

24
23

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

Diseño y Construcción de un Prototipo de Teleprotección por Comparación de Fase para el Sistema de Ondas Portadoras en Líneas de Alta Tensión (OPLAT).

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE INGENIERO EN COMPUTACION PRESENTA HECTOR RUBEN SILVA PEREZ

**DIRECTORES:
ING. JESUS REYES GARCIA
M. EN C. JOAQUIN H. RODRIGUEZ**

CIUDAD UNIVERSITARIA

MEXICO, D. F.

1985





UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

INTRODUCCION	1
CAPITULO I LA PROTECCION EN LOS SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA.	4
1.1 ASPECTOS BASICOS SOBRE SISTEMAS DE PROTECCION.	5
1.1.1 SISTEMAS DE PROTECCION QUE UTILIZAN EL ENLACE DE COMU NICACION PARA TRANSMITIR INFORMACION CUANTITATIVA.	10
1.1.2 SISTEMAS DE PROTECCION QUE UTILIZAN EL ENLACE DE COMU NICACION PARA TRANSMITIR ORDENES.	14
1.2 METODOS DE SEÑALIZACION	18
1.3 CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS Y EQUIPOS DE TELEPROTECCION.	21
1.3.1 ESQUEMA BASICO.	21
1.3.2 FACTORES DE OPERACION.	22
1.4 UTILIZACION DEL SISTEMA DE COMUNICACION OPLAT.	28
CAPITULO II ESPECIFICACIONES Y MODELO BASICO DE UN EQUIPO DE TELEPROTECCION POR COMPARACION DE FASE.	32
2.1 OBJETIVOS Y NECESIDADES.	33
2.2 ESPECIFICACIONES	34
2.3 ESTRUCTURA GENERAL	37
2.3.1 TRANSMISOR	38
2.3.2 RECEPTOR	41

CAPITULO III DISEÑO DEL TRANSMISOR	44
3.1 MODULO 1	45
3.1.1 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE POLARIDAD Y NIVEL.	45
3.1.2 LOGICA DE CONMUTACION DE FRECUENCIAS.	46
3.1.3 CIRCUITO DE ALARMA DE PERDIDA DE SEÑAL CUADRADA.	49
3.1.4 DIAGRAMA COMPLEMENTARIO AL TRANSMISOR.	50
3.2 MODULO 2	52
3.2.1 OSCILADOR A BASE DE CRISTAL.	52
3.2.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑALES DE COMANDO.	53
3.2.3 CIRCUITO GENERADOR DE TONOS.	54
3.2.4 ALARMA DEL TRANSMISOR.	63
3.2.5 MODULO DE ATENUACION.	63
3.2.6 MODULO DE SALIDA	65
3.2.7 DIAGRAMAS GENERALES DEL TRANSMISOR	65
CAPITULO IV DISEÑO DEL RECEPTOR	67
4.1 PARAMETROS DE TRANSMISION.	69
4.1.1 RELACION DE SEÑAL A RUIDO.	69
4.1.2 NIVEL DE SEÑAL (NS)	69
4.2 MODULO 1	70
4.2.1 CIRCUITO DE ENTRADA	70
4.2.2 FILTRO DE CANAL	71

4.2.3 CIRCUITO DE LIMITACION DE AMPLITUD.	74
4.2.4 CIRCUITO DE SUPERVISION DE NIVEL.	77
4.2.5 ETAPA DE SELECCION DE FRECUENCIA.	78
4.3 MODULO 2	84
4.3.1 DETECTