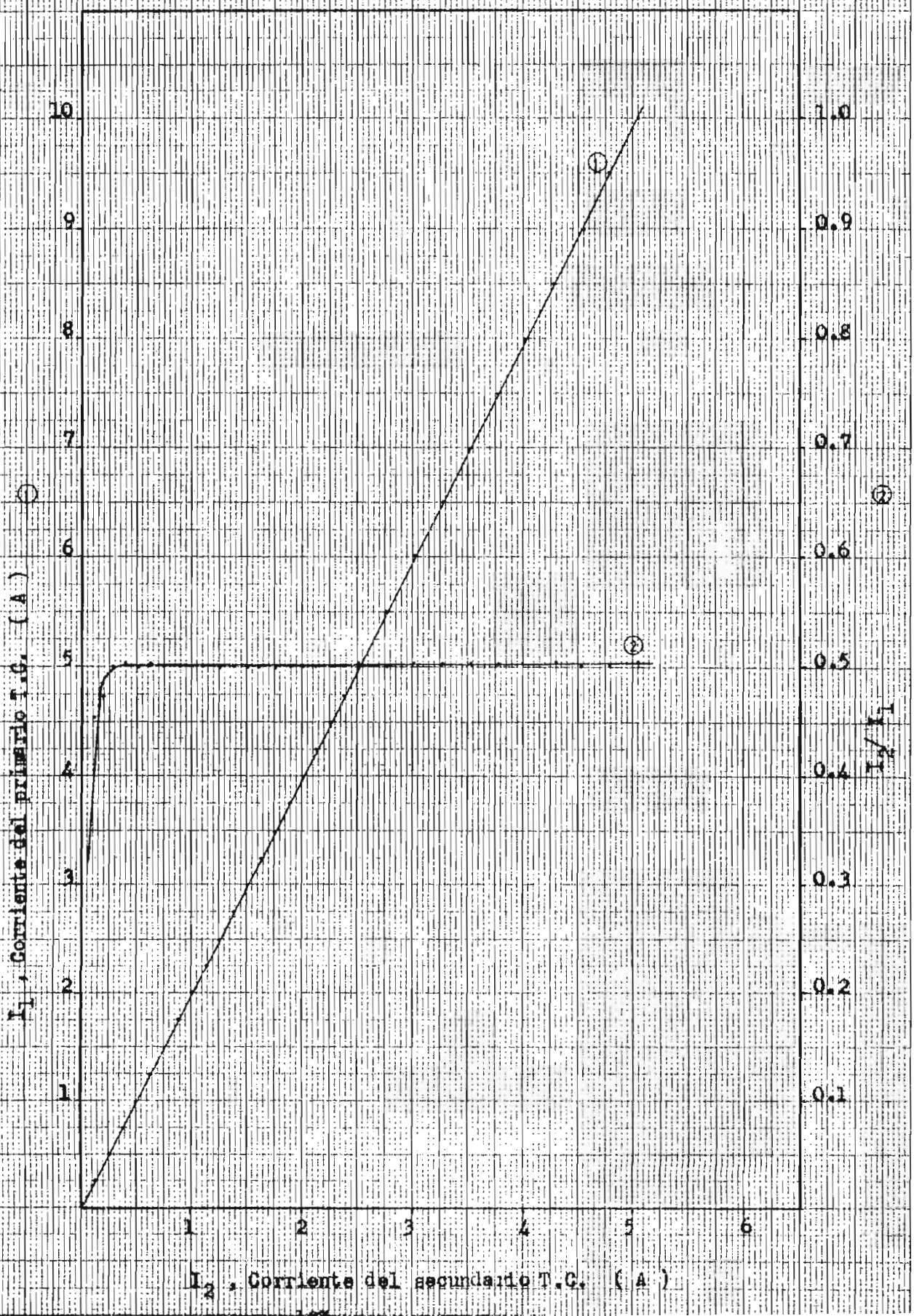
- Transformador de corriente
- Transformador auxiliar sensor
- Convertidor voltaje-frecuencia
- Contador de frecuencia

6 -B-1 MEDICIONES REALIZADAS EN EL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE

CORRIENTE Primaria T.C. I_1 (20 vuelta) (A)	CORRIENTE Secundaria T.C. I_2 (A)	I_2/I_1
10.00	5.05	0.5050
9.50	4.79	0.5042
9.00	4.55	0.5055
8.50	4.29	0.5047
8.00	4.03	0.5037
7.51	3.78	0.5032
7.00	3.53	0.5042
6.50	3.27	0.5030
6.01	3.03	0.5041
5.50	2.77	0.5036
5.01	2.53	0.5049
4.75	2.39	0.5031
4.50	2.26	0.5022
4.25	2.13	0.5011
4.01	2.01	0.5012
3.75	1.88	0.5013
3.50	1.75	0.5000
3.25	1.63	0.5015
3.01	1.51	0.5016
2.75	1.39	0.5054
2.50	1.25	0.5000
2.25	1.13	0.5022
2.00	1.00	0.5000
1.75	0.88	0.5028
1.50	0.75	0.5000
1.25	0.63	0.5040
1.00	0.50	0.5000
0.75	0.38	0.5066
0.50	0.25	0.5000
0.26	0.13	0.5000
0.21	0.10	0.4761
0.15	0.07	0.4666
0.11	0.05	0.4545
0.06	0.02	0.3333

Corriente primario en función de corriente del secundario de T.C.

Curva de linealidad.



Comentario y conclusiones (transformador de corriente T.C.)

La relaciòn de transformaciòn de T.C., se mantiene en su valor nominal de funcionamiento 200/5 A , para experimentaciòn esta relaciòn ha sido disminuida a 10/5 A ; para aquello se enrolla una bobina de 20 vueltas, alambre AWG # 12, alrededor de una secciòn del T.C., asì simulamos las condiciones reales de funcionamiento.

El transformador T.C. trabaja en una zona lineal y con una carga aproximada a la nominal, evitamos que exista saturaciòn de su nùcleo.

El rango de corriente a medirse (200 A màx. 5 A mìn.) està determinado, en primer lugar por este transformador, ya que al salirnos de estos lìmites su comportamiento es no lineal, y las mediciones no son confiables.

La linealidad disminuye cuando tenemos valores bajos de la corriente sensada, concretamente cuando la corriente inducida en el secundario I_2 es menor a 0.125 A que corresponde a una corriente en la escala real de mediciòn de 5 A.

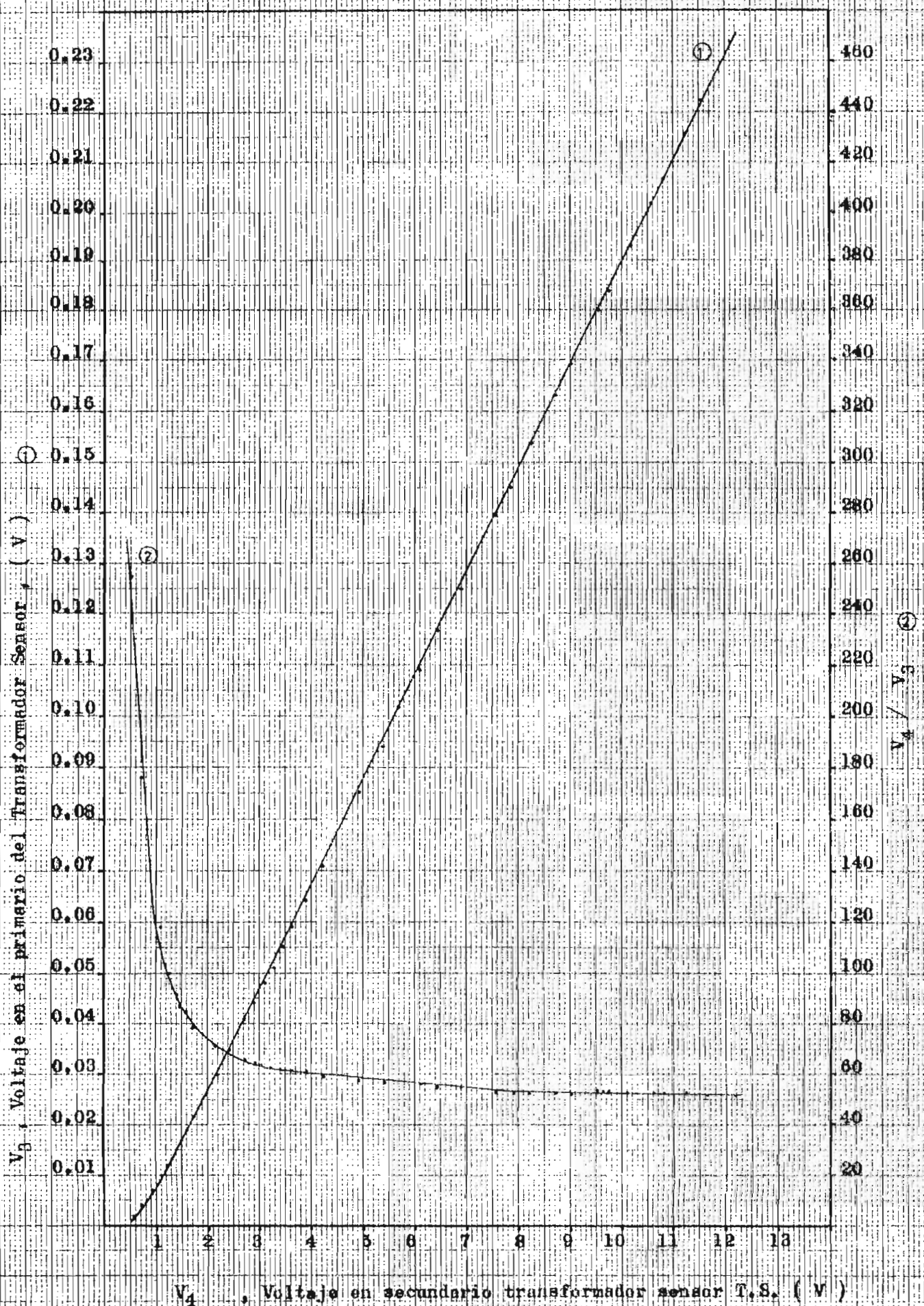
6-B-2 MEDICIONES REALIZADAS PARA ANALISIS DEL TRANSFORMADOR AUXILIAR SENSOR T.S.

Voltaje Primario T.S. V_3 (V)	Voltaje Secundario T.S. V_4 (V)	V_4 / V_3
0,234	12,13	51,83
0,223	11,56	51,83
0,216	11,23	51,99
0,207	10,83	52,31
0,202	10,58	52,37
0,193	10,14	52,53
0,184	9,74	52,93
0,180	9,57	53,16
0,179	9,48	52,96
0,169	9,01	53,31
0,163	8,68	53,25
0,154	8,24	53,50
0,145	7,91	54,55
0,139	7,55	54,31
0,125	6,88	55,04
0,117	6,43	54,95
0,109	6,12	56,14
0,102	5,74	56,27
0,094	5,40	57,44
0,085	4,90	57,64
0,071	4,23	59,57
0,064	3,91	61,09
0,059	3,60	61,01
0,055	3,43	62,36
0,051	3,24	63,52
0,048	3,07	63,95
0,044	2,88	65,45
0,041	2,71	66,09
0,035	2,41	68,85
0,030	2,15	71,66
0,026	1,96	75,38
0,022	1,73	78,63
0,019	1,63	85,78
0,017	1,49	87,74
0,015	1,39	92,66
0,012	1,21	100,83
0,010	1,09	109,00
0,007	0,92	131,42
0,004	0,71	177,50
0,002	0,51	255,00

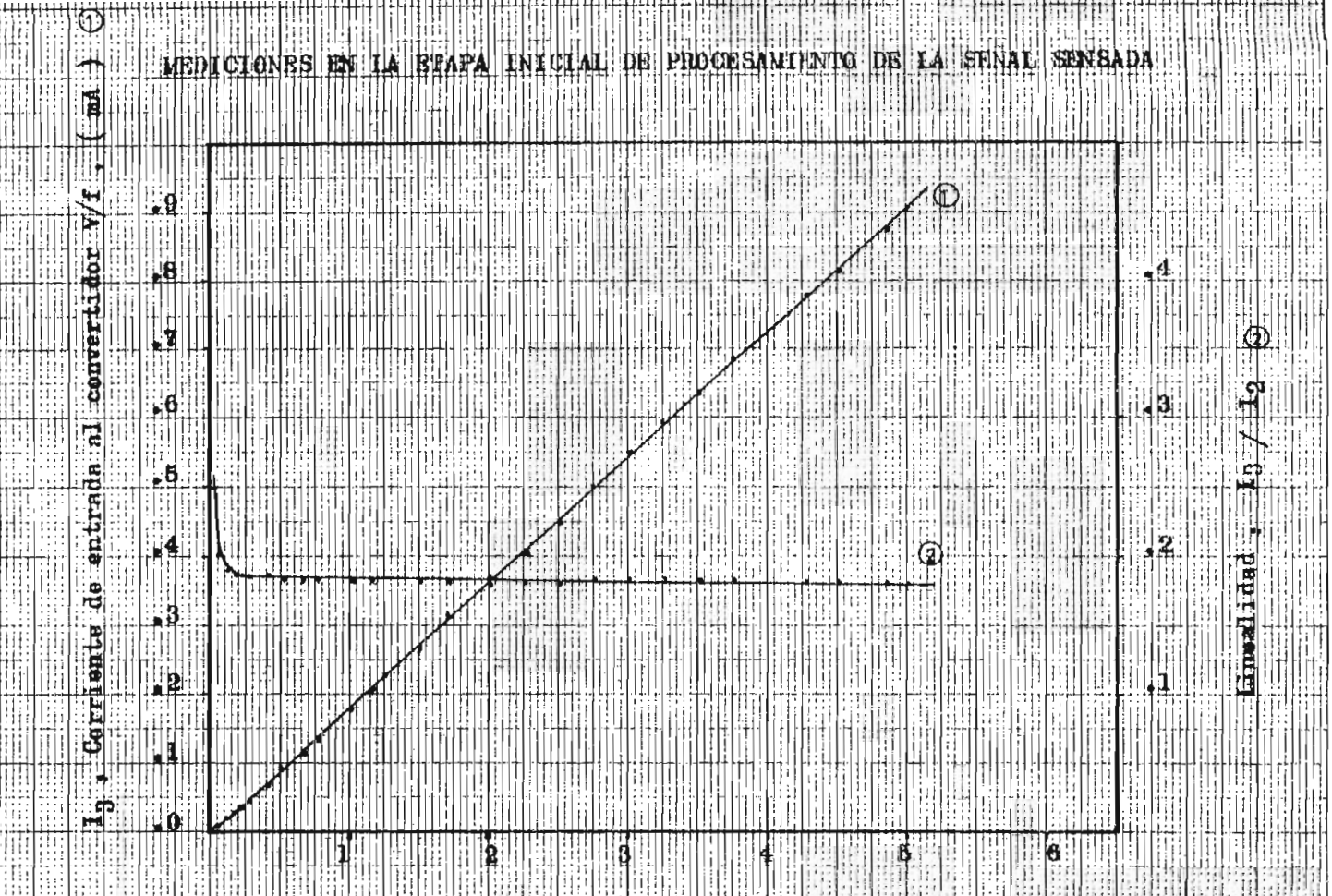
I_2 (A)	I_3 (mA)	I_3 / I_2
5	0,9156	0,18312
4,85	0,8825	0,18195
4,50	0,8283	0,18406
4,27	0,7831	0,18339
3,75	0,6867	0,18312
3,51	0,6415	0,18276
3,25	0,5993	0,18440
3,00	0,5515	0,18383
2,74	0,5069	0,18500
2,51	0,4590	0,18286
2,25	0,4114	0,18284
1,99	0,3632	0,18251
1,70	0,3171	0,18652
1,51	0,2825	0,18708
1,25	0,2322	0,18576
1,16	0,2174	0,18741
1,00	0,1858	0,18580
0,87	0,1626	0,18689
0,76	0,1418	0,18657
0,64	0,1195	0,18671
0,50	0,0930	0,18600
0,38	0,0716	0,18842
0,26	0,0496	0,19076
0,23	0,0445	0,19347
0,17	0,0327	0,19235
0,16	0,0301	0,18812
0,12	0,0234	0,19500
0,10	0,0195	0,19500
0,08	0,0159	0,19870
0,05	0,0105	0,21000
0,02	0,0060	0,30000
0,01	0,0030	0,30000

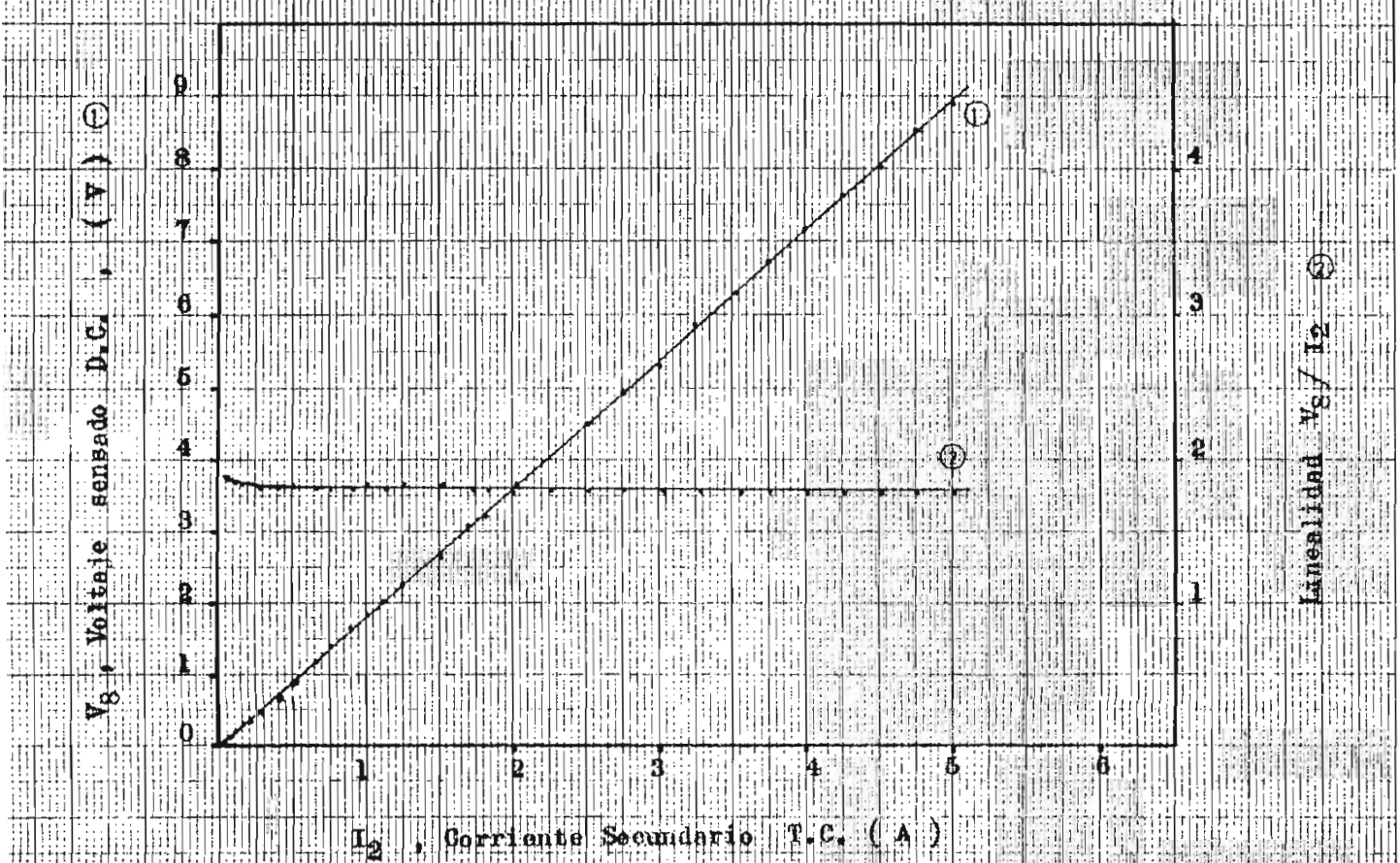
I_2 (A)	V_8 (V)	V_8 / I_2
5,01	8,96	1,788
4,76	8,52	1,789
4,50	8,06	1,791
4,25	7,65	1,800
4,04	7,20	1,782
3,75	6,73	1,794
3,52	6,33	1,798
3,25	5,84	1,796
3,00	5,36	1,786
2,76	4,97	1,800
2,50	4,51	1,804
2,25	4,05	1,800
2,03	3,65	1,798
1,80	3,26	1,811
1,70	3,08	1,811
1,51	2,73	1,807
1,26	2,27	1,801
1,13	2,04	1,805
1,02	1,85	1,813
0,89	1,616	1,815
0,77	1,399	1,816
0,64	1,163	1,817
0,50	0,918	1,836
0,39	0,715	1,833
0,26	0,481	1,850
0,22	0,408	1,854
0,20	0,371	1,855
0,19	0,352	1,852
0,15	0,278	1,853
0,11	0,204	1,854
0,10	0,186	1,860
0,05	0,095	1,900
0,03	0,058	1,933
0,02	0,042	2,1

RESPUESTA DEL TRANSFORMADOR SENSOR



MEDICIONES EN LA ETAPA INICIAL DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL SENSADA





Comentario y conclusiones correspondientes a los gràficos del transformador auxiliar sensor T.S. y respuesta del convertidor voltaje-frecuencia

El gràfico del voltaje en el primario del transformador sensor T.S. (V3) en funciòn del voltaje en el secundario de T.S. (V4), permite visualizar que el voltaje inducido V4 se mantiene lineal para valores superiores a 2 V_{rms}, la falta de linealidad en la escala inferior se presenta debido a la no linealidad de los diodos, cuando la corriente manejada es pequeña.

En el gràfico de la corriente en el secundario del transformador T.C. (I_2) en funciòn del voltaje ya rectificado y filtrado (V_8) en funciòn del voltaje ya rectificado y filtrado (V_8), se presenta una situaciòn similar al gràfico anterior, una falta de linealidad en la escala inferior, debida a la no linealidad de los diodos.

El gràfico de: "corriente en el secundario de T.C. en funciòn de la corriente de entrada al convertidor voltaje a frecuencia (I_3)", permite observar que la linealidad no se distorciona, en el proceso de adaptaciòn de este C.I. Se cumple ademàs con las condiciones dadas por el fabricante del C.I. AD 537, de que la linealidad del C.I. es 0.05%, si èste trabaja con una corriente de entrada màxima de 1 mA. El AD 537 JD tiene un rango dinàmico de respuesta de 80 dB, dentro del cual su linealidad està garantizada, por lo tanto la corriente de entrada mìnima serìa 100 nA, lìmite que queda muy lejos de

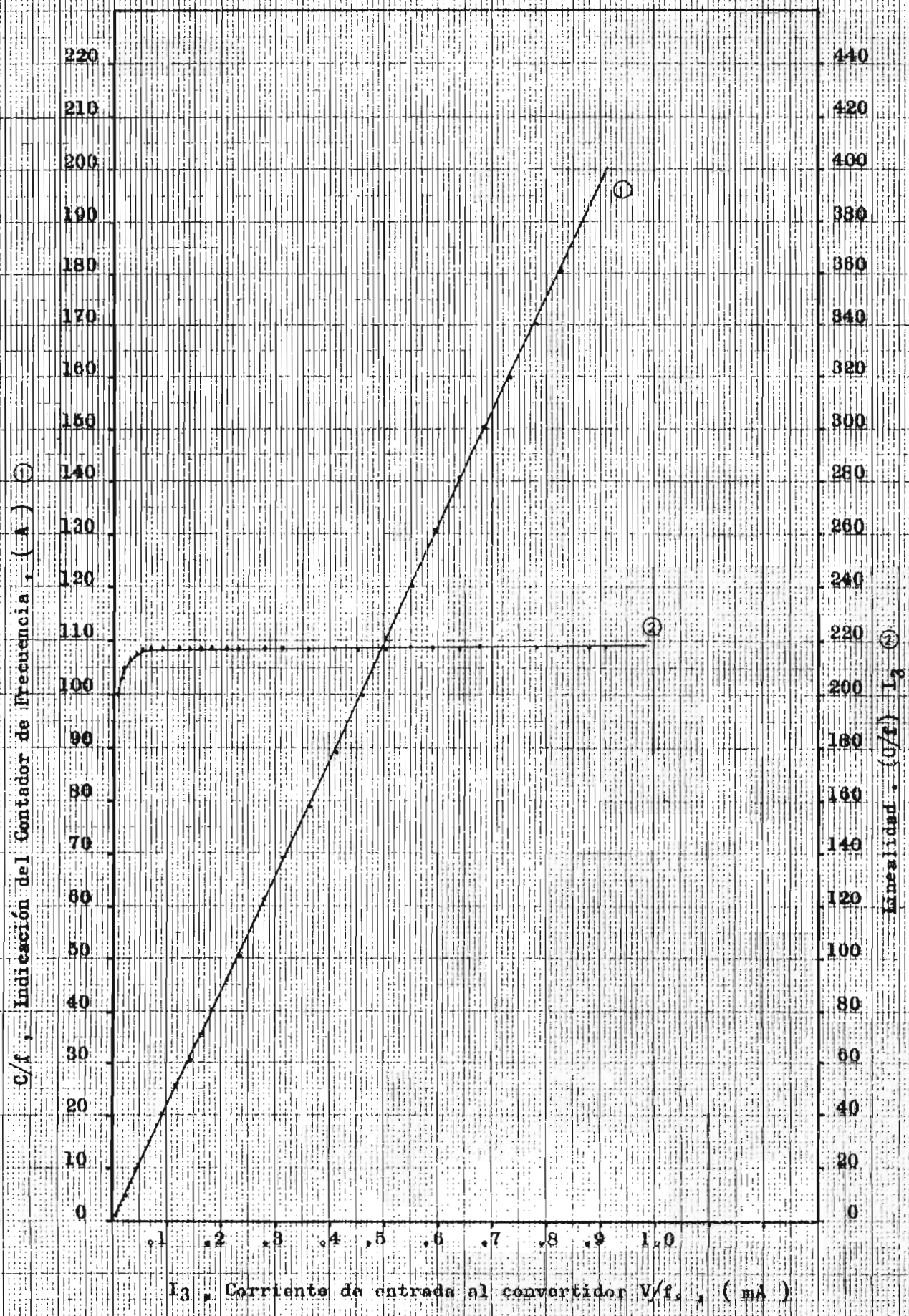
la situaciòn real que corresponde a una corriente de entrada mìnima de 20.000 nA.

La corriente màxima de entrada al convertidor voltaje-frecuencia, de 0.9 mA, se determina para no sobrepasar el lìmite de 1 mA.

6-B-3 MEDICIONES REALIZADAS PARA ANALIZAR LA LINEALIDAD DEL CIRCUITO CONTADOR DE FRECUENCIA (C/F)

I_3 (mA)	INDICACION VISUAL DEL C/F (A)	$(C/F)/I_3$
0,9156	200,2	218,65
0,8825	193,6	219,37
0,8283	181,1	218,64
0,7831	171,3	218,74
0,6867	150,0	218,43
0,6415	140,1	218,39
0,5993	130,7	218,08
0,5515	120,5	218,49
0,5069	110,5	217,99
0,4590	100,0	217,86
0,4114	89,7	218,03
0,3632	79,2	218,06
0,3171	69,1	217,91
0,2825	61,6	218,05
0,2322	50,6	217,91
0,2174	47,3	217,57
0,1858	40,4	217,43
0,1626	35,4	217,71
0,1418	30,8	217,20
0,1195	26,0	217,57
0,0930	20,2	217,20
0,0716	15,6	217,87
0,0496	10,8	217,74
0,0445	9,6	215,73
0,0337	7,2	213,64
0,0301	6,4	212,62
0,0234	5,0	213,67
0,0195	4,1	210,25
0,0159	3,3	207,54
0,0105	2,1	200,00
0,0060	1,2	200,00
0,0030	0,6	200,00
0,0015	0,3	200,00

COMPORTAMIENTO DEL CONTADOR DE FRECUENCIA



- **Comentario y conclusiones en la respuesta del convertidor voltaje-frecuencia y el contador de frecuencia**

Para analizar el comportamiento del convertidor voltaje-frecuencia y el circuito contador de frecuencia adaptado a nuestras condiciones, se presenta un gràfico de: "Corriente de entrada al convertido V/f en funciòn de la indicaciòn luminosa observada en el bloque receptor".

Previamente se calibrò el instrumento, para que cuando se tenga una indicaciòn visual de 200.0 (A), la corriente I_1 en el primario de TC (con 20 vueltas de alambre AWG # 12) sea 10 A.

En la curva obtenida su caracterìstica lineal en el rango de 5 a 200 (A), se mantiene sòlo con ligeras desviaciones que son consideradas despreciables, tomando en cuenta que la precisiòn es de 0.1 (A).

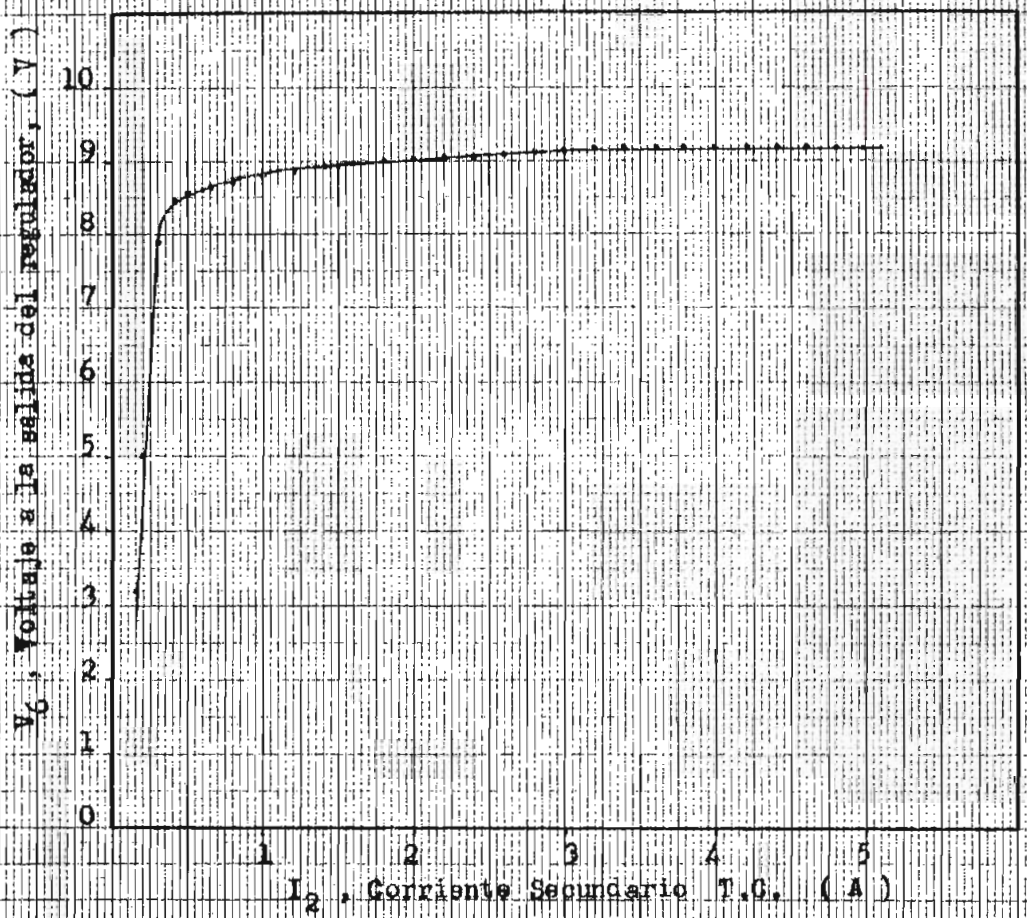
Los 4 indicadores numèricos, del contador de frecuencia permitirìan obtener una lectura màxima de 999,9 (A); sin embargo, debido a consideraciones anteriores, los valores sobre 200.0 (A) carecen de sentido, ya que muchos de los elementos del circuito transmisor empiezan a funcionar fuera de una regiòn lineal.

6-C MEDICIONES REALIZADAS EN LA ETAPA DE ENERGIA DEL BLOQUE TRANSMISOR

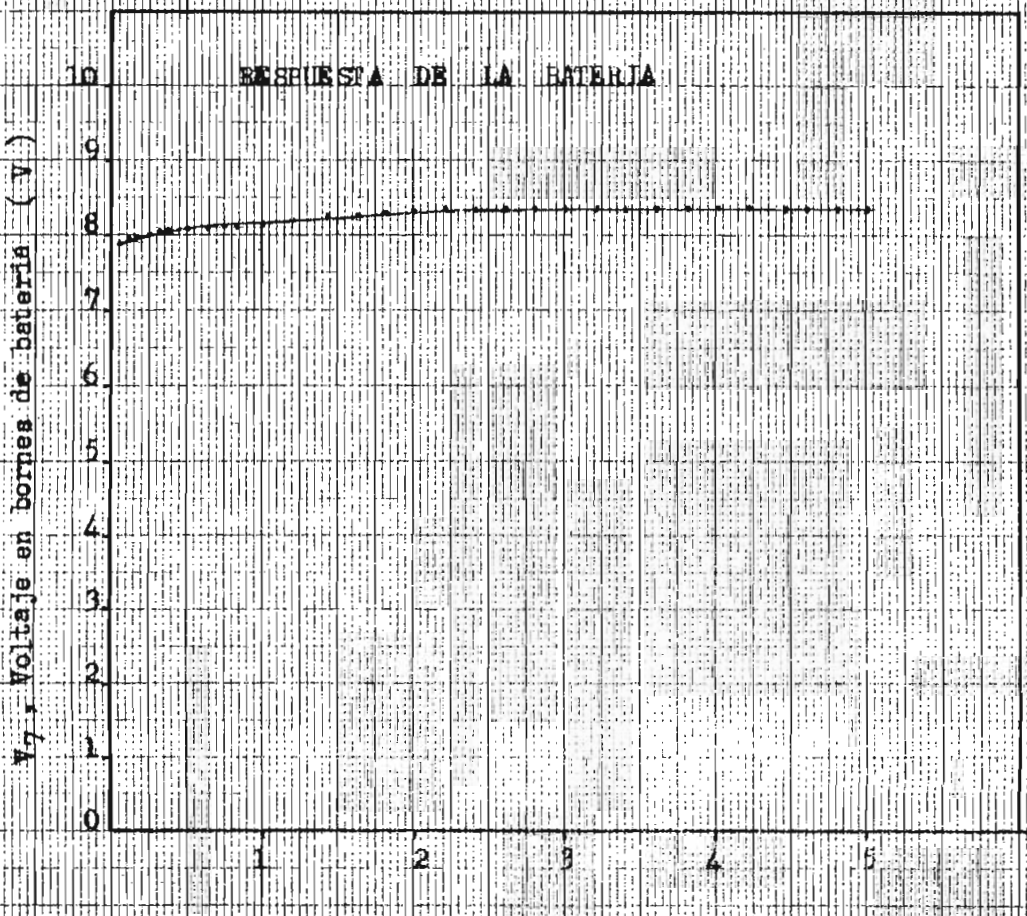
Corriente en Secundario T.C. I_2 (A)	Voltage regulado V_6 (V)	Voltage en los bornes de la bateria V_7 (V)
5,00	9,22	8,36
4,80	9,22	8,36
4,60	9,22	8,36
4,40	9,22	8,36
4,20	9,22	8,36
4,00	9,21	8,36
3,80	9,21	8,36
3,60	9,21	8,36
3,40	9,20	8,36
3,20	9,20	8,36
3,00	9,19	8,36
2,80	9,19	8,35
2,60	9,18	8,35
2,40	9,17	8,35
2,20	9,13	8,34
2,00	9,11	8,33
1,80	9,06	8,31
1,60	9,02	8,29
1,40	8,98	8,28
1,20	8,90	8,23
1,00	8,80	8,21
0,80	8,74	8,12
0,70	8,71	8,11
0,61	8,67	8,09
0,50	8,62	8,08
0,40	8,55	8,05
0,31	7,95	8,05
0,21	5,02	8,01
0,17	3,20	7,96
0,11	2,00	7,96
0,00	0,00	7,96

Corriente del Secundario T.C. I_2 (A)	Corriente de Consumo circuito procesador de Señal I_5 (mA)	Indicación visual del Circuito contador de frecuencia (A)
4,95	11,64	199,5
4,71	11,44	188,0
4,26	11,06	170,9
3,97	10,83	159,5
3,75	10,65	150,0
3,48	10,40	139,2
3,24	10,23	131,5
3,00	9,96	120,0
2,72	9,78	109,5
2,26	9,37	91,5
2,00	9,11	81,4
1,70	8,87	70,2
1,51	8,67	62,5
1,25	8,39	50,3
1,00	8,13	40,7
0,88	8,01	36,2
0,78	7,90	31,7
0,62	7,74	25,2
0,51	7,63	20,7
0,38	7,51	15,7
0,27	7,40	11,3
0,13	7,28	5,4
0,08	7,23	3,5
0,06	7,21	2,6
0,04	7,18	1,9
0,00	0,00	0,0

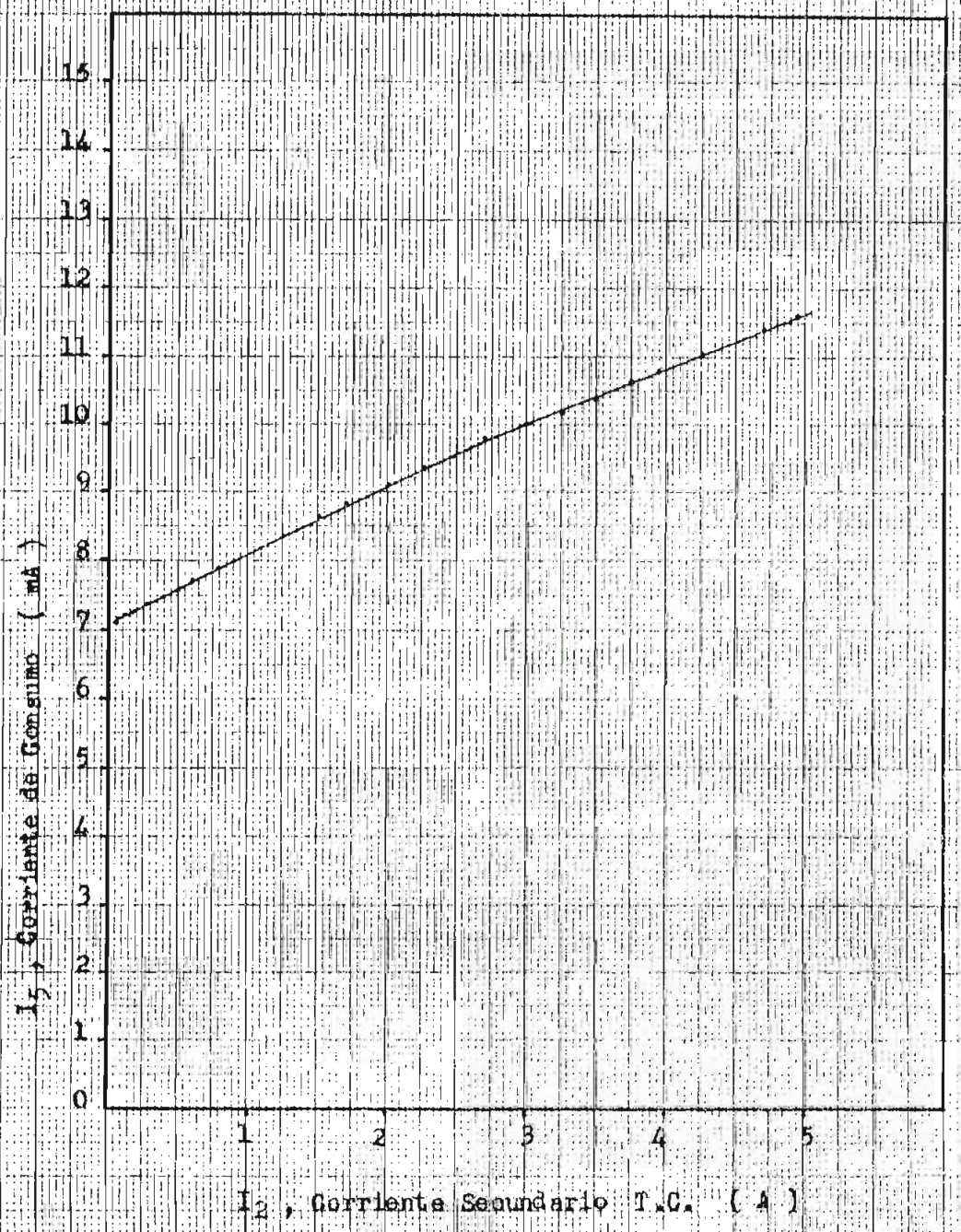
RESPUESTA DEL REGULADOR



RESPUESTA DE LA BATERIA



CORRIENTE DE CONSUMO DE LA ETAPA QUE PROCESA LA SEÑAL



Comentarios y conclusiones, de las mediciones realizadas para la comprobaciòn del funcionamiento de la etapa de energìa del transmisor

En el gràfico de: "Corriente del secundario del transformador de corriente (I_2), en funciòn del voltaje regulado V_6 la variaciòn del voltaje regulado es relativamente pequeña, cuando la corriente sensada està limitada a la escala alta, superior a 20 (A), cuando los valores sensados son inferiores a este lìmite, el voltaje inducido en el secundario del transformador T.E. disminuye, razòn por la cual el regulador no mantiene el voltaje para el que està programado, y disminuye su voltaje de salida.

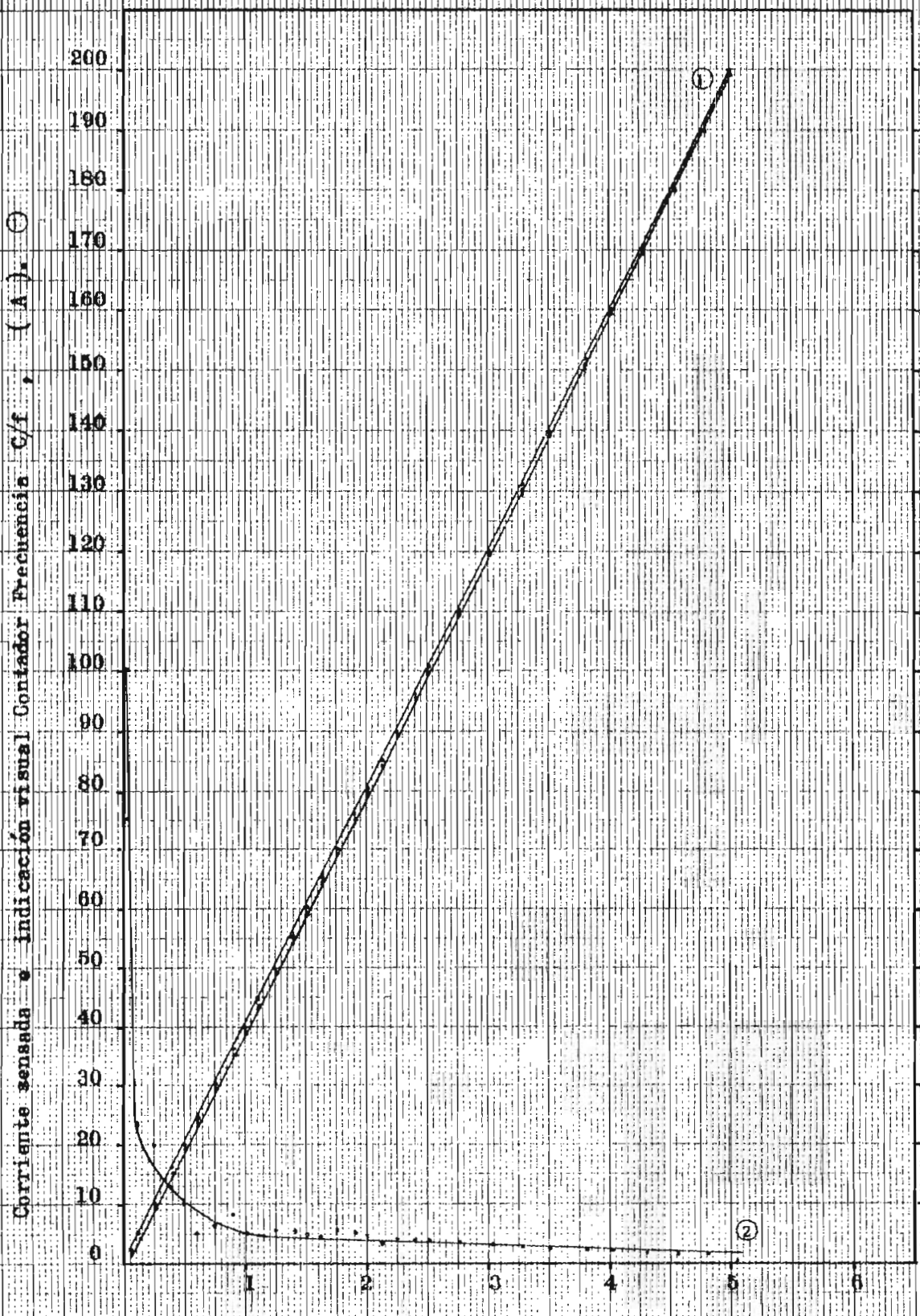
Los gràficos de "Corriente en el secundario del T.C. (I_2) en funciòn de la corriente de consumo TI_5 de el bloque procesado. de la señal sensada", permiten comprobar que la corriente utilizada por el bloque sensor està comprendida entre 7 y 12 (mA), valores que concuerdan con los criterios utilizados para el diseño de la etapa de energìa.

Sobre los 20 (A) de corriente sensada la baterìa desempeña una funciòn pasiva, cargàndose de manera permanente, y el bloque sensor se energiza con parte proporcional de la señal sensada, bajo este lìmite, la baterìa tiene que suministrar corriente, ya que el voltaje inducido en el transformador T.E. es pequeño y no permite mantener el voltaje en el circuito regulador para una correcta polarizaciòn. Si se llega al lìmite màs inferior de 5 (A) de corriente sensada, el voltaje inducido en el secunda-

rio de T.E es tan pequeño (2 V_{DC} ya rectificado y filtrado) que se acciona el circuito de control, deshabilitando el paso de energìa a la etapa que procesa la señal sensada. Asì evitamos que la baterìa se descargue completamente.

I_2 (A)	I_1 (A)	I_1 X 20 (A)	Indicacion visual C/F (A)	Error obsoluto $\lvert V_m - V_v \rvert$	Error relativo $\lvert V_m - V_v \rvert / V_m$
5,05	10,00	200,0	200,0	0,0	0
4,79	9,50	190,0	189,6	0,4	0,0021
4,55	9,00	180,0	179,7	0,3	0,0016
4,29	8,50	170,0	169,7	0,3	0,0017
4,03	8,00	160,0	159,8	0,2	0,0012
3,78	7,51	150,2	149,8	0,4	0,0026
3,53	7,00	140,0	139,6	0,4	0,0028
3,27	6,50	130,0	129,6	0,4	0,0030
3,03	6,01	120,2	119,8	0,4	0,0033
2,77	5,50	110,0	109,6	0,4	0,0036
2,53	5,01	100,2	99,8	0,4	0,0040
2,39	4,75	95,0	94,6	0,4	0,0042
2,26	4,50	90,0	89,6	0,4	0,0044
2,13	4,25	85,0	84,7	0,3	0,0035
2,01	4,01	80,2	79,8	0,4	0,0050
1,88	3,75	75,0	74,6	0,4	0,0053
1,75	3,50	70,0	69,6	0,4	0,0057
1,63	3,25	65,0	64,7	0,3	0,0046
1,51	3,01	60,2	59,9	0,3	0,0050
1,39	2,75	55,0	54,7	0,3	0,0054
1,25	2,50	50,0	49,7	0,3	0,0060
1,13	2,25	45,0	44,9	0,1	0,0022
1,00	2,00	40,0	39,8	0,2	0,0050
0,88	1,75	35,0	34,7	0,3	0,0086
0,75	1,50	30,0	29,8	0,2	0,0067
0,62	1,25	25,0	24,9	0,1	0,0040
0,50	1,00	20,0	19,8	0,2	0,0100
0,37	0,75	15,0	14,8	0,2	0,0135
0,25	0,50	10,0	9,8	0,2	0,0204
0,13	0,25	5,0	5,1	0,1	0,0196
0,10	0,21	4,2	4,1	0,1	0,0243
0,06	0,14	2,8	2,6	0,2	0,0769
0,05	0,11	2,2	2,0	0,2	0,1000
0,02	0,06	1,2	1,1	0,1	0,0909
0,01	0,02	0,4	0,2	0,2	1,0000

CURVAS PARA ANALISIS DEL ERROR



Comentario sobre las curvas de error

El càlculo del error absoluto, y error relativo, me permite indicar el valor de la precisiòn del instrumento en todo el rango de medida, y a escala màxima.

Para corrientes sensadas comprendidas en el rango de 20 a 200 A, el porcentaje de error es menor que 0.5%; para corrientes menores a 20 A sensados el error de medida es mayor al 1%.

En el lìmite inferior de 5 A medidos, el error es del orden del 2%. El error absoluto màximo es de 0,4 A. Determina que el porcentaje de error, respecto a escala màxima sea de 0.2%. Si consideramos una situaciòn real de funcionamiento, este error se aproxima a 0.5%.

Los errores que existen, se enmarcan dentro de un lìmite apropiado, menor al 1%, se cumple asì con el objetivo propuesto; tenemos un instrumento de precisiòn, para medir corriente en lìneas de fuerza con valores confiables en el rango de 5 a 200 A.

6.E. SEÑALES OBSERVADAS EN SITIOS BASICOS DEL DISEÑO

El siguiente conjunto de fotografías, indican como es procesada la señal, en el recorrido por el sistema diseñado.

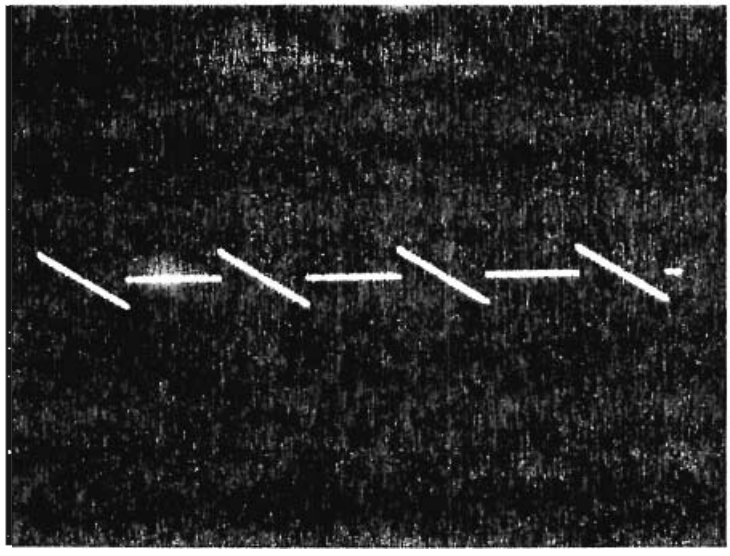
La fotografía No. 1, es tomada en el capacitor de tiempo "Timing capacitor", auxiliar a el circuito convertidor V/f, las formas de onda tipo rampa indican como se carga y descarga el capacitor.

La fotografía No. 2 permite visualizar la señal, en la salida del convertidor V/f. Es una onda cuadrada, de amplitud aproximada 7 V cuyo período (frecuencia) varía dependiendo de la corriente sensada. Nos interesa estrechar el ancho del pulso positivo a 10 useg, para disminuir el consumo de corriente. Para aquello se utiliza el monoestable accionado por un circuito diferenciador. La fotografía # 3 nos muestra la forma de onda a la entrada de disparo del monoestable, después de haber pasado por el circuito diferenciador; el ancho del pulso de disparo es aproximadamente 1,8 useg.

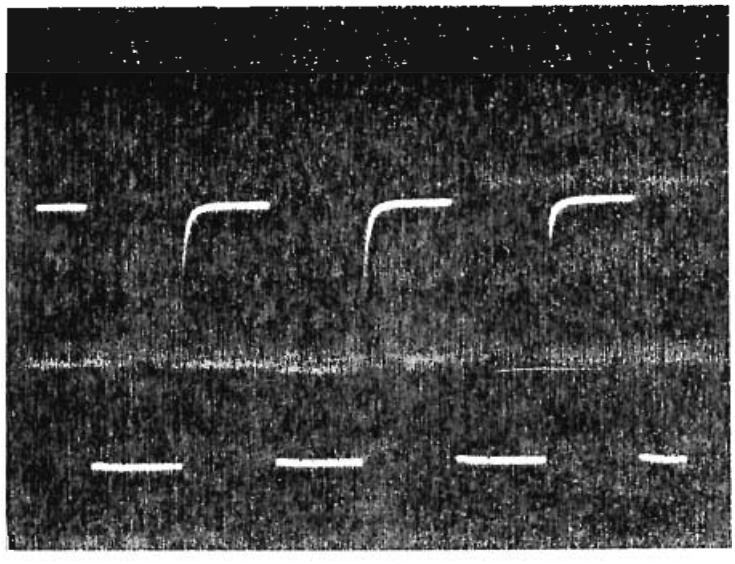
La fotografía # 4, indica la forma de onda a transmitirse acoplada a el LED emisor. Se nota que su amplitud es 1,8 V y el ancho del pulso es de 10 useg.

En la fotografía # 5 se indica la forma de la señal en el bloque receptor, a la salida del fotodetector, esta señal va a la entrada del C.I. ICM 7226 para que se cuente su frecuencia.

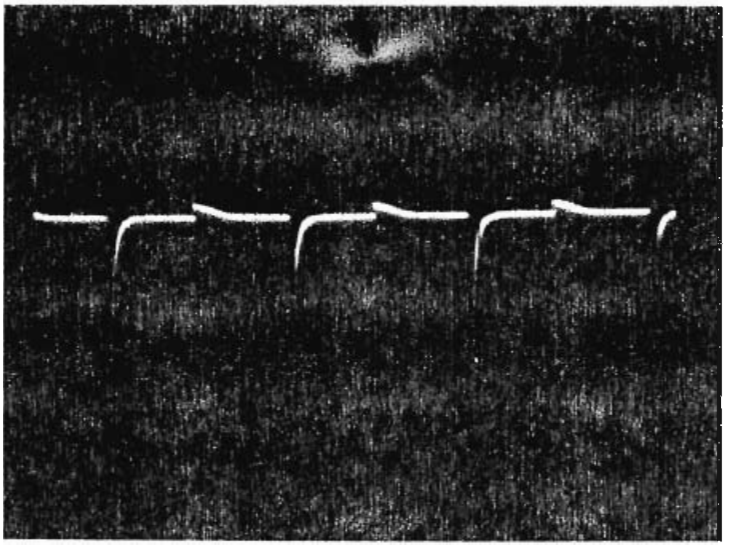
La fotografìa # 6, permite tener una idea de el fenòmeno de retardo, entre la señal transmitida y la recibida; se observa que existe un desfasamiento entre las dos señales de aproximadamente 2 useg. El mayor porcentaje de retardo lo ocasiona el circuito amplificador asociado al fotodetector. La fibra produce una dispersiòn de 20 $\frac{cms}{nseg}$. Si la longitud es de 10 mts, el retardo es 50 nseg. Esta situaciòn no afecta la exactitud de las mediciones.



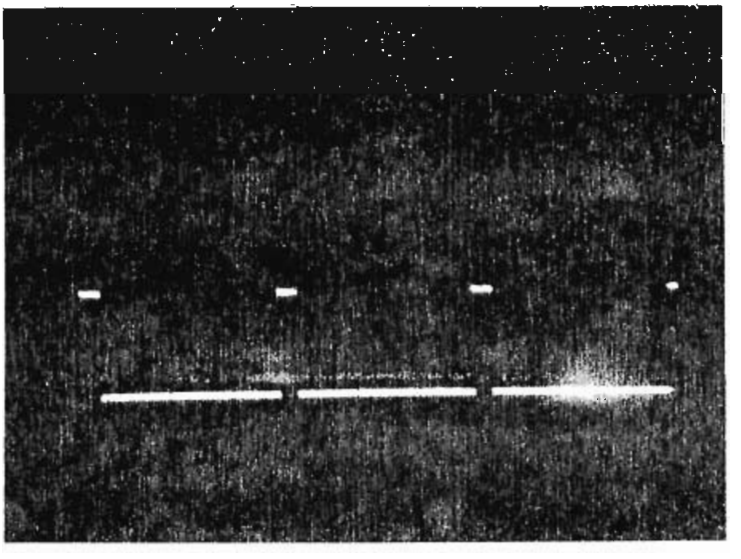
FOTOGRAFIA No. 1 - Timing capacitor



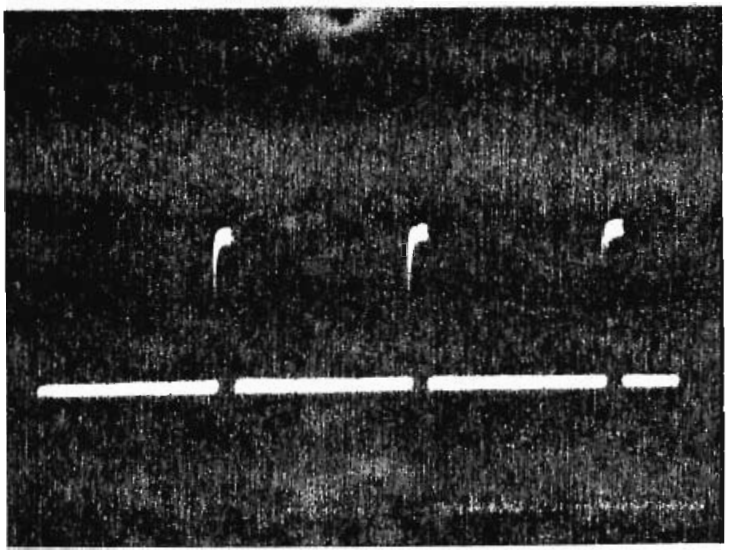
FOTOGRAFIA No. 2 - Salida convertidor V/F



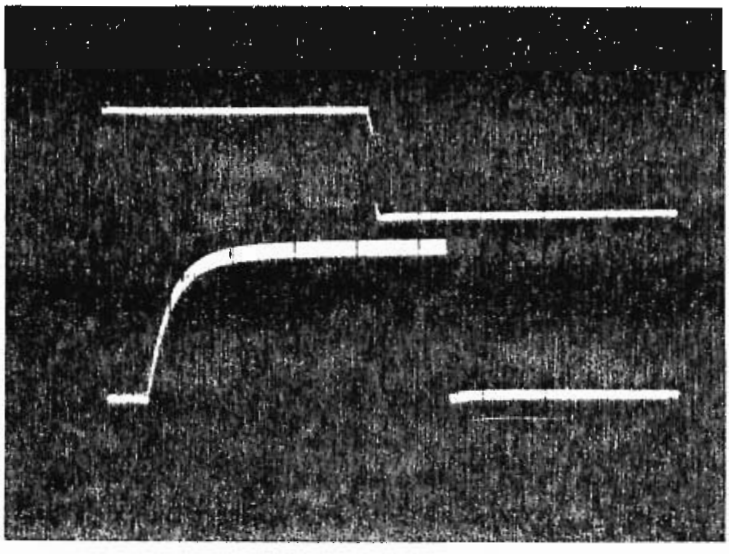
FOTOGRAFIA No. 3 - Disparo del monoestable



FOTOGRAFIA No. 4 - Señal transmitida



FOTOGRAFIA No. 5 - Señal de salida del fotodetector, amplificador



FOTOGRAFIA No. 6 - Fenómeno de retardo

C A P I T U L O VII

ANEXOS

7.A. INTRODUCCION

Para documentar los criterios pràcticos utilizados en el desarrollo del proyecto, se anexa un conjunto de datos tècnicos de los elementos fundamentales utilizados en las distintas partes del diseño de los circuitos.

Por medio de las recomendaciones de funcionamiento, se quiere limitar que el instrumento de mediciòn, funcione de acuerdo a sus especificaciones en un rango para el que fue diseñado. Se enuncia condiciones normales de trabajo, para seguridad tanto del instrumento como del operador.

Se incluye demostraciones matemàticas, que hemos considerado de interès, y cuyos resultados confirman criterios pràcticos utilizados en los diseños.

Adicionamos la bibliografìa principal utilizada, la cual fue herramienta de consulta y de apoyo en la consecuciòn de nuestro objetivo.

7.B. RECOMENDACIONES EN EL FUNCIONAMIENTO DEL INSTRUMENTO Y SU OPERACION

Me permito señalar el rango de medida para el que fue diseñado:

Corriente màxima 200 (A)

Corriente mìnima 5 (A)

El lìmite màximo està determinado por la capacidad del transformador de corriente y auxiliares, sus bobinados pueden sufrir averìas al rebasar este lìmite, porque el calibre de alambre AWG # 16 del lado primario de los transformadores auxiliares no permite manejar corrientes màs altas; en los datos de placa del transformador de corriente, su lìmite màximo es 200(A), induciendo una corriente de 5(A) en el bobinado secundario.

El lìmite inferior de 5(A) sensados, està determinado por la condiciòn de no linearidad en la respuesta del transformador de corriente, transformador auxiliar T.S. y el puente de diodos de la etapa sensora; por lo tanto, la lectura indicada en los indicadores numèricos pierden credibilidad. Se une a esta situaciòn el hecho de el voltaje inducido, al transformador auxiliar de la etapa de energizaciòn "T_E" es pequeño ($2V_{RMS}$), situaciòn que se utiliza para deshabilitar la polarizaciòn de los circuitos de la etapa sensora, por medio de un circuito de control. La deshabilitaciòn se la hace por dos motivos:

a. Evitar que el paquete de baterìas se descargue totalmente;

b. Limitar el voltaje de polarizaciòn del convertidor V/f

a 3,6 (V) mìnimo, como recomienda el fabricante.

Para la fibra òptica, se recomienda no ocasionar àngulos de torcedura o encorvamiento muy pronunciados, debido a su naturaleza de fabricaciòn. Su longitud es de 10 (mts), permitiendo una distancia apropiada entre la lìnea de fuerza y la indicaciòn visual de la mediciòn, favoreciendo la seguridad del operador, ya que èste se encuentra totalmente aislado de la lìnea de fuerza.

El manejo del receptor, se limita a encender el aparato; para ello se dispone de un interruptor en la parte posterior, al activarse se observa el valor medido en los indicadores numèricos. Se energiza esta etapa con la lìnea de 110 (V), acondicionada para obtener una fuente de energìa de 5(V) continuos. Se dispone de un fusible para protecciòn contra fallas de sobre corriente, ocasionados por averìas en el circuito.

En la tarjeta correspondiente al contador de frecuencia, se observa un conjunto de interruptores, estos se deben mantener en la posiciòn "Off", porque no son utilizados las funciones accionadas por el pin de control. Si se quiere comprobar el funcionamiento normal de los indicadores numèricos, el interruptor 1 (SW1) debe estar en la posiciòn "On", y los restantes interruptores en la posiciòn "Off". En los indicadores numèricos, se visualiza la magnitud de corriente medida, con una precisiòn de 0,1 (A).

7.C. LISTA DE APENDICES

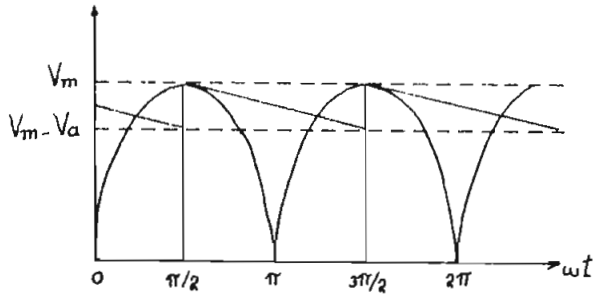
1. Demostraciòn de la fòrmula: $C \geqslant \frac{1}{4\sqrt{3}\ f\ R_1\ C}$
2. Demostraciòn de ley de Snell
3. Datos tècnicos TL 430 C - regulador de voltaje variable fabricante Texas Instruments
4. Datos tècnicos baterìas niquel cadmio recargables
5. Datos tècnicos convertidor voltaje frecuencia AD 537 JD fabricante Analog Devices
6. Datos tècnicos timer 555 fabricante Texas instruments
7. Datos tècnicos fibra òptica Hewlett Packard
8. Datos tècnicos fibra òptica Optoelectrònics
9. Datos tècnicos contador frecuencia ICM 7226 A fabricante Intersil
10. Datos tècnicos UA 723 regulador voltaje fabricante Texas Instruments
11. Datos tècnicos transistor MPS A 56
    MPS A 06
    fabricante Motorola

APENDICE 1

Demostración de la fórmula : $C \geqslant \dfrac{1}{4\sqrt{3}\, f\, R_L\, C}$

Criterio para el escogimiento, del filtro de condensador en un rectificador de onda completa.

La tensión en la carga, de forma aproximada se visualisa en el siguiente esquema.



$$Vdc = Vm - \frac{Va}{2}$$

$$Va = \frac{\Delta Q}{C}$$

ΔQ = variación de la carga del condensador entre $\pi/2$ y $3\pi/2$, o sea en un medio período.

$$\Delta Q = 4\int_0^{T/2} i\, dt = \frac{Idc\ T}{2} = \frac{Idc}{2f}$$

$$Va = \frac{Idc}{2fC}$$

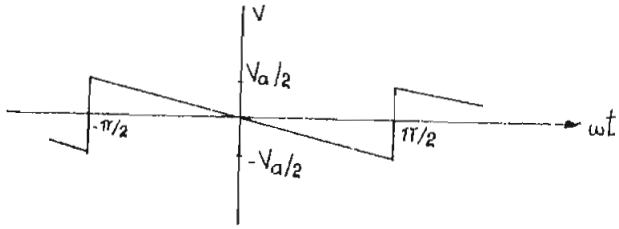
$$Idc = \frac{Vdc}{R_L}$$

$$Vdc = Vm - \frac{Vdc}{4\, f\, R_L\, C}$$

$$Vdc = \frac{Vm}{1 + 1/(4\, f\, R_L\, C)}$$

$$Vac^2_{(rms)} = \frac{1}{T}\int_0^T V^2_{(wt)}\, dwt$$

La componente alterna , está dada por la onda triangular.



$$Vac^2_{(rms)} = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left(\frac{Va}{\pi}\ wt\right)^2 dwt$$

$$= \frac{1}{\pi}\ \frac{Va^2}{\pi^2}\ \left[\frac{wt^3}{3}\right]_{-\pi/2}^{\pi/2}$$

$$= \frac{Va^2}{\pi^3}\ \frac{2}{3}\ \frac{\pi^3}{8}$$

$$= \frac{Va^2}{3\ .\ 4}$$

$$Vac_{(rms)} = \frac{Va}{\sqrt{3}\ .\ 2}$$

$$Vac(rms) = \frac{Vdc}{\sqrt{3}\ \ 2\ \ R_L\ \ 2\ \ f\ \ C}$$

$$Vac_{(rms)} = \frac{Vdc}{4\sqrt{3}\ \ f\ \ R_L\ \ C}$$

$$\gamma = \frac{Vac}{Vdc}$$ γ = factor de rizado

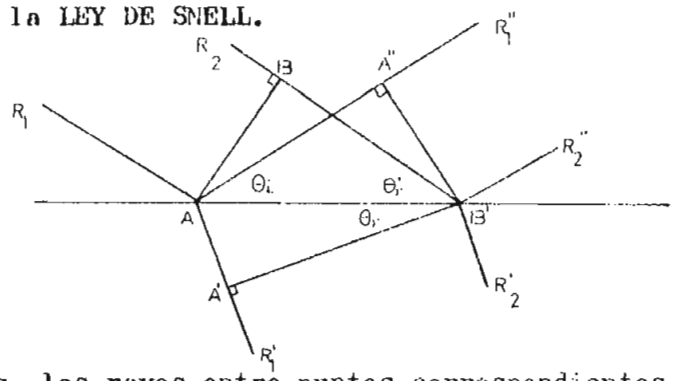
$$= \frac{1}{4\sqrt{3}\ \ f\ \ R_L\ \ C}$$

$$C = \frac{1}{4\sqrt{3}\ \ f\ \ R_L\ \ \gamma}$$ como límite inferior

$$\therefore\ C \geqslant \frac{1}{4\sqrt{3}\ \ f\ \ R_L\ \ C}$$

APENDICE 2

Demostración de la LEY DE SNELL.



<u>Teorema de Malus</u>. los rayos entre puntos correspondientes de superficies de onda, deben tardar el mismo tiempo en cubrir la distancia entre ellos.

Sea: t = tiempo que tarda la onda en ir desde B a B'.

$BB' = v_1 t \qquad AA' = v_2 t \qquad AA'' = v_1 t$

$$\text{Sen}\,\theta_i = \frac{BB'}{AB'} = \frac{v_1 t}{AB'} \qquad 1$$

$$\text{Sen}\,\theta_r = \frac{AA'}{AB'} = \frac{v_2 t}{AB'} \qquad 2$$

dividiendo 1 y 2

$$\frac{\text{Sen}\,\theta_i}{\text{Sen}\,\theta_r} = \frac{v_1}{v_2} \qquad 3$$

El índice de refracción absoluto de dos sustancias, es igual al cociente entre las velocidades de propagación de la onda en las sustancias.

$$n_{21} = \frac{v_1}{v_2} \qquad 4$$

tomando un medio particular de referencia (por ejemplo el vacío) el índice absoluto de refracción se define como: $n = c/v$

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{c}{v_2} \cdot \frac{v_1}{c} = \frac{v_1}{v_2} = n_{21} \qquad 5$$

de 5 y 3

$$\frac{\text{Sen}\,\theta_i}{\text{Sen}\,\theta_r} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

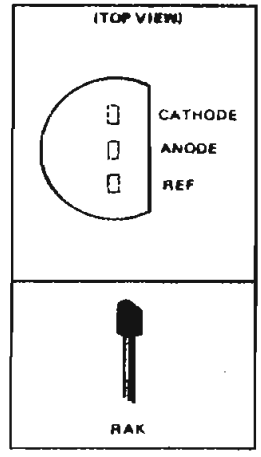
$$n_1\ \text{Sen}\,\theta_i = n_2\ \text{Sen}\,\theta_r$$

TYPES TL430I, TL430C
ADJUSTABLE SHUNT REGULATORS

D2165, JUNE 1976 - REVISED DECEMBER 1982

- Temperature Compensated
- Programmable Output Voltage
- Low Output Resistance
- Low Output Noise
- Sink Capability to 100 mA

LP
SELECT PACKAGE
(TOP VIEW)

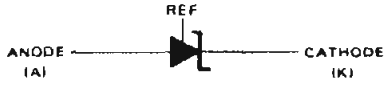


description

The TL430 is a three-terminal adjustable shunt regulator featuring excellent temperature stability, wide operating current range, and low output noise. The output voltage may be set by two external resistors to any desired value between 3 volts and 30 volts. The TL430 can replace zener diodes in many applications providing improved performance.

The TL430I is characterized for operation from −25°C to 85°C, and the TL430C is characterized for operating from 0°C to 70°C.

functional block diagram



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

Regulator voltage (see Note 1)	30 V
Continuous regulator current	150 mA
Continuous dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2)	775 mW
Operating free-air temperature range, TL430I	−40°C to 85°C
TL430C	0°C to 70°C
Storage temperature range	−65°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
Regulator Voltage, V_Z	V_{ref}	30	V
Regulator current, I_Z	2	100	mA

NOTES 1. All voltage values are with respect to the anode terminal.
2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Figure 5.

Copyright © 1982 by Texas Instruments Incorporated

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST FIGURE	TEST CONDITIONS		TL430I MIN	TL430I TYP	TL430I MAX	TL430C MIN	TL430C TYP	TL430C MAX	UNIT
V_{ref}	Reference input voltage	1	$V_Z = V_{ref}$,	$I_Z = 10$ mA	2.6	2.75	2.9	2.5	2.75	3	V
α_{Vref}	Temperature coefficient of reference input voltage	1	$V_Z = V_{ref}$, $T_A = 0°C$ to $70°C$	$I_Z = 10$ mA,		+120	+200		+120		ppm/°C
I_{ref}	Reference input current	2	$I_Z = 10$ mA, $R2 = \infty$	R1 = 10 kΩ,		3	10		3	10	μA
I_{ZK}	Regulator current near lower knee of regulation range	1	$V_Z = V_{ref}$			0.5	2		0.5	2	mA
I_{ZM}	Regulator current at maximum limit of regulation range	1	$V_Z = V_{ref}$		50			50			mA
		2	$V_Z = 5$ V to 30 V,	See Note 3	100			100			
r_z	Differential regulator resistance (see Note 4)	1	$V_Z = V_{ref}$, $\Delta I_Z = (52-2)$ mA			1.5	3		1.5	3	Ω
V_{nz}	Noise voltage	2	f = 0.1 Hz to 10 Hz	$V_Z = 3$ V		50			50		μV
				$V_Z = 12$ V		200			200		
				$V_Z = 30$ V		650			650		

NOTES 3. The average power dissipation, $V_Z \cdot I_Z \cdot$ duty cycle, must not exceed the maximum continuous rating in any 10-ms interval.

4. The regulator resistance for $V_Z > V_{ref}$, r_z', is given by:

$$r_z' = r_z\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

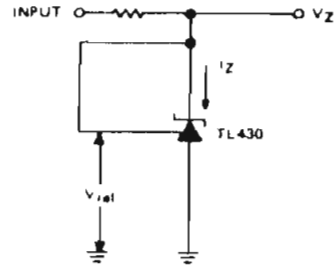
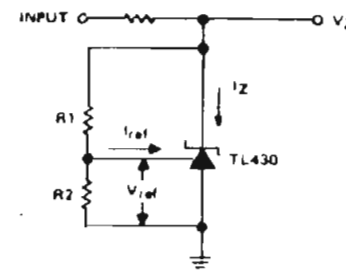


FIGURE 1–TEST CIRCUIT FOR $V_Z = V_{ref}$



$$V_Z = V_{ref}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right) + I_{ref} \cdot R1$$

FIGURE 2–TEST CIRCUIT FOR $V_Z > V_{ref}$

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL CHARACTERISTICS

SMALL-SIGNAL REGULATOR IMPEDANCE
vs
FREQUENCY

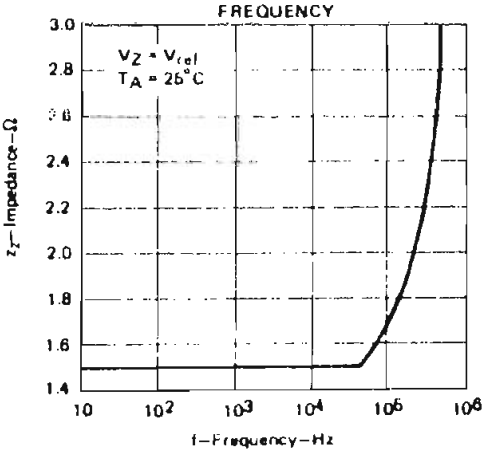


FIGURE 3

CURRENT
vs
VOLTAGE

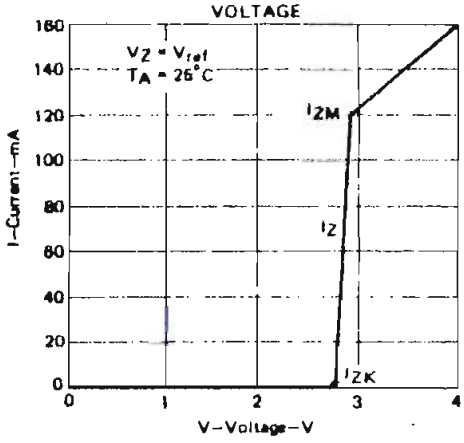


FIGURE 4

THERMAL INFORMATION

LP PACKAGE
DISSIPATION DERATING CURVE

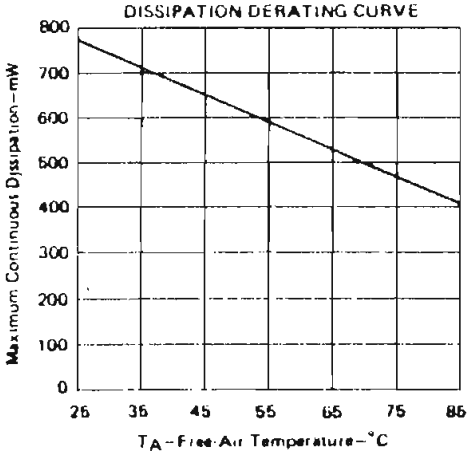
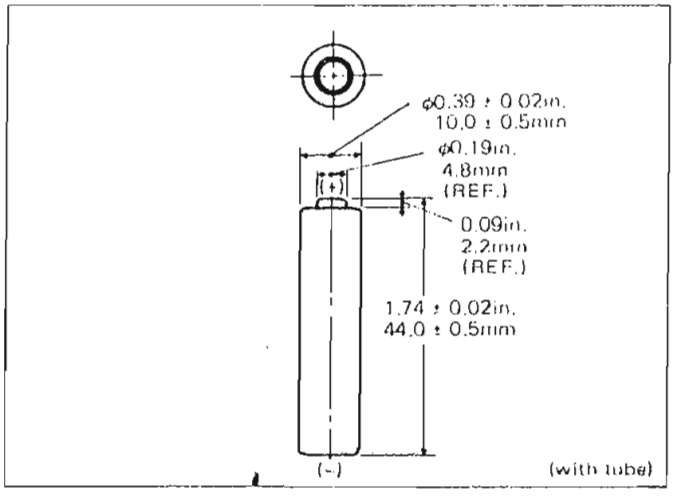


FIGURE 5



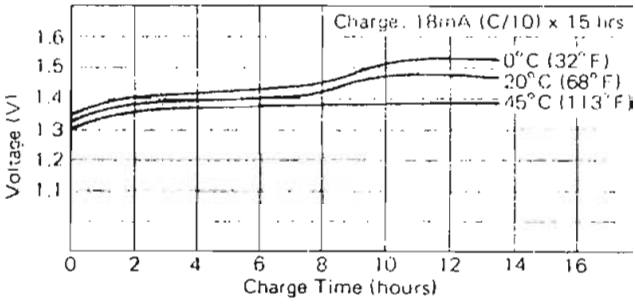
Specifications

Nominal Voltage			1.2V		
Capacity (mAh)			C/10	C/5	C
	Nominal (Minimum)		200	180	160
	Typical (Average)		220	200	180
Diameter			0.39 ± 0.02in. 10.0 ± 0.5mm		
Height			1.74 ± 0.02in. 44.0 ± 0.5mm		
Weight			0.35 ounces (10g)		
Internal Impedance at 1000Hz.			30mΩ (After Charge)		
Charge current	Standard		18mA		
	Quick		45mA		
	Trickle	Max.	9mA		
		Min.	6mA		
Ambient Temperature	Charge	Standard	0° to 45°C (32° to 113°F)		
		Quick	10° to 45°C (50° to 113°F)		
	Discharge		-20° to 65°C (-4° to 149°F)		
	Storage		-20° to 45°C (-4° to 113°F)		

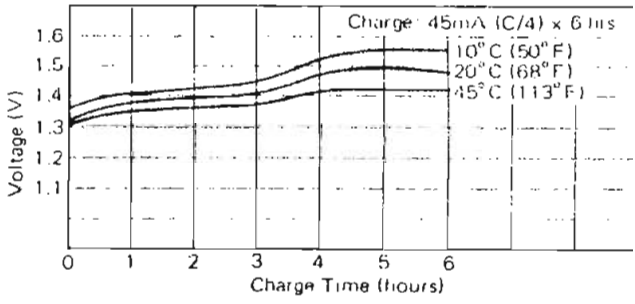
Note:
1. Norninal (Minimum) Capacity, rated at C/5, 20°C
2. Other capacities are for reference.
3. See paragraph 1.6.2., for charging details.
4. Weight and Internal Impedance are for reference.

Typical Characteristics

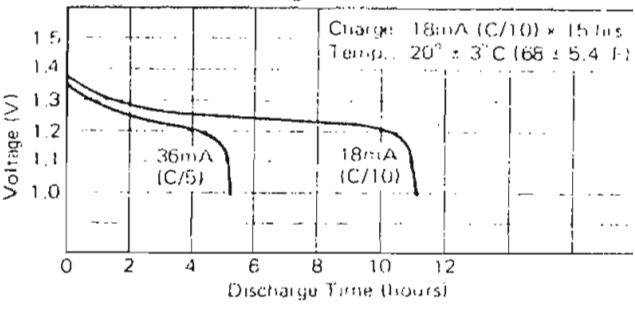
- **Standard Charge**



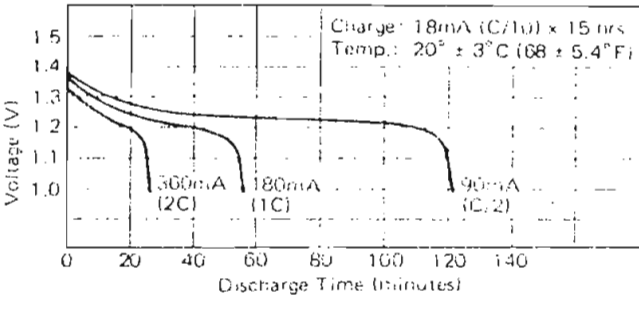
- **Quick Charge**



- **Low Rate Discharge**



- **High Rate Discharge**

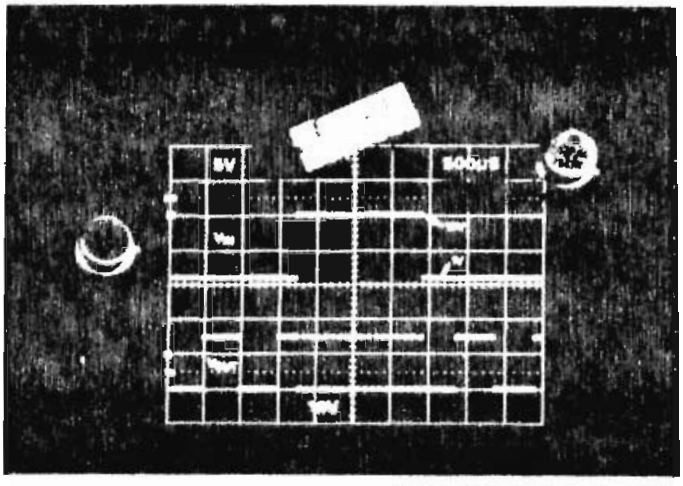


ANALOG DEVICES

Integrated Circuit Voltage to Frequency Converter

FEATURES

- Low Cost A-D Conversion
- Versatile Input Amplifier
  - Positive or Negative Voltage Modes
  - Negative Current Mode
  - High Input Impedance, Low Drift
- Single Supply, 5 to 36 Volts
- Linearity: ±0.05% FS
- Low Power: 1.2mA Quiescent Current
- Full Scale Frequency up to 100kHz
- 1.00 Volt Reference
- Thermometer Output (1mV/K)
- F-V Applications



PRODUCT DESCRIPTION

The AD537 is a monolithic V-F converter consisting of an input amplifier, a precision oscillator system, an accurate internal reference generator and a high current output stage. Only a single external RC network is required to set up any full scale (F.S.) frequency up to 100kHz and any F.S. input voltage up to ±30V. Linearity error is as low as ±0.05% for 10kHz F.S., and operation is guaranteed over an 80dB dynamic range. The overall temperature coefficient (excluding the effects of external components) is typically ±30ppm/°C. The AD537 operates from a single supply of 5 to 36V and consumes only 1.2mA quiescent current.

A temperature-proportional output, scaled to 1.00mV/K, enables the circuit to be used as a reliable temperature-to-frequency converter; in combination with the fixed reference output of 1.00V, offset scales such as 0°C or 0°F can be generated.

The low drift (1μV/°C typ) input amplifier allows operation directly from small signals (e.g., thermocouples or strain gages) while offering a high (250MΩ) input resistance. Unlike most V-F converters, the AD537 provides a square-wave output, and can drive up to 12 TTL loads, LEDs, very long cables, etc.

The excellent temperature characteristics and long-term stability of the AD537 are guaranteed by the primary band-gap reference generator and the low T.C. silicon chromium thin film resistors used throughout.

The device is available in either a TO-116 ceramic DIP or a TO-100 metal can, both are hermetically sealed packages.

The AD537 is available in three performance/temperature grades; the J and K grades are specified for operation over the 0 to +70°C range while the AD537S is specified for operation over the extended temperature range, -55°C to +125°C.

*COVERED BY PATENT NUMBERS 3,887,963 and RE 30,586.

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD537 is a complete V-F converter requiring only an external RC timing network to set the desired full scale frequency and a selectable pull-up resistor for the open-collector output stage. Any full-scale input voltage range from 100mV to 10 volts (or greater, depending on $+V_S$) can be accommodated by proper selection of timing resistor. The full scale frequency is then set by the timing capacitor from the simple relationship, $f = V/10RC$.
2. The power supply requirements are minimal, only 1.2mA quiescent current is drawn from a single positive supply from 4.5 to 36 volts. In this mode, positive inputs can vary from 0 volts (ground) to $(+V_S - 4)$ volts. Negative inputs can easily be connected for below ground operation.
3. F-V converters with excellent characteristics are also easy to build by connecting the AD537 in a phase-locked loop. Application particulars are shown in Figure 7.
4. The versatile open-collector NPN output stage can sink up to 20mA with a saturation voltage less than 0.4 volts. The Logic Common terminal can be connected to any level between ground (or $-V_S$) and 4 volts below $+V_S$. This allows easy direct interface to any logic family with either positive or negative logic levels.

P.O. Box 280; Norwood, Massachusetts 02062 U.S.A.
Tel: 617-329-4700 Twx: 710-394-6577
Telex: 924491 Cables: ANALOG NORWOODMASS

SPECIFICATIONS (typical @ +25°C with V_S (total) = 5 to 36V, unless otherwise noted)

MODEL	AD537JH	AD537JD	AD537KD AD537KH	AD537SD[3] AD537SH[1]
CURRENT-TO-FREQUENCY CONVERTER				
Frequency Range	0 to 150kHz	•	•	•
Nonlinearity[1]				
f_{max} = 10kHz	0.15% max (0.1% typ)	•	0.07% max	••
f_{max} = 100kHz	0.25% max (0.15% typ)	•	0.1% max	••
Full Scale Calibration Error				
C = 0.01μF, I_{IN} = 1,000mA	±10% max	±7% max	±5% max	••
vs. Supply (f_{max} = 100kHz)	±0.1% V max (0.01% typ)	•	•	•
vs. Temp. (T_{min} to T_{max})	±150ppm/°C max (50ppm typ)	•	50ppm/°C max (30ppm typ)	150ppm/°C max
ANALOG INPUT AMPLIFIER				
(Voltage-to-Current Converter)				
Voltage Input Range				
Single Supply	0 to +V_S − 4V Volts (min)	•	•	•
Dual Supply	−V_S to +V_S − 4V Volts (min)	•	•	•
Input Bias Current				
(Either Input)	100nA	•	•	•
Input Resistance (Non-Inverting)	250MΩ	•	•	•
Input Offset Voltage				
(Trimmable in "D" Package Only)	5mV max	•	2mV max	••
vs. Supply	200μV/V max	100μV/V max	100μV/V max	••
vs. Temp. (T_{min} to T_{max})	5μV/°C	•	1μV/°C	10μV/°C max
Safe Input Voltage[3]	±V_S	•	•	•
REFERENCE OUTPUTS				
Voltage Reference				
Absolute Value	1.00V ±1% ±5% max	•	•	•
vs. Temp. (T_{min} to T_{max})	50ppm/°C	•	100ppm/°C max	••
vs. Supply	±0.03%/V max	•	•	•
Output Resistance[4]	380Ω	•	•	•
Absolute Temperature Reference[5]				
Nominal Output Level	1.00mV/K	•	•	•
Initial Calibration @ +25°C	298mV (±5mV)	•	298mV (±5mV max)	••
Slope Error from 1.00mV/K	±0.02mV/K	•	•	•
Slope Nonlinearity	±0.1K	•	•	•
Output Resistance[4]	900Ω	•	•	•
OUTPUT INTERFACE (Open Collector Output)				
(Symmetrical Square Wave)				
Output Sink Current in Logic "0"				
V_{OUT} = 0.4V max, T_{min} to T_{max}	10mA min	20mA min	20mA min	10mA min
Output Leakage Current in Logic "1"				
(T_{min} to T_{max})	200nA max	•	•	2μA max
Logic Common Level Range	−V_S to +V_S − 4V Volts	•	•	•
Rise/Fall Times (C_F = 0.01μF)				
I_{IN} = 1mA	0.2μs	•	•	•
I_{IN} = 1μA	1μs	•	•	•
POWER SUPPLY				
Voltage, Rated Performance				
Single Supply	4.5V to 36V	•	•	•
Dual Supply	±5 to ±18V	•	•	•
Quiescent Current	1.2mA (2.5mA max)	•	•	•
TEMPERATURE RANGE				
Rated Performance	0 to +70°C	•	•	−55°C to +125°C
Storage	−65°C to +150°C	•	•	•

NOTES

*Specifications same as AD537JH

**Specifications same as AD537K.

Specifications subject to change without notice.

[1] Nonlinearity is specified for a current input level (I_{IN}) to the converter from 0.1 to 1000μA. Converter has 100% overrange capability up to I_{IN} = 2000μA with slightly reduced linearity. Nonlinearity is defined as deviation from a straight line from zero to full scale, expressed as a percentage of full scale.

[2] Guaranteed not tested.

[3] Maximum voltage input level is equal to the supply on either input terminal. However, large negative voltage levels can be applied to the negative terminal of the input is scaled to a nominal 1mA full scale through an appropriate value resistor (see Figure 2).

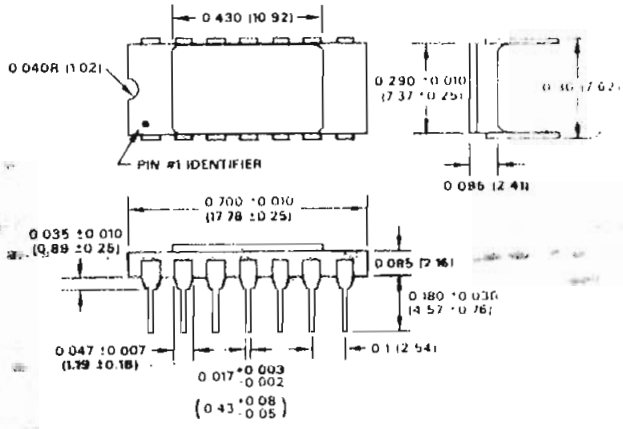
[4] Loading the 1.0 volt or 1mV/K outputs can cause a significant change in overall circuit performance, as indicated in the applications section. To maintain normal operation, these outputs should be operated into the external buffer of an external amplifier.

[5] Temperature reference output performance is specified from 0 to +70°C for "J" and "K" devices, −55°C to +125°C for "S" model.

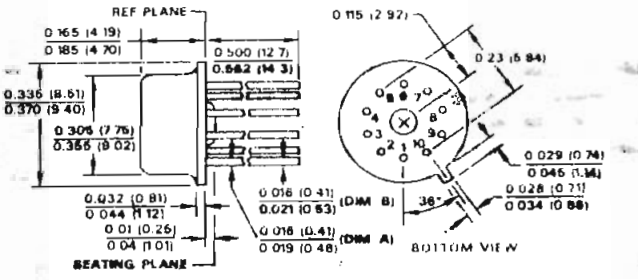
[6] See Section ___ for package outline information.

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

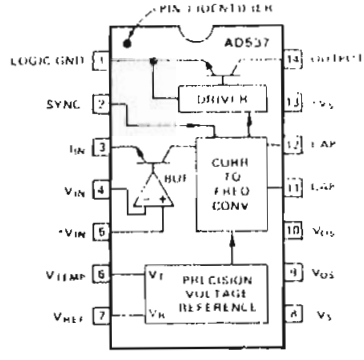


"D" PACKAGE – TO-116

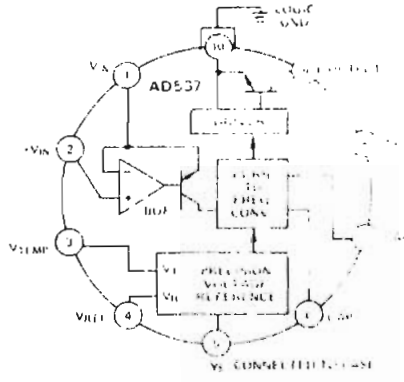


"H" PACKAGE – TO-100

PIN CONFIGURATIONS



"D" PACKAGE – TO-116



"H" PACKAGE – TO-100

AD537 CHIPS

The AD537 is also available in passivated chip form. Consult the Databook for details. Figure 1 shows the chip metallization layout and bonding pads.

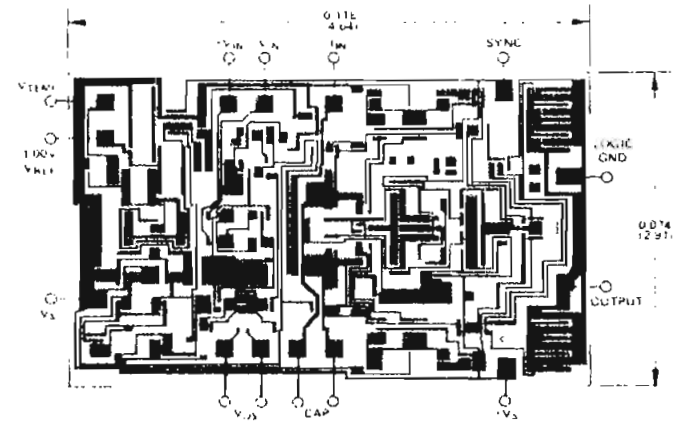


Figure 1. Chip Bonding Diagram

CIRCUIT OPERATION

A block diagram of the AD537 is shown to the left. A versatile operational amplifier (BUF) serves as the input stage, its purpose is to convert and scale the input voltage signal to a drive current in the NPN follower. Optimum performance is achieved when, at the full scale input voltage, a 1mA drive current is delivered to the current-to-frequency converter. The drive current to the current-to-frequency converter (an astable multivibrator) provides both the bias levels and the charging current to the externally connected timing capacitor. This "adaptive" bias scheme allows the oscillator to provide low nonlinearity over the entire current input range of 0.1 to 2000μA. The square wave oscillator output goes to the output driver which provides a floating base drive to the NPN power transistor. This floating drive allows the logic interface to be referenced to a different level than $-V_S$. The "SYNC" input ("D" package only) allows the oscillator to be slaved to an external master oscillator; this input can also be used to shut off the oscillator.

The reference generator uses a band-gap circuit (this allows single-supply operation to 4.5 volts which is not possible with low T.C. zeners) to provide the reference and bias levels for the amplifier and oscillator stages. The reference generator also provides the precision, low T.C. 1.00 volt output and the V_{TEMP} output which tracks absolute temperature at 1mV/K.

V-F CONNECTION FOR POSITIVE INPUT VOLTAGES

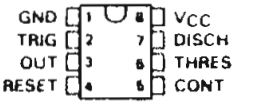
The positive voltage input range is from $-V_S$ (ground in single supply operation) to 4 volts below the positive supply. The connection shown in Figure 2 provides a very high (250MΩ) input impedance. The input voltage is converted to the proper drive current at pin 3 by selecting a scaling resistor. The full scale current is 1mA, so, for example a 10 volt range would require a nominal 10kΩ resistor. The trim range required will depend on capacitor tolerance. Full scale currents other than 1mA can be chosen, but linearity will be reduced. 2mA is the maximum allowable drive.

TYPES SE555, SE555C, SA555, NE555 PRECISION TIMERS

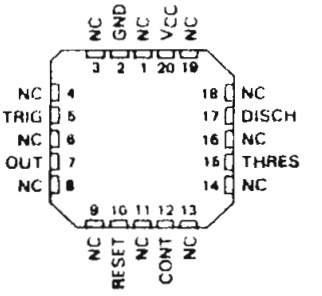
D1669, SEPTEMBER 1973 – REVISED OCTOBER 1983

- **Timing from Microseconds to Hours**
- **Astable or Monostable Operation**
- **Adjustable Duty Cycle**
- **TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA**
- **Functionally Interchangeable with the Signetics SE555, SE555C, SA555, NE555; Have Same Pinout**

NE555, SE555, SE555C . . . JG DUAL-IN-LINE PACKAGE
SA555, NE555 . . . D, JG, OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)



SE555, SE555C . . . FH OR FK CHIP CARRIER PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

description

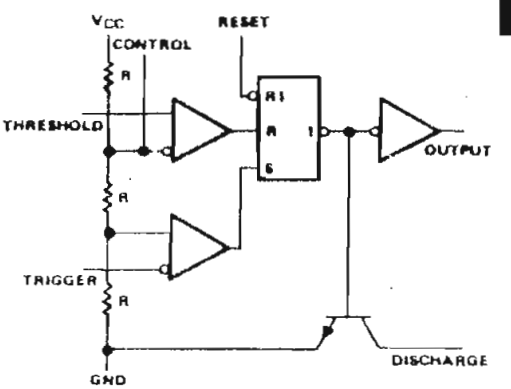
These devices are monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC}. These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When the reset input goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. Whenever the output is low, a low-impedance path is provided between the discharge terminal and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 milliamperes. Operation is specified for supplies of 5 to 15 volts. With a 5-volt supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of −55°C to 125°C. The SA555 is characterized for operation from −40°C to 85°C, and the NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C.

functional block diagram



Reset can override Trigger, which can override Threshold

Copyright © 1983 by Texas Instruments Incorporated

FUNCTION TABLE

RESET	TRIGGER VOLTAGE[1]	THRESHOLD VOLTAGE[1]	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	< 1/3 V_{DD}	Irrelevant	High	Off
High	> 1/3 V_{DD}	> 2/3 V_{DD}	Low	On
High	> 1/3 V_{DD}	< 2/3 V_{DD}	As previously established	

[1] Voltage levels shown are nominal

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1) . . . . . 18 V
Input voltage (control voltage, reset, threshold, trigger) . . . . . V_{CC}
Output current . . . . . ± 225 mA
Continuous total dissipation at (or below) 25 °C free-air temperature (see Note 2) . . . . . 600 mW
Operating free-air temperature range: SE555, SE555C . . . . . −55 °C to 125 °C
SA555 . . . . . −40 °C to 85 °C
NE555 . . . . . 0 °C to 70 °C
Storage temperature range . . . . . −65 °C to 150 °C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: FH, FK, or JG package . . . 300 °C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package . . . . . 260 °C

NOTES. 1. All voltage values are with respect to network ground terminal.
2. For operation above 25 °C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Section 2. In the JG package, SE555 and SE555C chips are alloy mounted, SA555 and NE555 chips are glass mounted.

recommended operating conditions

	SE555		SE555C		SA555		NE555		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	18	4.5	16	4.5	16	4.5	16	V
Input voltage (control voltage, reset threshold, trigger)		V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}	V
Output current		± 200		± 200		± 200		± 200	mA
Operating free-air temperature, T_A	−55	125	−55	125	−40	85	0	70	°C

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

electrical characteristics at 25°C free-air temperature, V_{CC} = 5 V to 15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SE555 MIN	SE555 TYP	SE555 MAX	SE555C, SA555, NE555 MIN	SE555C, SA555, NE555 TYP	SE555C, SA555, NE555 MAX	UNIT
Threshold voltage level	V_{CC} = 15 V		9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V
	V_{CC} = 5 V		2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2	
Threshold current (see Note 3)				30	250		30	250	nA
Trigger voltage level	V_{CC} = 15 V		4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V
	V_{CC} = 5 V		1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	
Trigger current	Trigger at 0 V			0.5	0.9		0.5	2	μA
Reset voltage level			0.4	0.7	1	0.4	0.7	1	V
Reset current	Reset at V_{CC}			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
	Reset at 0 V			-0.4	-1		-0.4	-1	
Discharge switch off-state current				20	100		20	100	nA
Control voltage (open circuit)	V_{CC} = 15 V		9.6	10	10.4	9	10	11	V
	V_{CC} = 5 V		2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4	
Low level output voltage	V_{CC} = 15 V	I_{OL} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
		I_{OL} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	
		I_{OL} = 100 mA		2	2.25		2	3.2	
		I_{OL} = 200 mA		2.5			2.5		
	V_{CC} = 5 V	I_{OL} = 5 mA		0.05	0.15		0.05	0.25	
		I_{OL} = 8 mA		0.1	0.2		0.25	0.3	
High-level output voltage	V_{CC} = 15 V	I_{OH} = -100 mA	13	13.3		12.75	13.3		V
		I_{OH} = -200 mA		12.5			12.5		
	V_{CC} = 5 V	I_{OH} = -100 mA	3	3.3		2.75	3.3		
Supply current	Output low, No load	V_{CC} = 15 V		10	12		10	15	mA
		V_{CC} = 5 V		3	5		3	6	
	Output high, No load	V_{CC} = 15 V		9	10		9	13	
		V_{CC} = 5 V		2	4		2	5	

NOTE 3: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 13. For example, when V_{CC} = 5 V the maximum value is $R = R_A + R_B$ = 3.4 MΩ and for V_{CC} = 15 V the maximum value is 10 MΩ.

operating characteristics, V_{CC} = 5 V and 15 V

PARAMETER		TEST CONDITIONS[1]	SE555 MIN	SE555 TYP	SE555 MAX	SE555C, SA555, NE555 MIN	SE555C, SA555, NE555 TYP	SE555C, SA555, NE555 MAX	UNIT
Initial error of timing interval[2]	Each timer, monostable[3]	T_A = 25°C		0.5	1.5		1	3	%
	Each timer, astable[4]			1.5			2.25		
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable[3]	T_A = MIN to MAX		30	100		50		ppm/°C
	Each timer, astable[4]			90			150		
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable[3]	T_A = 25°C		0.05	0.2		0.1	0.5	%/V
	Each timer, astable[4]			0.15			0.3		
Output pulse rise time		C_L = 15 pF, T_A = 25°C		100	200		100	300	ns
Output pulse fall time				100	200		100	300	

[1] For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
[2] Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the nominal value computed by the formula $t_w = 1.1\,R_AC$.
[3] Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 10, with component values as follow: R_A = 2 kΩ to 100 kΩ, C = 0.1 μF.
[4] Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 1, with component values as follow: R_A = 1 kΩ to 100 kΩ, C = 0.1 μF.

TYPICAL CHARACTERISTICS[1]

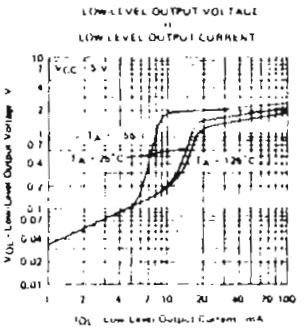


FIGURE 1

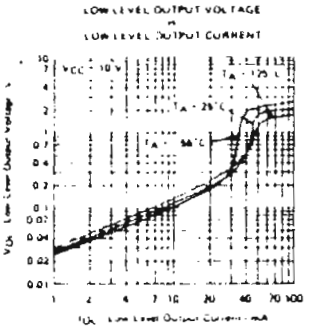


FIGURE 2

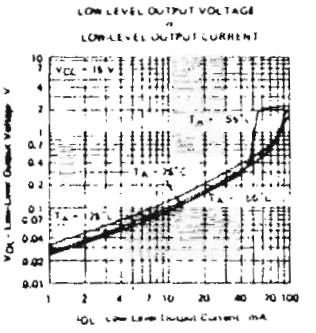


FIGURE 3

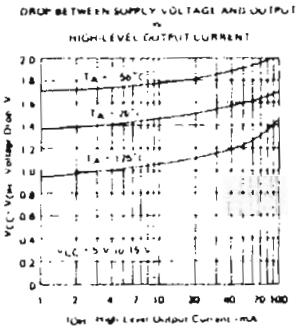


FIGURE 4

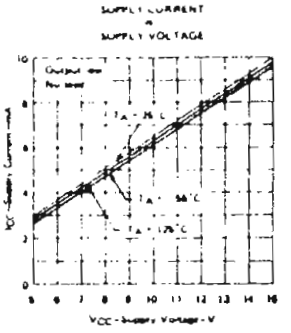


FIGURE 5

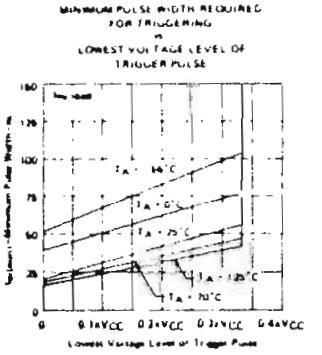


FIGURE 6

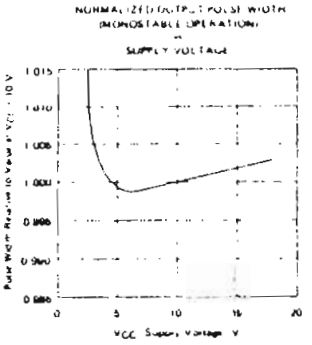


FIGURE 7

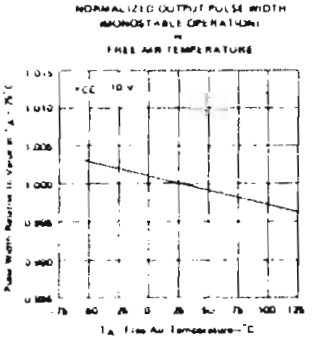


FIGURE 8

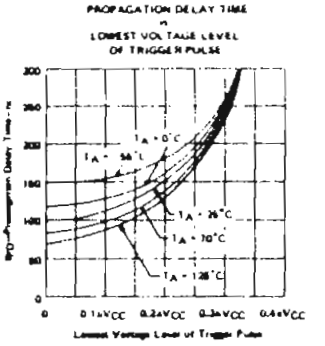


FIGURE 9

[1] Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

Special Functions 5

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL APPLICATION DATA

monostable operation

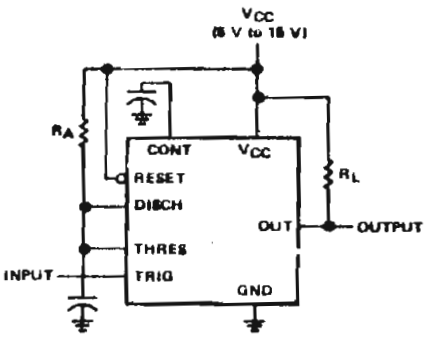


FIGURE 10—CIRCUIT FOR MONOSTABLE OPERATION

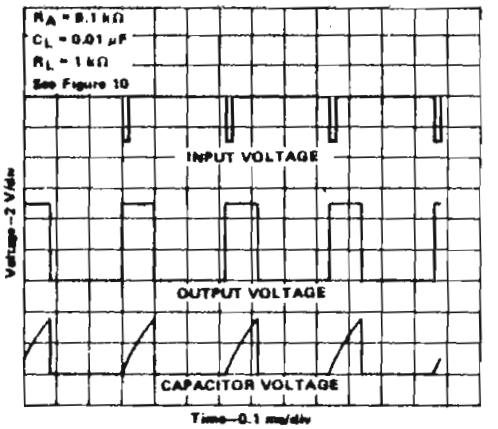


FIGURE 11—TYPICAL MONOSTABLE WAVEFORMS

For monostable operation, any of these timers may be connected as shown in Figure 10. If the output is low, application of a negative-going pulse to the trigger input sets the flip-flop ($\bar{Q}$ goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C is then charged through R_A until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of the threshold input. If the trigger input has returned to a high level, the output of the threshold comparator will reset the flip-flop ($\bar{Q}$ goes high), drive the output low, and discharge C through Q1.

Monostable operation is initiated when the trigger input voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence will complete only if the trigger input is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately $t_w = 1.1\ R_AC$. Figure 12 is a plot of the time constant for various values of R_A and C. The threshold levels and charge rates are both directly proportional to the supply voltage, V_{CC}. The timing interval is therefore independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to the reset and trigger terminals during the timing interval will discharge C and re-initiate the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. When the reset input is not used, it should be connected to V_{CC} to prevent false triggering.

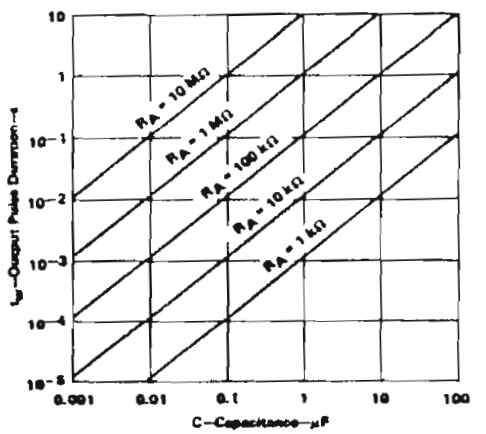


FIGURE 12—OUTPUT PULSE DURATION vs CAPACITANCE

Special Functions

5

HEWLETT PACKARD

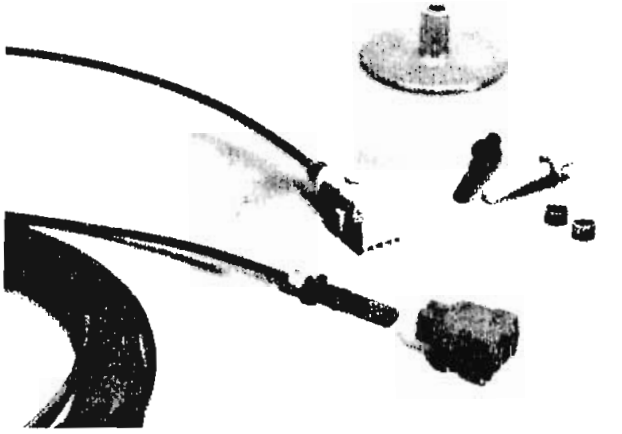
SNAP-IN FIBER OPTIC LINK

HFBR-0500 TO HFBR-4595

TECHNICAL DATA JANUARY 1984

Features

- LOW COST PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE
- SNAP-IN CONNECTOR
- 665 nm EMITTER OPTIMIZED FOR PLASTIC CABLE
- EASY FIELD TERMINATIONS
- SHIELDED RECEIVER FOR HIGH NOISE IMMUNITY
- OPERATION TO 22 METRES — GUARANTEED OVER TEMPERATURE
- DC TO 5 MBaud DATA RATE
- LSTTL/TTL COMPATIBLE OUTPUT LEVEL
- CHOICE OF INTERNAL PULL-UP OR OPEN COLLECTOR OUTPUT
- STANDARD OR SPECIAL LENGTH CABLES
- SINGLE +5V RECEIVER POWER SUPPLY
- COLOR CODED TRANSMITTER AND RECEIVER
- SIMPLEX AND ZIP CORD STYLE DUPLEX CABLE



Applications

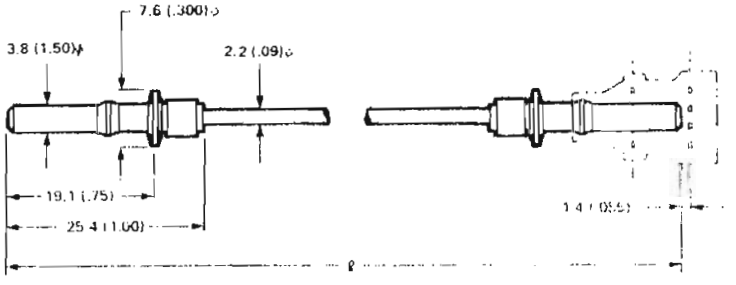
- EMC REGULATED SYSTEMS (FCC, VDE)
- INTER/INTRA-SYSTEM DATA LINK
- STATIC PROTECTION
- HIGH VOLTAGE ISOLATION
- MEDICAL EQUIPMENT
- SECURE DATA COMMUNICATIONS

Description

The HFBR-0500 series is a complete family of fiber optic link components for configuring low-cost, short distance digital data transmission links. These components are designed to mate with plastic snap-in connectors and low-cost plastic fiber cable. Link design is simplified by the logic compatible receivers and the ease of terminating the plastic fiber cable. The key parameters of links configured with the HFBR-0500 family are fully guaranteed. The HFBR-0500 evaluation kit contains all the components and literature necessary to evaluate a working link.

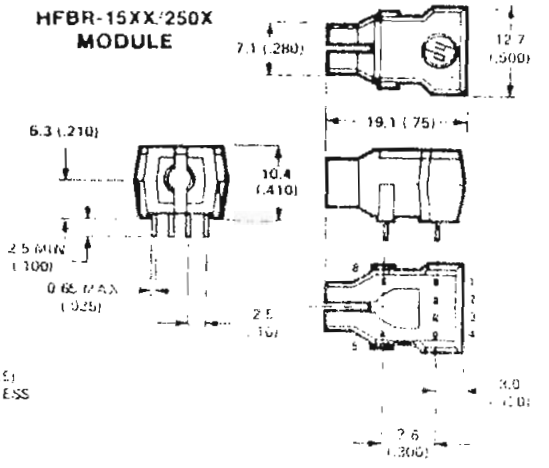
Mechanical Dimensions

HFBR-4501/4511 CONNECTOR*



* CONNECTORS DIFFER ONLY IN COLOR

HFBR-15XX/250X MODULE



ALL DIMENSIONS IN mm (INCHES)
ALL DIMENSIONS ± 0.25 mm UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

Ordering Guide

Connectored Plastic Fiber Optic Cable

Single Channel	Dual Channel	Length* (metres)
HFBR-3500**	HFBR-3600**	Customer Specified
HFBR-3501	——	0.1
HFBR-3502	HFBR-3602	0.5
HFBR-3503	HFBR-3603	1
HFBR-3504	HFBR-3604	5
HFBR-3505	HFBR-3605	10
HFBR-3506	HFBR-3606	15
HFBR-3507	HFBR-3607	20
HFBR-3508	HFBR-3608	25

*All cable lengths are +10%, -0% tolerance

**HFBR-3500, HFBR-3600 Ordering Information

These cable assemblies of customer specified length, have factory installed connectors. The length must be specified in 1 metre increments. The mandatory OPT 001, specifies the number of assemblies of equal length ordered.

EXAMPLE: To order 3 Duplex cable assemblies, 21 metres each, specify

HFBR-3600 Quantity 63
OPT 001 Quantity 3

Modules/Connectors

HFBR-1510/1501/1502 Transmitters
HFBR-2501/2502 Receivers
HFBR-4501 Gray Connector/Crimp Ring
HFBR-4511 Blue Connector/Crimp Ring

Unconnectored Plastic Fiber Optic Cable

Single Channel	Dual Channel	Length* (metres)
HFBR-3589	HFBR-3689	25
HFBR-3590	HFBR-3690	100
HFBR-3591	HFBR-3691	500

HFBR-4595 Polishing Kit

Polishing Fixture — Abrasive Paper

HFBR-0500 Evaluation Kit

HFBR-1510	Transmitter Gray
HFBR-2501	Receiver Blue
HFBR-3504	5m Connectored Cable
HFBR-4501	Connector/Crimp Ring Gray
HFBR-4511	Connector/Crimp Ring Blue
HFBR-4595	Polishing Kit

Technical Literature

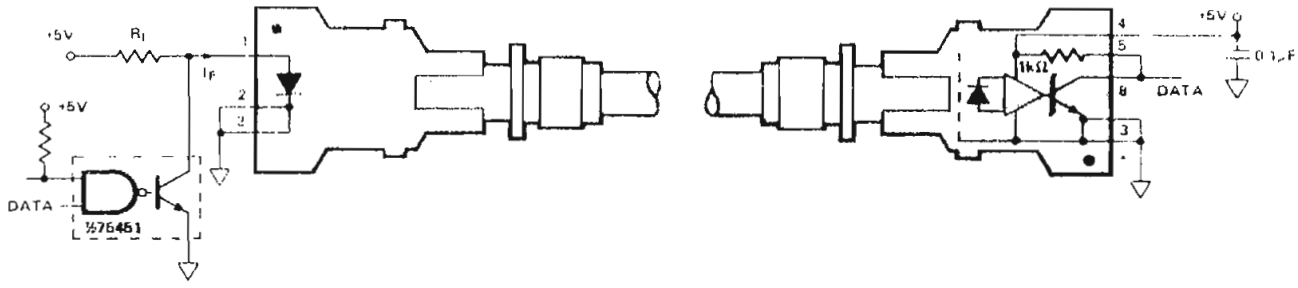
Link Design Considerations

The first step in designing the link is to choose either the HFBR-1510/2501, HFBR-1501/2501 or the HFBR-1502/2502 Transmitter/Receiver pair based on the data-rate and distance requirements. The value of the transmitter drive current, I_F, must be determined next from Figure 2. For the HFBR-1510/2501 and HFBR-1501/2501 pairs (Figure 2A and 2B), note that there is an upper as well as a lower limit on the value of I_F for any given distance. The dotted lines in Figure 2A, 2B and 2C represent pulsed operation. When operating in the pulsed mode, the conditions in Note 1 must be met.

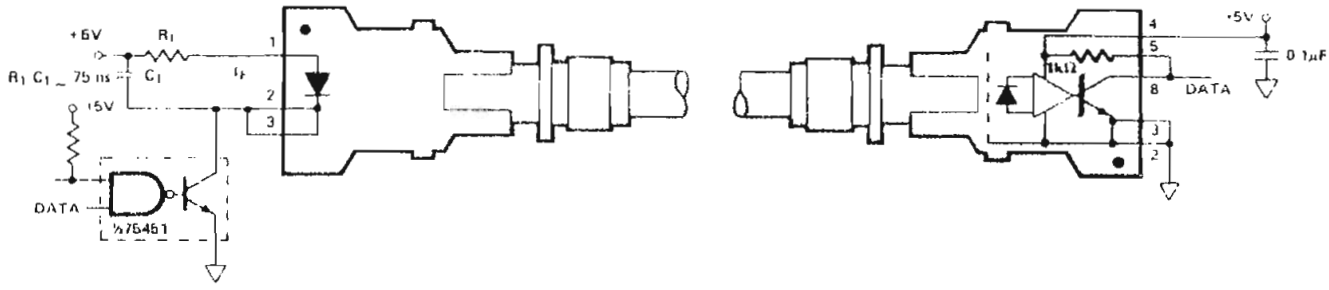
After selecting a value for the transmitter drive current I_F, the value of R_1 in Figure 1 can be calculated as follows:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F}$$

For the HFBR-1502/2502 pair, the value of the capacitor C_1 (Figure 1B), must be chosen such that $R_1 C_1 \geq 75$ ns.



A. HFBR-1510/HFBR-2501, HFBR-1501/HFBR-2501 Link (5 MBaud, ≤ 10m)



B. HFBR-1502/HFBR-2502 Link (1 MBaud, 22m)

Figure 1. Typical Circuit Configuration

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Ref.
AMBIENT TEMPERATURE	T_A	0	70	°C	
TRANSMITTER Peak Forward Current	$I_{F\,PK}$	10	750	mA	Note 1
Avg. Forward Current	$I_{F\,AV}$		60	mA	
RECEIVER Supply Voltage	V_{CC}	4.75	5.25	V	Note 2
Fan-Out (TTL)	N		5		
CABLE Long Term Bend Radius	r	35		mm	Note 3
Long Term Tensile Load	F_T		1	N	

System Performance

Parameter	Symbol	Min.	Typ. (17)	Max.	Units	Conditions	Ref.
HFBR-1510/HFBR-2501, HFBR-1501/HFBR-2501							
Data Rate		dc		5	MBd	BER ≤ 10^{-9}	
Transmission Distance HFBR-1510/HFBR-2501	ℓ	8 13			m m	I_{FPK} = 60 mA, 0-70° C I_{FPK} = 60 mA, 25° C	
Transmission Distance HFBR-1501/HFBR-2501	ℓ	10 17			m m	I_{FPK} = 60 mA, 0-70° C I_{FPK} = 60 mA, 25° C	
Propagation Delay	t_{PLH} t_{PHL}			140 140	ns ns	R_L = 560 Ω, C_L = 30 pF −21.6 ≤ ϕ_R ≤ −9.5 dBm	Fig. 5, 3 Note 4
Pulse Width Distortion	t_{SK}		30		ns	ϕ_R = −15 dBm	Fig. 4 Note 5
HFBR-1502/HFBR-2502							
Data Rate		dc		1	MBd	BER ≤ 10^{-9}	
Transmission Distance HFBR-1502/HFBR-2502	ℓ	16 23			m m	I_{FPK} = 60 mA, 0-70° C I_{FPK} = 60 mA, 25° C	
Transmission Distance (50% Duty Factor Max.)	ℓ	22 29			m m	I_{FPK} = 120 mA, 0-70° C I_{FPK} = 120 mA, 25° C	
Propagation Delay	t_{PLH} t_{PHL}			250 140	ns ns	R_L = 560Ω, C_L = 30 pF P_R = -24 dBm	Fig. 5, 3 Note 4
Pulse Width Distortion	t_{SK}		80		ns	P_R = -24 dBm	Fig. 4 Note 5
HFBR-150X/250X							
EMI Immunity			8000		V/m	BER ≤ 10^{-9}	

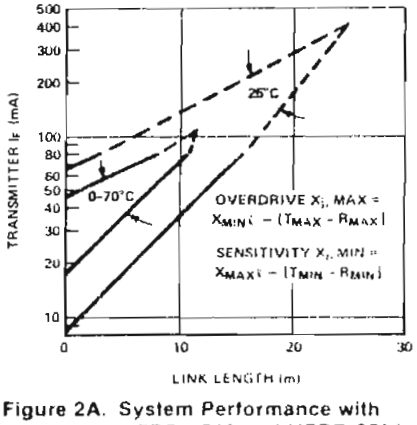


Figure 2A. System Performance with HFBR-1510 and HFBR-2501

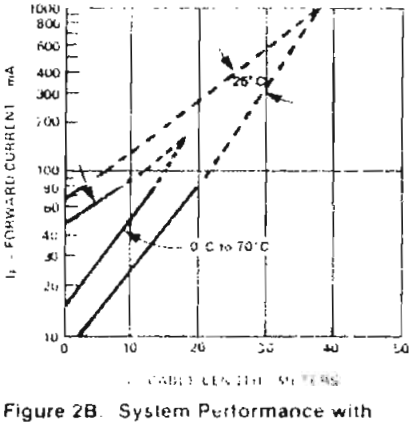


Figure 2B. System Performance with HFBR-1501 and HFBR-2501

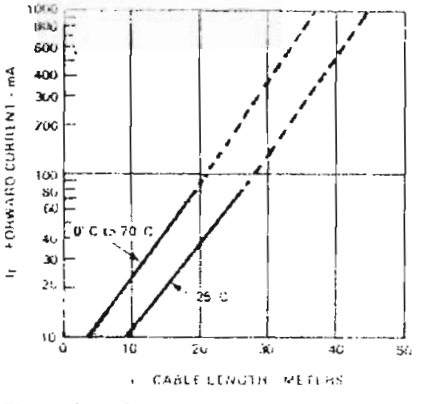
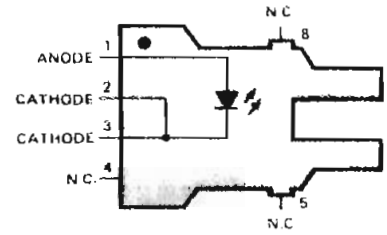


Figure 2C. System Performance with HFBR-1502 and HFBR-2502

Transmitters

The gray plastic HFBR-1510/1501/1502 Transmitter modules incorporate a 665nm LED targeted at the low attenuation window for the HFBR-3500/3600 plastic fiber optic cable. The transmitters can be easily interfaced to standard TTL logic. The optical power output of the HFBR-1510/1501/1502 is specified at the end of 0.5m of cable.

HFBR-1510/1501/1502 Transmitter



Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Ref.
Storage Temperature		T_S	-40	+75	°C	
Operating Temperature		T_A	0	+70	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp			260	°C	Note 6
	Time			10	sec	
Peak Forward Input Current		$I_{F\,PK}$		1000	mA	Note 7
Average Forward Input Current		$I_{F\,AV}$		80	mA	
Reverse Input Voltage		V_R		5	V	

Electrical/Optical Characteristics Cont. 0° C to +70° C Unless Otherwise Specified

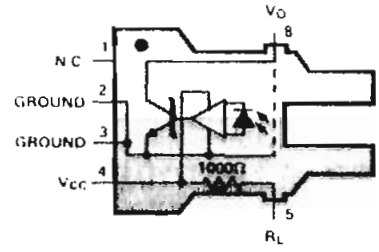
Parameter		Symbol	Min.	Typ.[17]	Max.	Units	Conditions	Ref.
Transmitter Output Optical Power	HFBR-1510	P_T	-16.5		-8.4	dBm	I_F = 60 mA, 0-70° C	Note 8 Note 9
			-13.3		-9.2	dBm	I_F = 60 mA, 25° C	
	HFBR-1501	P_T	-14.8		-8.4	dBm	I_F = 60mA, 0-70° C	
			-11.7		-9.3	dBm	I_F = 60mA, 25° C	
	HFBR-1502	P_T	-13.6		-5.5	dBm	I_F = 60mA, 0-70° C	
			-10.4		-6.4	dBm	I_F = 60mA, 25° C	
Output Optical Power Temperature Coefficient		$\frac{\Delta P_T}{\Delta T}$		-0.026		dB/° C		
Peak Emission Wavelength		λ_{PK}		665		nm		
Forward Voltage		V_F	1.45	1.67	2.02	V	I_F = 60 mA	
Forward Voltage Temperature Coefficient		$\frac{\Delta V_F}{\Delta T}$		-1.37		mV/° C		
Effective Diameter		D_T		1		mm		
Numerical Aperture		N.A.		0.5				
Reverse Input Breakdown Voltage		V_{BR}	5.0	12.4		V	I_F = -10 μA, T_A = 25° C	
Diode Capacitance		C_O		86		pF	V_F = 0, f = 1 MHz	

WARNING: When viewed under some conditions, the optical port of the Transmitter may expose the eye beyond the Maximum Permissible Exposure recommended in ANSI Z-136-1, 1981. Under most viewing conditions there is no eye hazard.

Receivers

The blue plastic HFBR-2501/2502 Receiver modules feature a shielded integrated photodetector and wide bandwidth DC amplifier for high EMI immunity. A Schottky clamped open-collector output transistor allows interfacing to common logic families and enables "wired-OR" circuit designs. The open collector output is specified up to 18V. An integrated 1000 ohm resistor internally connected to V_{CC} may be externally jumpered to provide a pull-up for ease-of-use with +5V logic. The combination of high optical power levels and fast transitions falling edge could result in distortion of the output signal (HFBR-2502 only), that could lead to multiple triggering of following circuitry. Optical power waveshaping circuitry as in Figure 1B may be required for proper link operation.

HFBR-2501/2502 Receiver



Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Ref.
Storage Temperature		T_S	-40	+75	°C	
Operating Temperature		T_A	0	+70	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp			260	°C	Note 6
	Time			10	sec	
Supply Voltage		V_{CC}	-0.5	7	V	
Output Collector Current		I_O		25	mA	
Output Collector Power Dissipation		P_{OD}		40	mW	
Output Voltage		V_O	-0.5	18	V	
Pullup Voltage		V_{RL}	-0.5	V_{CC}	V	

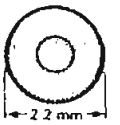
Electrical/Optical Characteristics Cont. 0° C to +70° C Unless Otherwise Specified

Parameter		Symbol	Min.	Typ.(17)	Max.	Units	Conditions	Ref.
Receiver Input Optical Power Level for Logic "0"	**HFBR-2501**	$P_{R(L)}$	-21.6		-9.5	dBm	0-70° C, V_{OL} = 0.5V I_{OL} = 8 mA	Note 9, 10
			-21.6		-8.7	dBm	25° C, V_{OL} = 0.5V I_{OL} = 8 mA	
	HFBR-2502	$P_{R(L)}$	-24			dBm	0-70° C, V_{OL} = 0.5V I_{OL} = 8 mA	
			-24			dBm	25° C, V_{OL} = 0.5V I_{OL} = 8 mA	
Input Optical Power Level for Logic "1"		$P_{R(H)}$			-43	dBm	V_{OH} = 5.25V, $I_{OH} \leq 250\ \mu A$	Note 9
High Level Output Current		I_{OH}		5	250	μA	V_O = 18V, P_R = 0	Note 16
Low Level Output Voltage		V_{OL}		0.4	0.5	V	I_{OL} = 8 mA, $P_R = P_{RL\ MIN}$	Note 16
High Level Supply Current		I_{CCH}		3.5	6.3	mA	V_{CC} = 5.25V, ϕ_R = 0	Note 16
Low Level Supply Current		I_{CCL}		6.2	10	mA	V_{CC} = 5.25V, P_R = -12.5 dBm	Note 16
Effective Diameter		D_R		1		mm		
Numerical Aperture		$N.A._R$		0.5				
Internal Pull-Up Resistor		R_L		1000		Ohms		

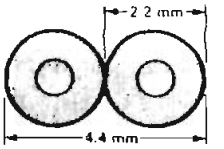
Plastic Fiber Cable

The HFBR-3500/3600 series cables contain 1mm diameter plastic fibers. These cables are extremely easy to connector Simplex (HFBR-3500) and Duplex (HFBR-3600) cables are available with or without factory installed connectors.

Simplex



Duplex



Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Ref.
Storage Temperature		T_S	-40	+75	°C	
Installation Temperature		T_I	-20	+70	°C	
Tensile Force	(Single Channel)	F_T		50	N	Note 11
	(Dual Channel)	F_T		100	N	
	Cable/Connector	F_T		5	N	
Bend Radius		r	10		mm	Note 12
Flexing				1000	Cycles	Note 13
Impact		m		1	kg	Note 14
		h		15	mm	

Electrical/Optical Characteristics 0° C to +70° C Unless Otherwise Specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ. (17)	Max.	Units	Conditions	Ref.
Link Coupling Variation	$\Delta\alpha_{LC}$		0.9	2.0	dB		Note 15
Cable Attenuation	α_0	0.3	0.45	0.63	dB/m	@665 nm Source NA = 0.5	
Numerical Aperture	N.A.		0.5			$\ell > 2$ m	
Diameter, Core	D_C		1.0		mm		
Diameter, Jacket	D_J		2.3		mm	Simplex Cable	
Travel Time Constant	1/V		5.0		nsec/m		
Mass per Unit Length/Channel	m/ℓ		4.6		g/m	Without Connectors	
Cable Leakage Current	I_L		1		nA	50 kV, $\ell = 0.3$m	

CABLE TERMINATIONS

Connectoring the cable is accomplished with the Hewlett-Packard HFBR-4595 Polishing Kit consisting of a Polishing Fixture and 600 grit abrasive paper. No adhesive material is needed to secure the cable in the connector, and the connector can be used immediately after polishing.

Connectors may be easily installed on the cable ends with readily available tools. Materials needed for the terminating procedure are:

1. HFBR-3500/3600 Fiber Optic Cable
2. HFBR-4595 Polishing Fixture, 600 grit sand paper
3. HFBR-4501 Connector crimp ring (gray)
4. HFBR-4511 Connector crimp ring (blue)
5. Industrial Razor Blade
6. 16 gauge latching wire strippers
7. Crimp Tool, AMP 90364-2

The zip cord structure of the HFBR-3600 duplex cable permits easy separation of the channels. The channels should be separated approximately 50 mm back from the ends to permit connectoring and polishing.

After cutting the cable to the desired length, strip off approximately 7 mm (0.275 in) of the outer jacket with the 16 guage wire strippers.

Place the crimp ring and connector over the end of the cable the fiber should protrude about 3 mm (0.120 in) through the end of the connector. Carefully position the ring so that it is entirely on the connector and then crimp the ring in place with the crimping tool.

NOTE: Place the gray connector on the cable end to be connected to the transmitter and the blue connector on the cable end to be connected to the receiver to maintain the color coding (both connectors are the same mechanically).

Any excess fiber protruding from the connector end may be trimmed with the razor blade. However, the trimmed fiber should extend at least 1.5 mm (0.060 in) from the connector end.

Insert the connector fully into the polishing fixture with the connector end protruding from the bottom of the fixture.

NOTE: The four dots on the bottom of the polishing fixture are wear indicators. Replace the polishing fixture when any dot is no longer visible.

Using a figure-eight motion of the polishing fixture on the 600 grit abrasive, trim the fiber and the connector until the connector is flush with the end of the polishing fixture. The fiber end should be flat and smooth with no large irregularities.

The cable can now be used.

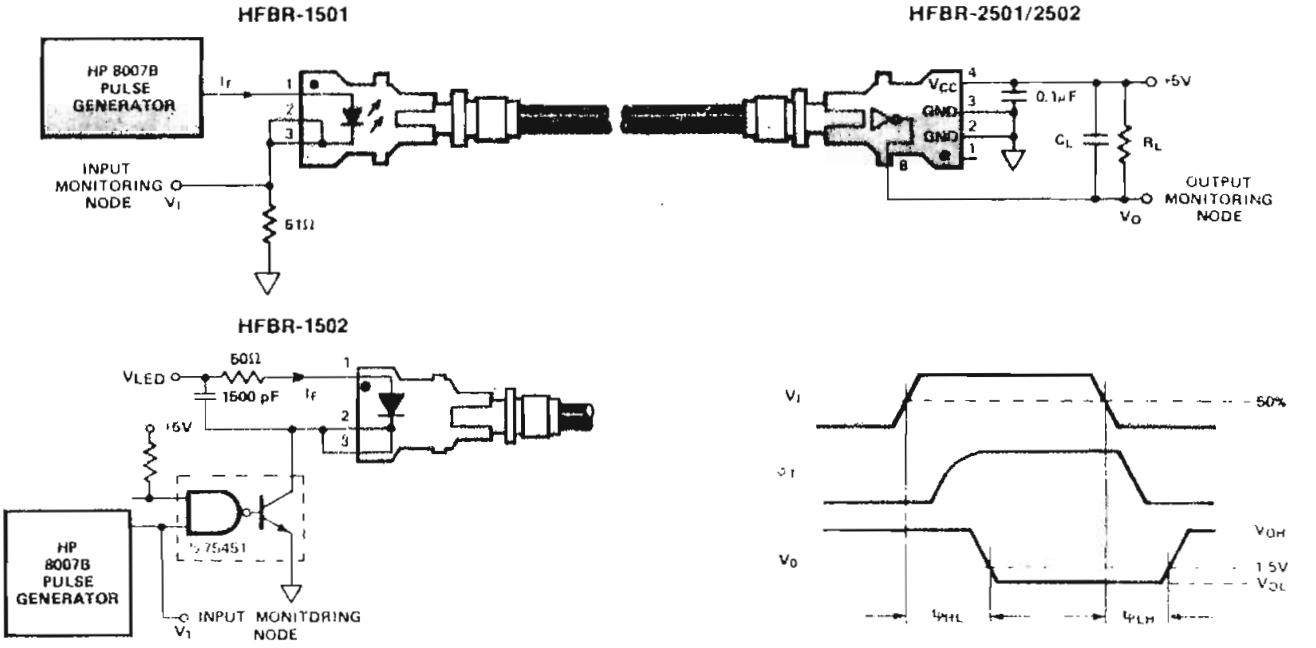


Figure 3. AC Test Circuit

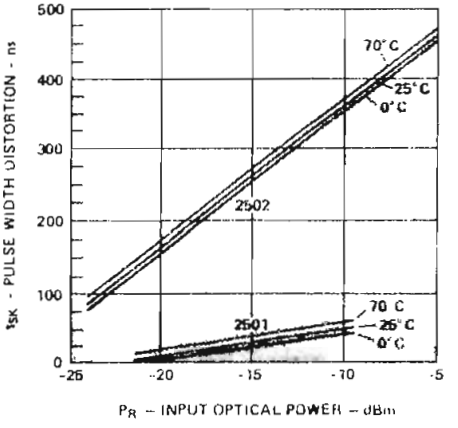


Figure 4. Pulse Width Distortion vs. Optical Power

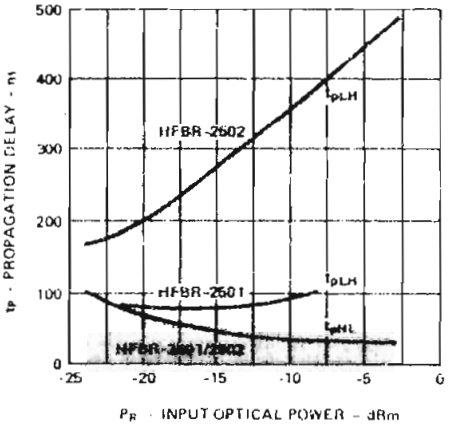


Figure 5. Propagation Delay vs. Optical Power

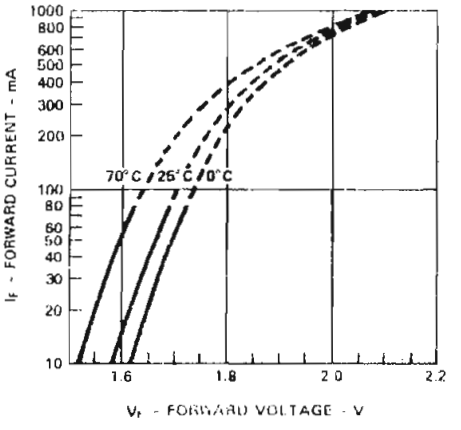


Figure 6. Forward Current vs. Forward Voltage

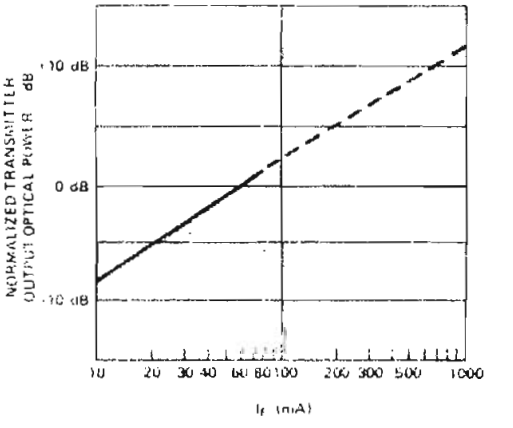


Figure 7. Normalized Transmitter Output Optical Power vs. Input Current

Optic Power Measurement

The optical power at the end of the HFBR-3500 series Fiber Optic Cable can be easily measured using a large area Radiometer such as the EG&G-550, Photodyne 88XL, or United Detector Technology S550, that has been calibrated at 665 nm.

The output optical power for the Transmitter has been specified at the end of 0.5 metres of HFBR-3500 Fiber Optic Cable and can therefore be easily measured using one of the above instruments.

Extended Distance Operation

Distances greater than 22m (0 - 70° C), are achievable by using high peak current pulses to drive the Transmitter. I_{FAV} must be limited to 80 mA and I_{FPK} to 1000 mA. The pulse width must be controlled. (Note 1).

Figure 8 shows a simple circuit suitable for RS-232 applications using the HFBR-1502 Transmitter and HFBR-2502 Receiver for 30 metre operation.

I_{FPK} = 500 mA (From Figure 2B, ℓ = 31m); I_{FAV} = 25 mA at a Data Rate of 55 Kbd or less, Pulse Width Distortion < 25% (4.5 μs max).

NOTE: I_{FPK} up to 1000 mA may be used for distances up to 35m.

An MOS clock driver may be used to provide transient current sinking capability up to 1000 mA.

Even longer distances can be achieved using specially selected components — contact your local Hewlett-Packard Sales Representative.

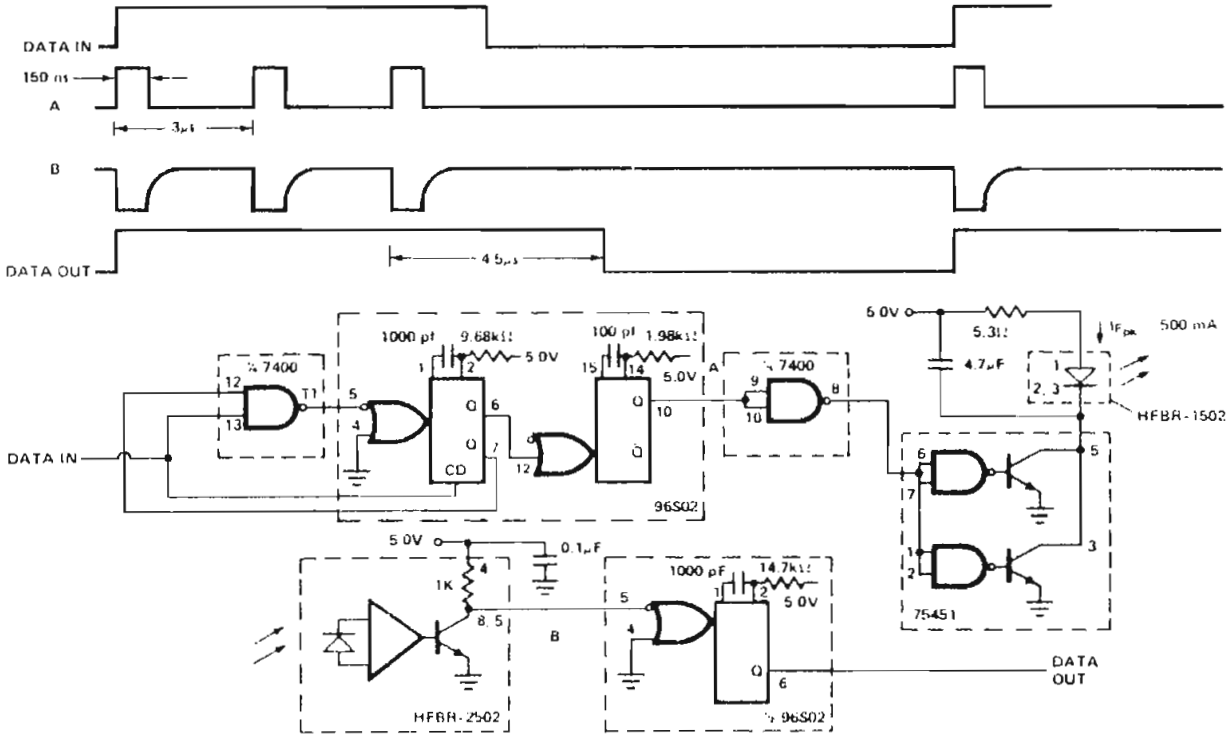


Figure 8. Pulsed Operation

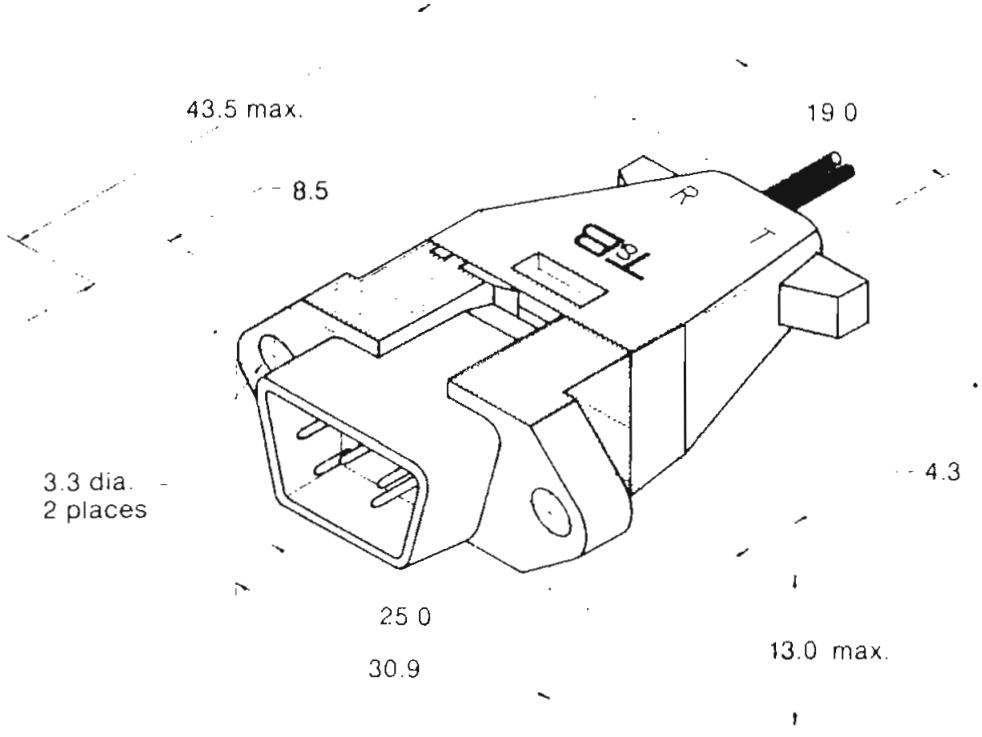
NOTES:

1. For I_{FPK} > 80 mA, the duty factor must be such as to keep I_{FAV} < 80 mA. In addition, for I_{FPK} > 80 mA the following rules for pulse width apply:
   I_{FPK} ≤ 160 mA : Pulse width ≤ 1 ms
   I_{FPK} > 160 mA : Pulse width ≤ 1 μs
2. It is essential that a bypass capacitor (0.01 μF to 0.1 μF ceramic) be connected from pin 3 to pin 4 of the receiver. Total lead length between both ends of the capacitor and the pins should not exceed 20 mm.
3. See cable absolute maximum ratings for short-term bend radius and tensile load.
4. The propagation delay of 1m of cable (5 ns) is included.
5. $t_{SK} = t_{PLH} - t_{PHL}$; R_L = 560Ω, C_L = 30 pF.
6. 1.6 mm below seating plane.
7. 1 μs pulse, 20 μs period.
8. Measured at the end of 0.5m HFBR-3502 Fiber Optic Cable with a large area detector.
9. Optical flux, P (dBm) = 10 Log P (μW / 1000 μW).
10. Measured at the end of HFBR-3500 Fiber Optic Cable with large area detector.
11. Less than 30 minutes.
12. Less than 1 hour non-operating.
13. 90° bend on 10 mm radius mandrel.
14. 1 Kg weight dropped from 15 mm height on 2.5 mm radius mandrel laid on cable.
15. Included in P_T and P_R.
16. R_L is open.
17. Typical data at 25° C, V_{CC} = 5 V_{dc}.

For more information call your local HP Sales Office: East (301) 948-6370 • Midwest (312) 255-9800 • South (404) 955-1500 • West (213) 970-2500. Or write Hewlett-Packard, Components Group, 640 Page Mill Road, Palo Alto, California 94304. In Europe: Hewlett-Packard GmbH, P.O. Box 250, Herrenberger Str. 110, D-7030 Böblingen, West Germany. In Japan: YHP, 3-29-21, Takaido Higashi, Suginami-Ku, Tokyo 168.

Printed in U.S.A. Data Subject to Change Obsoletes 5953-7754 5954-2561 (1/84)

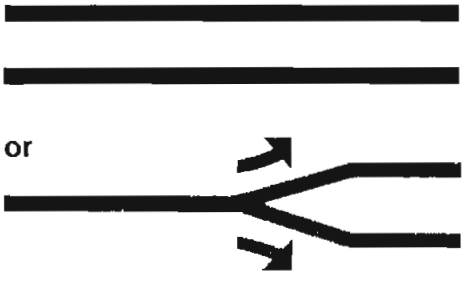
Dimensional Specifications



All dimensions in millimeters

Installation Procedure

Plastic Fibers

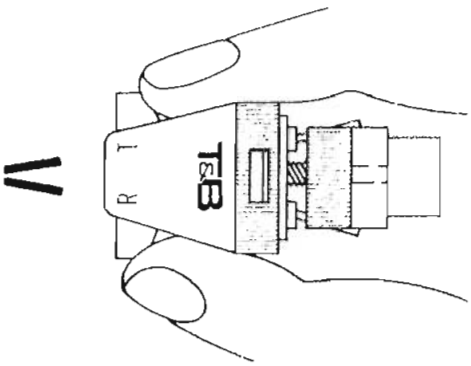


1 Orient Plastic Fibers. Split Channels approximately 4 cm if using duplex fiber.

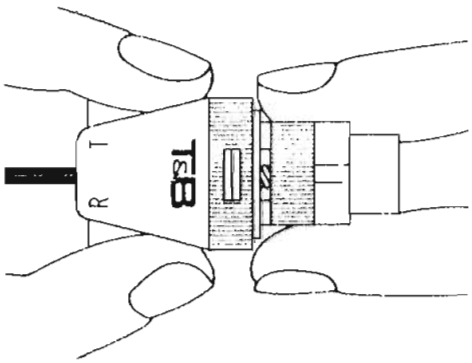
T&B Optoelectronic

Installation Procedure

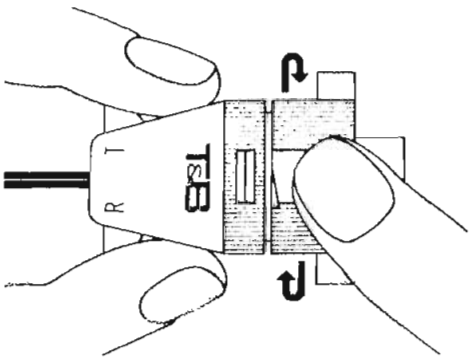
continued



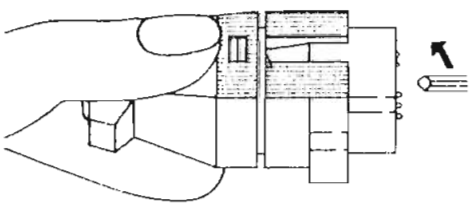
2 Grip connector as shown. Observe the orientation lines. Insert the plastic fibers into the connector until seated to unsplit fiber. Channel selected for transmission should be aligned with the small "T" for "Transmit." The fiber alignment rods will be pushed out by the fibers, and the fibers must finally protrude to a distance of at least 1 cm from the connector housing.



3 Push the housings together to secure the fiber.



4 Twist the main housing clockwise while holding the two housing assemblies squarely together. This shears the fibers and the excess will fall free. Observe the orientation lines.



5 Hold the housing assemblies in alignment and tighten with the 3-32 Hex key for final lock.

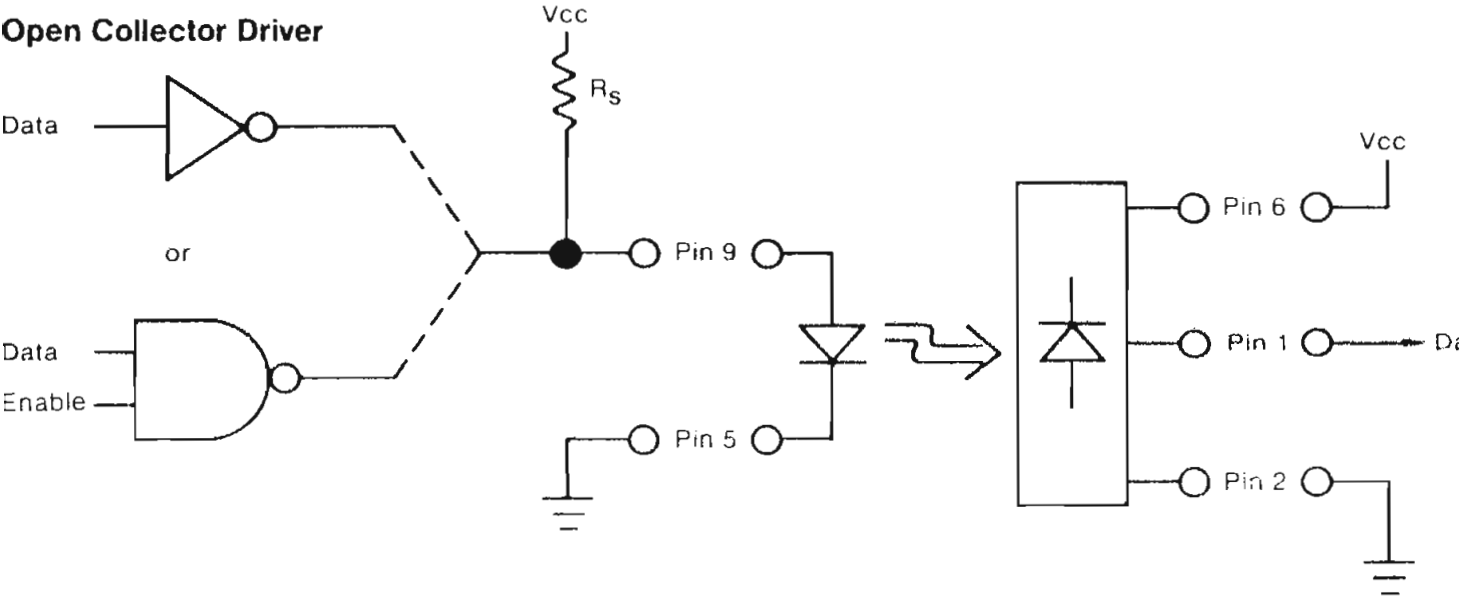
T&B Optoelectronic

Division of Thomas & Betts Corporation
920 Route 202
Raritan, New Jersey 08869 · (201) 685-1600 Telex 833190

© 1981 Thomas & Betts Corporation. All Rights Reserved

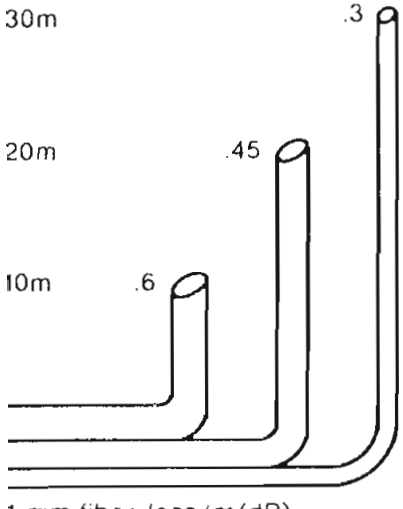
Electrical Connection
One Channel

Open Collector Driver



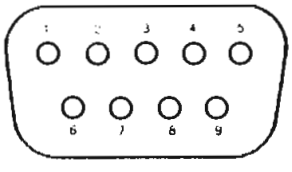
Pin-Out
Assignment

Maximum System Length

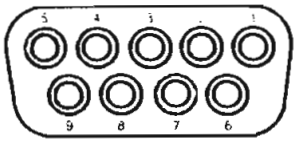


1 mm fiber, loss/m(dB)

Active Duplex Connector (Plug)

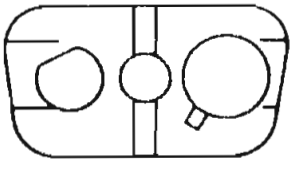


Mating Receptacle



Emitter Anode	Pin 9
Cathode	Pin 5
Detector Vcc	Pin 6
Data	Pin 1
Ground	Pin 2

Device Orientation



T&B Optoelectronics

INTERSIL

ICM7226A/B

10MHz Universal Counter System for LED Displays

FEATURES

- CMOS design for very low power
- Output drivers directly drive both digits and segments of large 8 digit LED displays. Both common anode and common cathode versions are available
- Measures frequencies from DC to 10MHz; periods from 0.5μs to 10s
- Stable high frequency oscillator uses either 1MHz or 10MHz crystal
- Control signals available for external systems operation
- Multiplexed BCD outputs

APPLICATIONS

- Frequency Counter
- Period Counter
- Unit Counter
- Frequency Ratio Counter
- Time Interval Counter

ORDERING INFORMATION

6

DISPLAY	DEVICE	PACKAGE	ORDER NUMBER
Common Anode	ICM7226A	CERDIP	ICM7226AIJL
		DICE	ICM7226A/D
Common Cathode	ICM7226B	Plastic	ICM7226BIPL
		DICE	ICM7226B/D

NOTE: An evaluation kit is available for these devices — order ICM7226AEV/KIT

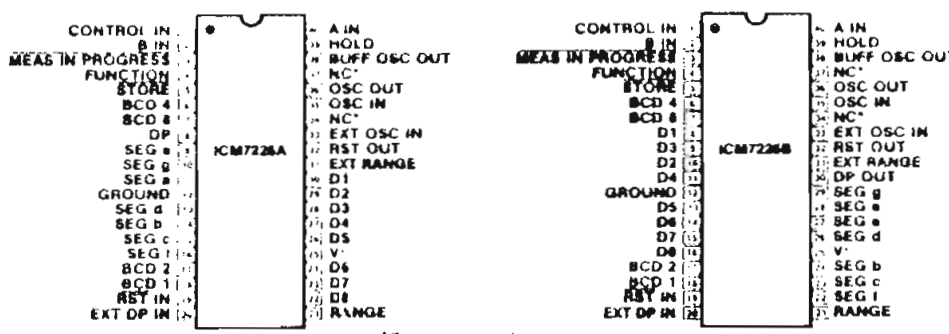
GENERAL DESCRIPTION

The ICM7226 is a fully integrated Universal Counter and LED display driver. It combines a high frequency oscillator, a decade timebase counter, an 8 decade data counter and latches, a 7 segment decoder, digit multiplexer, and segment and digit drivers which can directly drive large LED displays. The counter inputs accept a maximum frequency of 10MHz in **frequency** and **unit counter** modes and 2MHz in the other modes. Both inputs are digital inputs. In many applications, amplification and level shifting will be required to obtain proper digital signals for these inputs.

The ICM7226 can function as a frequency counter, period counter, frequency ratio (f_A/f_B) counter, time interval counter or a totalizing counter. The devices require either a 10MHz or 1MHz crystal timebase, or if desired an external timebase can also be used. For **period** and **time interval**, the 10MHz timebase gives a 0.1μsec resolution. In **period average** and **time interval average**, the resolution can be in the nanosecond range. In the **frequency** mode, the user can select accumulation time of 10ms, 100ms, 1s and 10s. With a 10s accumulation time, the frequency can be displayed to a resolution of 0.1Hz. There is a 0.2s interval between measurements in all ranges. Control signals are provided to enable gating and storing of prescaler data.

Leading zero blanking has been incorporated with frequency display in kHz and time in μs. The display is multiplexed at a 500Hz rate with a 12.2% duty cycle for each digit. The ICM7226A is designed for common anode display with typical peak segment currents of 25mA, and the ICM7226B is designed for common cathode displays with typical segment currents of 12mA. In the **display off** mode, both digit drivers & segment drivers are turned off, allowing the display to be used for other functions.

PIN CONFIGURATION (outline dwgs JL, PL)



*For maximum frequency stability, connect to V+ or GROUND

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

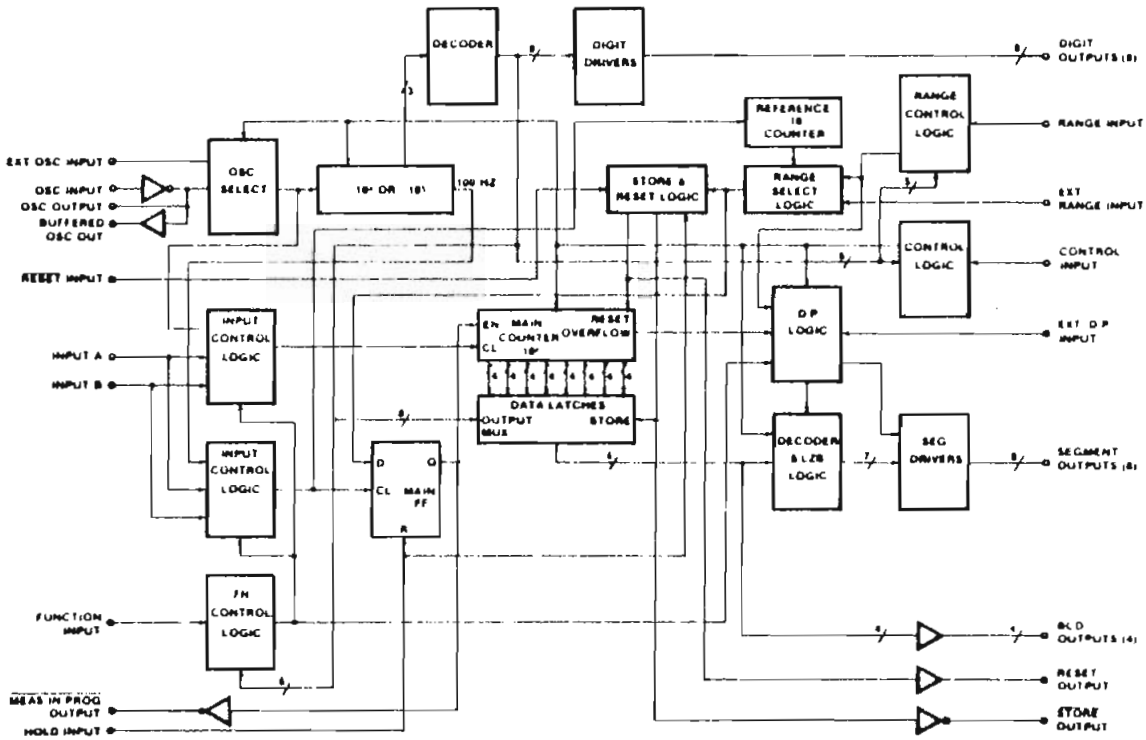
TEST CONDITIONS: V⁺ = 5.0V, test circuit, T_A = 25°C, unless otherwise specified.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT VOLTAGES PINS 2,19,33,39,40 input low voltage	V_{IL}	-20°C ≤ T_A ≤ +70°C	1.0			V
input high voltage	V_{IH}				3.5	
PIN 2, 39, 40 INPUT LEAKAGE, A, B	I_{ILK}				20	μA
PIN 33 input low voltage	V_{IL}	20°C ≤ T_A ≤ 70°C	0.8			V
input high voltage	V_{IH}				2.0	
Input resistance to V⁺ PINS 19,33	R_{IN}	V_{IN} = V⁺ -1.0V	100	400		kΩ
Input resistance to GROUND PIN 31	R_{IN}	V_{IN} = +1.0V	50	100		
Output Current PINS 3,5,6,7,17,18,32,38	I_{OL}	V_{OL} = +0.4V	400			μA
PINS 5,6,7,17,18,32	I_{OH}	V_{OH} = +2.4V	100			μA
PINS 3,38	I_{OH}	V_{OH} = V⁺ -0.8V	265			
ICM7226A PINS 22,23,24,26,27,28,29,30 DIGIT DRIVER high output current	I_{OH}	V_O = V⁺ -2.0V	150	180		mA
low output current	I_{OL}	V_O = +1.0V		-0.3		
SEGMENT DRIVER PINS 8,9,10,11,13,14,15,16 low output current	I_{OL}	V_O = +1.5V	25	35		mA
high output current	I_{OH}	V_O = V⁺ -1.0V		100		μA
MULTIPLEX INPUTS PINS 1,4,20,21 input low voltage	V_{IL}				0.8	V
input high voltage	V_{IH}		2.0			
input resistance to GROUND	R_{IN}	V_{IN} = +1.0V	50	100		kΩ
ICM7226B DIGIT DRIVER PINS 8,9,10,11,13,14,15,16 low output current	I_{OL}	V_O = +1.0V	50	75		mA
high output current	I_{OH}	V_O = V⁺ -2.5V		100		μA
SEGMENT DRIVER PINS 22,23,24,26,27,28,29,30 high output current	I_{OH}	V_O = V⁺ -2.0V	10	15		mA
leakage current	I_L	V_O = GROUND			10	μA
MULTIPLEX INPUTS PINS 1,4,20,21 input low voltage	V_{IL}				V⁺ -2.0	V
input high voltage	V_{IH}		V⁺ -0.8			
input resistance to V⁺	R_{IN}	V_{IN} = V⁺ -1.0V	200	360		kΩ

EVALUATION KIT

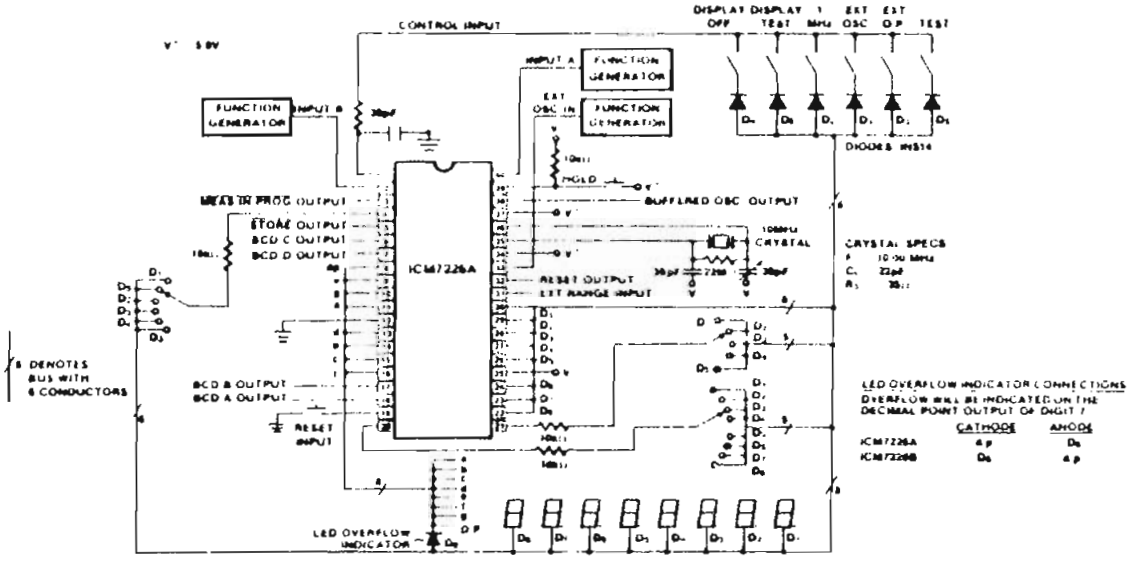
An evaluation kit is available for the ICM7226. It includes all the components necessary to assemble and evaluate a universal frequency/period counter based on the ICM7226. With the help of this kit, an engineer or technician can have the ICM7226 "up-and-running" in less than an hour. Specifically, the kit contains an ICM7226AIJL, a 10MHz quartz crystal, eight each 7-segment 0.3" LEDs, PC board, resistors, capacitors, diodes, switches and IC socket. Order Number ICM7226AEV/Kit.

BLOCK DIAGRAM



6

TEST CIRCUIT



APPLICATION NOTES

GENERAL

INPUTS A & B

The signal to be measured is applied to INPUT A in **frequency period, unit counter, frequency ratio** and **time interval** modes. The other input signal to be measured is applied to INPUT B in **frequency ratio** and **time interval**. f_A should be higher than f_B during **frequency ratio**.

Both inputs are digital inputs with a typical switching threshold of 2.0V at $V^+ = 5.0V$ and input impedance of 250kΩ. For optimum performance, the peak to peak input signal should be at least 50% of the supply voltage and centered about the switching voltage. When these inputs are being driven from TTL logic, it is desirable to use a pullup resistor. The circuit counts high to low transitions at both inputs.

Note: The amplitude of the input should not exceed the supply by more than 0.3V otherwise, the circuit may be damaged.

MULTIPLEXED INPUTS

The FUNCTION, RANGE, CONTROL and EXTERNAL DECIMAL POINT inputs are time multiplexed to select the input function desired. This is achieved by connecting the appropriate digit driver output to the inputs. The input function, range and control inputs must be stable during the last half of each digit output, (typically 125μsec). The multiplex inputs are active high for the common anode ICM7226A, and active low for the common cathode ICM7226B.

Noise on the multiplex inputs can cause improper operation. This is particularly true when the **unit counter** mode of operation is selected, since changes in voltage on the digit drivers can be capacitively coupled through the LED diodes to the multiplex inputs. For maximum noise immunity, a 10kΩ resistor should be placed in series with the multiplex inputs as shown in the application notes.

Table 1 shows the functions selected by each digit for these inputs.

TABLE 1. Multiplexed Input Control

	FUNCTION	DIGIT
FUNCTION INPUT PIN 4	Frequency	D_1
	Period	D_8
	Frequency Ratio	D_2
	Time Interval	D_5
	Unit Counter	D_4
	Oscillator Frequency	D_3
RANGE INPUT PIN 21	0.01 Sec/1 Cycle	D_1
	0.1 Sec/10 Cycles	D_2
	1 Sec/100 Cycles	D_3
	10 Sec/1k Cycles	D_4
PIN 31	Enable External Range Input	D_5
CONTROL INPUT PIN 1	Blank Display	D_4&Hold
	Display Test	D_8
	1MHz Select	D_2
	External Oscillator Enable	D_1
	External Decimal Point Enable	D_3
	Test	D_5
EXTERNAL DECIMAL POINT INPUT PIN 20	Decimal Point is Output for Same Digit That is Connected to This Input	

CONTROL INPUTS

Display Test - All segments are enabled continuously, giving a display of all 8's with decimal points. The display will be blanked if **display off** is selected at the same time.

Display Off - To enable the **display off** mode it is necessary to tie D_4 to the CONTROL input and have the HOLD input at V^+. The chip will remain in this mode until HOLD is switched low. While in the **display off** mode, the segment and digit driver outputs are open and the oscillator continues to run (with a typical supply current of 1.5mA with a 10MHz crystal) but no measurements are made. In addition, signals applied to the multiplexed inputs have no effect. A new measurement is initiated after the HOLD input goes low. (This mode does not operate when functioning as a unit counter.)

1MHz Select - The **1MHz select** mode allows use of a 1MHz crystal with the same digit multiplex rate and time between measurements as a 10MHz crystal. The internal decimal point is also shifted one digit to the right in **period** and **time interval**, since the least significant digit will be in 1μs increments rather than 0.1μs.

External Oscillator Enable - In this mode, the EXTernal OSCillator INput is used, rather than the on-chip oscillator, for the Timebase and Main Counter inputs in **period** and **time interval** modes. The on-chip oscillator will continue to function when the external oscillator is selected, but have no effect on circuit operation. The external oscillator input frequency must be greater than 100kHz or the chip will reset itself and enable the on-chip oscillator. Connect external oscillator to **both** OSC IN (pin 35) and EXT OSC IN (pin 33), or provide crystal for "default" oscillation, to avoid hang-up problems.

External Decimal Point Enable - When **external decimal point** is enabled, a decimal point will be displayed whenever the digit driver connected to the EXTERNAL DECIMAL POINT pin is active. Leading Zero Blanking will be disabled for all digits following the decimal point.

Test Mode - This is a special mode used only in high speed production testing, and serves no other purpose.

RANGE INPUT

The range input selects whether the measurement is made for 1, 10, 100 or 1000 counts of the reference counter, or if the EXTernal RANGE INput determines the measurement time. In all functional modes except **unit counter**, a change in the RANGE input will stop the measurement in progress, without updating the display, and initiate a new measurement. This prevents an erroneous first reading after the RANGE input is changed.

FUNCTION INPUT

Six functions can be selected. They are **Frequency, Period, Time Interval, Unit Counter, Frequency Ratio and Oscillator Frequency.**

These functions select which signal is counted into the main counter and which signal is counted by the reference counter, as shown in Table 2. In **time interval**, a flip flop is set first by a 1 → 0 transition at INPUT A and then reset by a 1 → 0 transition at INPUT B. The oscillator is gated into the Main Counter during the time the flip flop is set. A change in the FUNCTION input will stop the measurement in progress without updating the display and then initiate a new measurement. This prevents an erroneous first reading after the FUNCTION input is changed. If the main counter overflows, an overflow indication is output on the Decimal Point Output during D_8.

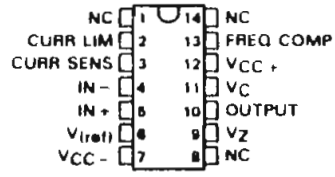
6

TYPES uA723M, uA723C
PRECISION VOLTAGE REGULATORS

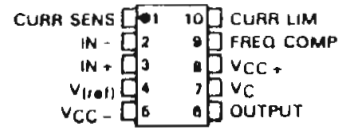
D1063, AUGUST 1972 - REVISED DECEMBER 1982

- 150-mA Load Current Without External Power Transistor
- Typically 0.02% Input Regulation and 0.03% Load Regulation (uA723M)
- Adjustable Current Limiting Capability
- Input Voltages to 40 Volts
- Output Adjustable from 2 to 37 Volts
- Direct Replacement for Fairchild μA723M and μA723C

uA723M . . . J PACKAGE
uA723C . . . J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



uA723M . . . U PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

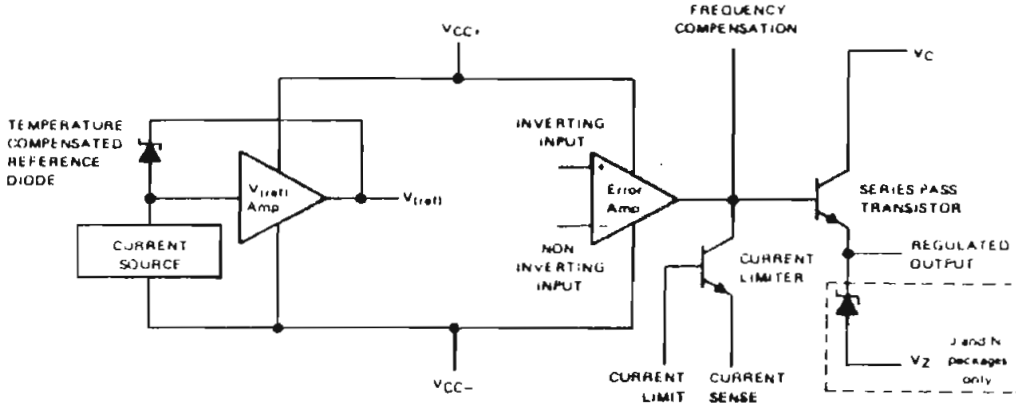
description

The uA723M and uA723C are monolithic integrated circuit voltage regulators featuring high ripple rejection, excellent input and load regulation, excellent temperature stability, and low standby current. The circuit consists of a temperature-compensated reference voltage amplifier, an error amplifier, a 150-milliampere output transistor, and an adjustable output current limiter.

The uA723M and uA723C are designed for use in positive or negative power supplies as a series, shunt, switching, or floating regulator. For output currents exceeding 150 mA, additional pass elements may be connected as shown in Figure 4 and 5.

The uA723M is characterized for operation over the full military temperature range of −55°C to 125°C. The uA723C is characterized for operation from 0°C to 70°C.

functional block diagram



Copyright © 1982 by Texas Instruments Incorporated

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

Peak voltage from V_{CC+} to V_{CC-} ($t_w \leq 50$ ms)	50 V
Continuous voltage from V_{CC+} to V_{CC-}	40 V
Input-to-output voltage differential	40 V
Differential input voltage to error amplifier	±5 V
Voltage between noninverting input and V_{CC-}	8 V
Current from V_Z	25 mA
Current from $V_{(ref)}$	15 mA
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 1):	
J or N package	1000 mW
U package	875 mW
Operating free-air temperature range: uA723M Circuits	−55°C to 125°C
uA723C Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	−65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds, J or U package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds, N package	260°C

NOTE 1: Power dissipation = $P_{D(standby)} + P_{D(ref)}|V_{CC}| + |V_C - V_O|I_O$. For operation at elevated temperature, refer to Dissipation Derating Table. In the J package, uA723M chips are alloy mounted; uA723C chips are glass mounted.

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
Input voltage, V_I	9.5	40	V
Output voltage, V_O	2	37	V
Input-to-output voltage differential, $V_C - V_O$	3	38	V
Output current, I_O		150	mA

electrical characteristics at specified free-air temperature (see Note 2)

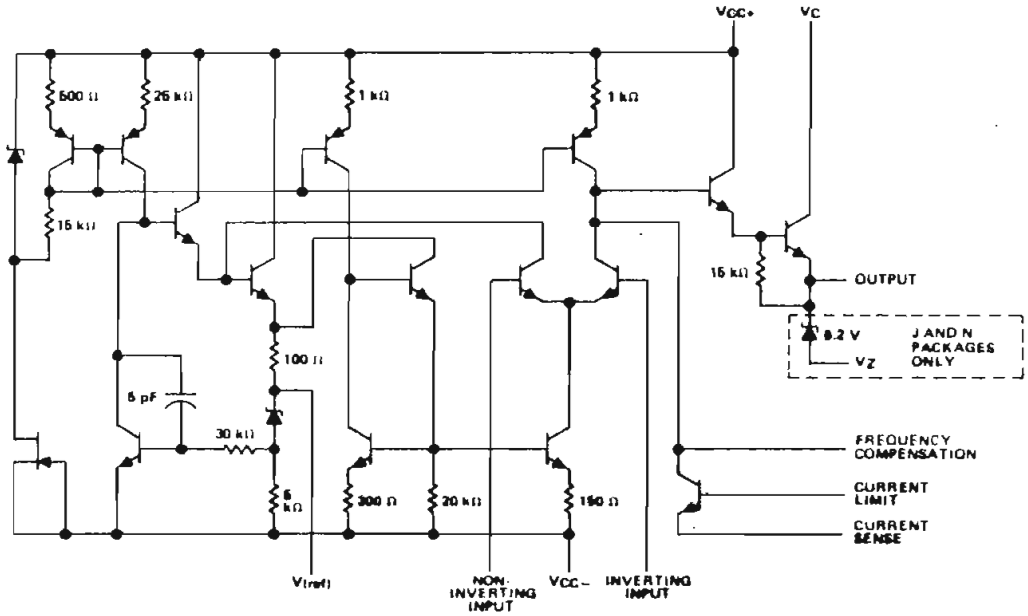
PARAMETER	TEST CONDITIONS[1]			uA723M MIN	uA723M TYP	uA723M MAX	uA723C MIN	uA723C TYP	uA723C MAX	UNIT
Input regulation	V_I = 12 V to V_I = 15 V		25°C		0.01%	0.1%		0.01%	0.1%	
	V_I = 12 V to V_I = 40 V		25°C		0.02%	0.2%		0.1%	0.5%	
	V_I = 12 V to V_I = 15 V		Full range			0.3%			0.3%	
Ripple rejection	f = 50 Hz to 10 kHz,	$C_{(ref)}$ = 0	25°C		74			74		dB
	f = 50 Hz to 10 kHz,	$C_{(ref)}$ = 5 μF	25°C		86			86		
Output regulation	I_O = 1 mA to I_O = 50 mA		25°C		−0.03%	−0.15%		−0.03%	−0.2%	
			Full range			−0.6%			−0.6%	
Reference voltage $V_{(ref)}$			25°C	6.95	7.15	7.35	6.8	7.15	7.5	V
Standby current	V_I = 30 V,	I_O = 0	25°C		2.3	3.5		2.3	4	mA
Temperature coefficient of output voltage			Full range		0.002	0.015		0.003	0.015	%/°C
Short circuit output current	R_{SC} = 10 Ω,	V_O = 0	25°C		65			65		mA
Output noise voltage	BW = 100 Hz to 10 kHz,	$C_{(ref)}$ = 0	25°C		20			20		μV
	BW = 100 Hz to 10 kHz	$C_{(ref)}$ = 5 μF	25°C		2.5			2.5		

[1] Full range for uA723M is −55°C to 125°C and for uA723C is 0°C to 70°C.

NOTE 2: For all values in this table the device is connected as shown in Figure 1 with the divider resistance as seen by the error amplifier ≤ 10 kΩ. Unless otherwise specified, $V_I = V_{CC+} = V_C = 12$ V, $V_{CC-} = 0$, $V_O = 5$ V, $I_O = 1$ mA, $R_{SC} = 0$, and $C_{(ref)} = 0$.

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

schematic



RESISTOR AND CAPACITOR VALUES SHOWN ARE NOMINAL

DISSIPATION DERATING TABLE

POWER	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J (Alloy-Mounted Chip)	1000 mW	11.0 mW/°C	69°C
J (Glass-Mounted Chip)	1000 mW	8.2 mW/°C	28°C
N	1000 mW	9.2 mW/°C	41°C
U	875 mW	5.4 mW/°C	25°C

TYPICAL APPLICATION DATA

TABLE I
RESISTOR VALUES (kΩ) FOR STANDARD OUTPUT VOLTAGES

OUTPUT VOLTAGE (V)	APPLICABLE FIGURES (SEE NOTE 3)	FIXED OUTPUT ±5%		OUTPUT ADJUSTABLE ±10% (SEE NOTE 4)			OUTPUT VOLTAGE (V)	APPLICABLE FIGURES (SEE NOTE 3)	FIXED OUTPUT ±5%		OUTPUT ADJUSTABLE ±10% (SEE NOTE 4)		
		R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	R1 (kΩ)	P1 (kΩ)	R2 (kΩ)			R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	R1 (kΩ)	P1 (kΩ)	R2 (kΩ)
+3.0	1, 5, 6, 9, 11, 12 (4)	4.12	3.01	1.8	0.5	1.2	+100	7	3.57	105	2.2	10	91
+3.6	1, 5, 6, 9, 11, 12 (4)	3.57	3.65	1.5	0.5	1.5	+250	7	3.57	255	2.2	10	240
+6.0	1, 5, 6, 9, 11, 12 (4)	2.15	4.99	0.75	0.5	2.2	−6 (Note 5)	3, (10)	3.57	2.43	1.2	0.5	0.75
+8.0	1, 5, 6, 9, 11, 12 (4)	1.15	6.04	0.5	0.5	2.7	−9	3, 10	3.48	5.36	1.2	0.5	2.0
+9.0	2, 4, (5, 6, 9, 12)	1.87	7.15	0.75	1.0	2.7	−12	3, 10	3.57	8.45	1.2	0.5	3.3
+12	2, 4, (5, 6, 9, 12)	4.87	7.15	2.0	1.0	3.0	−15	3, 10	3.57	11.5	1.2	0.5	4.3
+15	2, 4, (5, 6, 9, 12)	7.87	7.15	3.3	1.0	3.0	−28	3, 10	3.57	24.3	1.2	0.5	10
+28	2, 4, (5, 6, 9, 12)	21.0	7.15	5.6	1.0	2.0	−45	8	3.57	41.2	2.2	10	33
+45	7	3.57	48.7	2.2	10	39	−100	8	3.57	96.3	2.2	10	91
+75	7	3.57	78.7	2.2	10	68	−250	8	3.57	249	2.2	10	240

TABLE II
FORMULAS FOR INTERMEDIATE OUTPUT VOLTAGES

Outputs from +2 to +7 volts (Figures 1, 5, 6, 9, 11, 12, (4)) $V_O = V_{(ref)} \times \frac{R2}{R1 + R2}$	Outputs from +4 to +250 volts (Figure 7) $V_O = \frac{V_{(ref)}}{2} \times \frac{R2 - R1}{R1}$; $R3 = R4$	Current Limiting $I_{(limit)} = \frac{0.65\ V}{R_{sc}}$
Outputs from +7 to +37 volts (Figures 2, 4, (5, 6, 9, 11, 12)) $V_O = V_{(ref)} \times \frac{R1 + R2}{R2}$	Outputs from −6 to −250 volts (Figures 3, 8, 10) $V_O = -\frac{V_{(ref)}}{2} \times \frac{R1 + R2}{R1}$; $R3 = R4$	Foldback Current Limiting (Figure 6) $I_{(knee)} = \frac{V_O R3 + (R3 + R4)\ 0.65\ V}{R_{sc} R4}$ $I_{OS} = \frac{0.65\ V}{R_{sc}} \times \frac{R3 + R4}{R4}$

NOTES: 3. The R1:R2 divider may be across either V_O or $V_{(ref)}$. If the divider is across $V_{(ref)}$ and uses figures without parentheses, use figures with parentheses when the divider is across V_O.
4. To make the voltage adjustable, the R1:R2 divider shown in the figures must be replaced by the divider shown at the right.
5. The device requires a minimum of 9 V between V_{CC+} and V_{CC-}, when V_O is equal to or more positive than −9 V.

ADJUSTABLE OUTPUT CIRCUITS

Voltage Regulators

6

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

MPS-A05, MPS-A06NPN (SILICON)
MPS-A55, MPS-A56PNP

COMPLEMENTARY SILICON ANNULAR AMPLIFIER TRANSISTORS

. . . designed for use as medium-power driver and low-power outputs.

- High Collector-Emitter Breakdown Voltage –
  BV_{CEO} = 60 Vdc (Min) @ I_C = 1.0 mAdc - MPS-A05, MPS-A55
  = 80 Vdc (Min) @ I_C = 1.0 mAdc - MPS-A06, MPS-A56
- Excellent Current-Gain Linearity –
  1.0 mAdc to 150 mAdc – MPS-A55, MPS-A56
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage –
  $V_{CE(sat)}$ = 0.25 Vdc (Max) @ I_C = 100 mAdc

COMPLEMENTARY SILICON AMPLIFIER TRANSISTORS

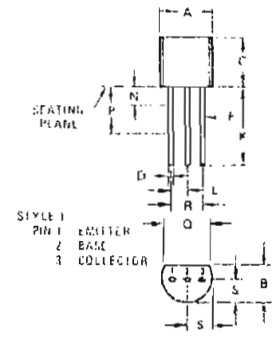
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MPS-A05 MPS-A55	MPS-A06 MPS-A56	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	4.0		Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	500		mAdc
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	625 5.0		mW mW/°C
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	1.5 12		Watts mW/°C
Operating and Storage Temperature Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$ (1)	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

(1) $R_{\theta JA}$ is measured with the device soldered into a typical printed circuit board.



DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	4.450	5.200	0.175	0.205
B	3.180	4.190	0.125	0.165
C	4.320	5.330	0.170	0.210
D	0.407	0.533	0.016	0.021
F	0.407	0.482	0.016	0.019
K	12.700	–	0.500	–
L	1.150	1.390	0.045	0.055
N	–	1.270		0.050
P	2.350	–	0.250	–
Q	3.430	–	0.135	–
R	2.410	2.670	0.095	0.105
S	2.030	2.670	0.080	0.105

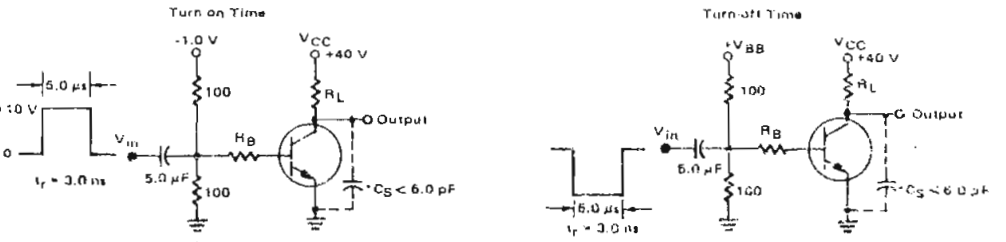
CASE 29-02
TO-92

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) (I_C = 1.0 mAdc, I_B = 0)	MPS-A05, MPS-A55 MPS-A06, MPS-A56	BV_{CEO}	60 80	– –	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 100 μAdc, I_C = 0)		BV_{EBO}	4.0	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, I_B = 0)		I_{CEO}	–	0.1	μAdc
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 80 Vdc, I_E = 0)	MPS-A05, MPS-A55 MPS-A06, MPS-A56	I_{CBO}	– –	0.1 0.1	μAdc
ON CHARACTERISTICS (1)					
DC Current Gain (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc) (I_C = 100 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		h_{FE}	50 50	– –	–
Collector-Emitter Saturation Voltage (I_C = 100 mAdc, I_B = 10 mAdc)		$V_{CE(sat)}$	–	0.25	Vdc
Base-Emitter On Voltage (I_C = 100 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		$V_{BE(on)}$	–	1.2	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current-Gain—Bandwidth Product (2) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 2.0 Vdc, f = 100 MHz)		f_T	100	–	MHz

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(2) f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

FIGURE 1 – SWITCHING TIME TEST CIRCUITS



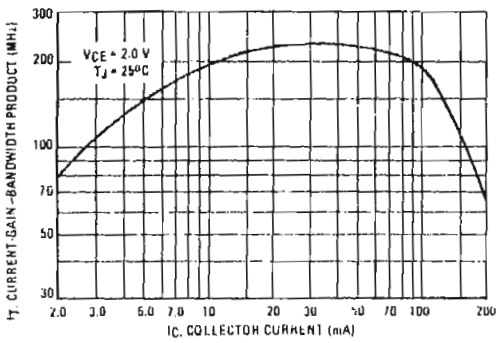
*Total Shunt Capacitance of Test Jig and Connectors
For PNP Test Circuits, Reverse All Voltage Polarities

MPS-A05,MPS-A06 NPN/MPS-A55,MPS-A56 (continued)

NPN
MPS-A05, MPS-A06

PNP
MPS-A55, MPS-A56

FIGURE 2 – CURRENT-GAIN–BANDWIDTH PRODUCT



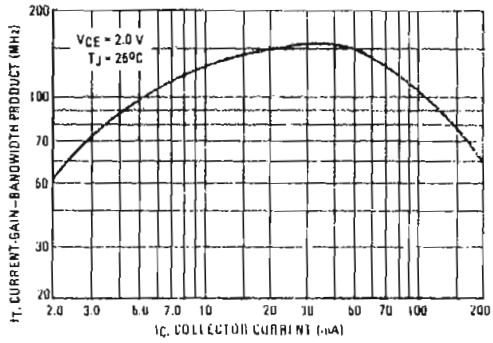
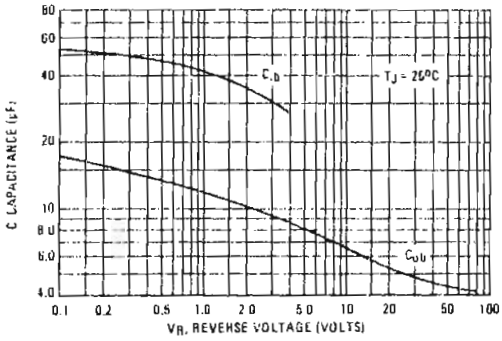


FIGURE 3 – CAPACITANCE



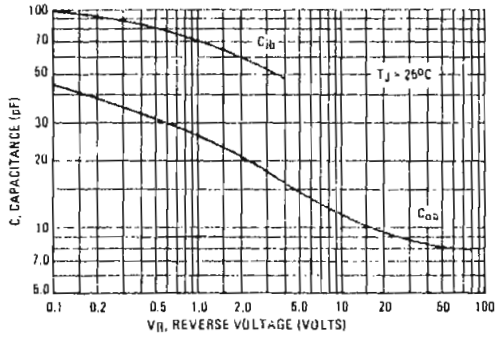
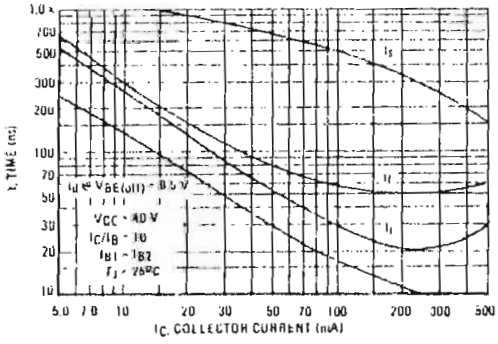


FIGURE 4 – SWITCHING TIME



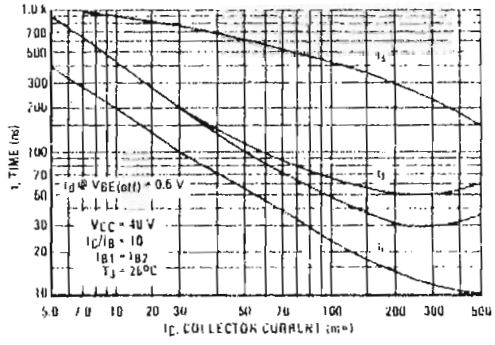


FIGURE 5 – THERMAL RESPONSE

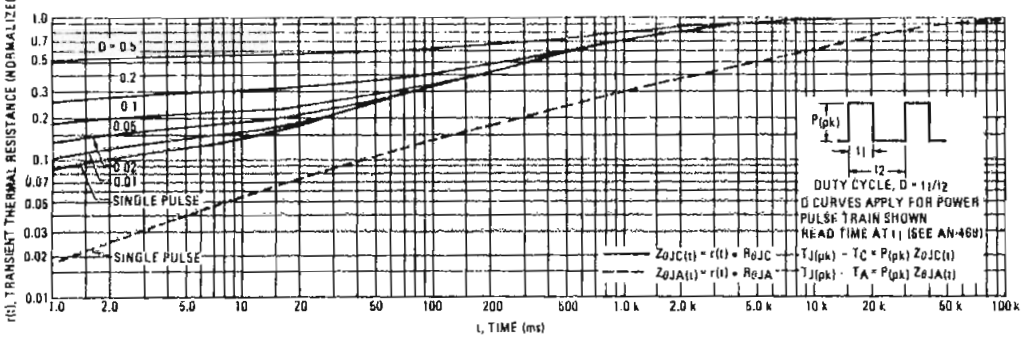
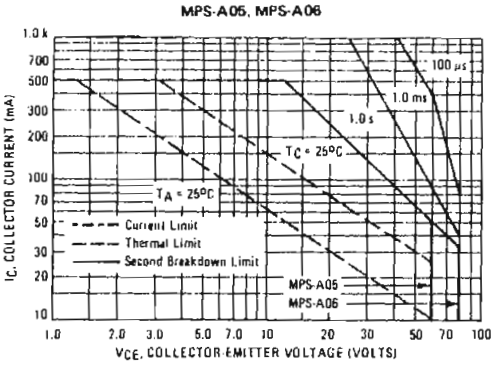
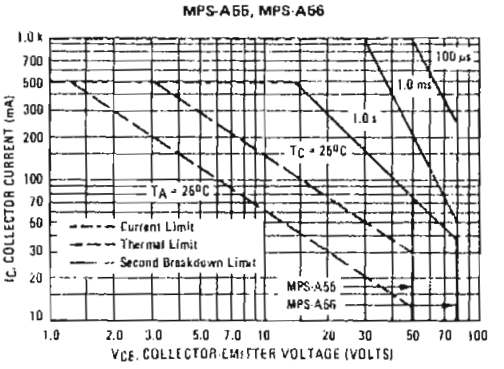


FIGURE 6 – ACTIVE – REGION SAFE OPERATING AREA





The safe operating area curves indicate I_C-V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation. Collector load lines for specific circuits must fall below the limits indicated by the applicable curve.

The data of Figure 6 is based upon $T_{J(pk)} = 150°C$; T_C or T_A is variable depending upon conditions. Pulse curves are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150°C$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 5. At high case or ambient temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by the secondary breakdown. (See AN-415A)

NPN
MPS-A05, MPS-A06

FIGURE 7 – DC CURRENT GAIN

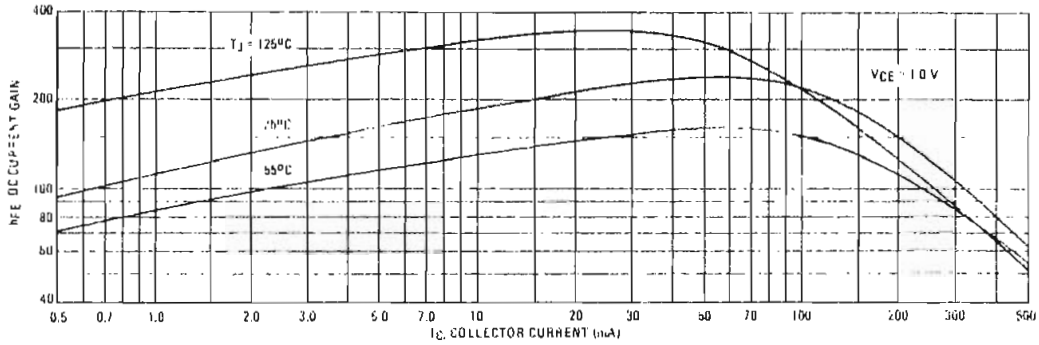


FIGURE 8 – "ON" VOLTAGES

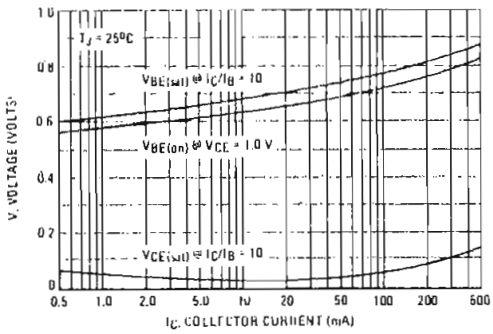


FIGURE 9 – COLLECTOR SATURATION REGION

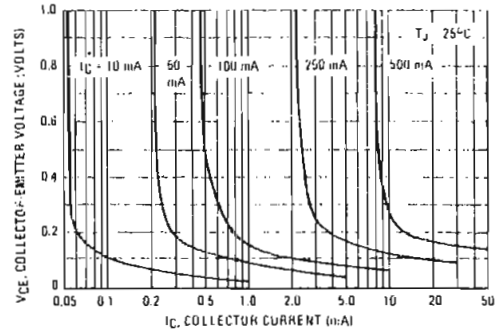
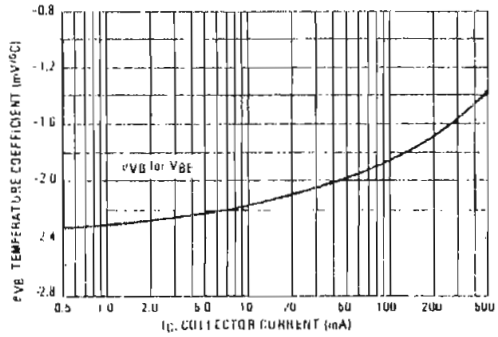


FIGURE 10 – BASE EMITTER TEMPERATURE COEFFICIENT



PNP
MPS-A55, MPS-A56

FIGURE 11 – DC CURRENT GAIN

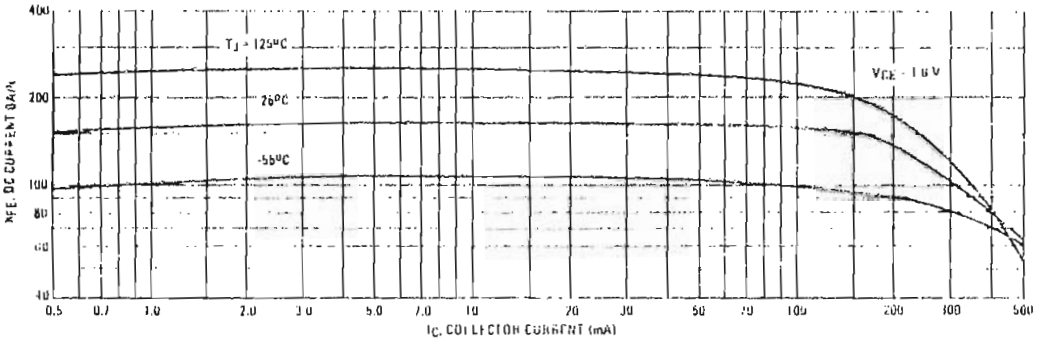


FIGURE 12 – "ON" VOLTAGES

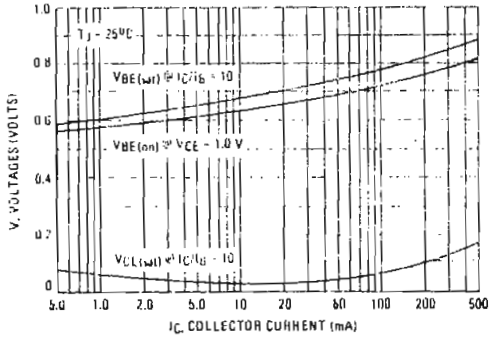


FIGURE 13 – COLLECTOR SATURATION REGION

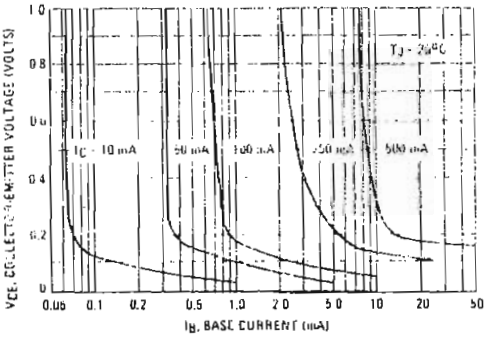
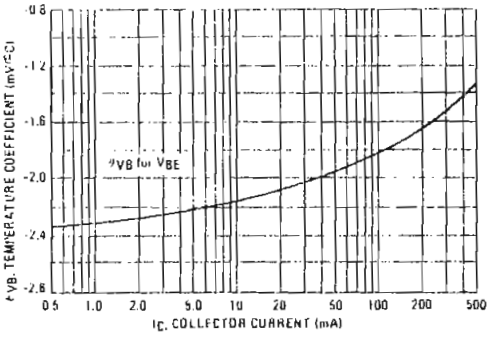


FIGURE 14 – BASE-EMITTER TEMPERATURE COEFFICIENT



7.D. BIBLIOGRAFIA

1. RAS, Enrique, Transformadores de potencia, de medida y de protecciòn, capìtulo VI, Editorial Marcombo.

2. KOSOW, Màquinas elèctricas y transformadores, capìtulo XIII, Editorial Marcombo.

3. Reference Data, For radio engineers, ITT, capìtulo 34, Optical comunications, capìtulo 13 Magnetic-core Transformers and reactors, capìtulo 14, Rectifiers and filters.

4. ESPINOSA, Alfonso, Folleto de electrònica I, pàgs. 16-21 Publicaciòn E.P.N.

5. GROSSNER, Nathan, Transformers for electronics Circuits, Capìtulos I,II,V, Editorial Mc.Graw Hill.

6. DAROLD, Wobschall, Circuit Design For Electronic Instrumentation, capìtulo 21 (Power Supplies).

7. KAO, Charles, Optical Fiber Systems technology design and application, capìtulo I,II,III,V,VI.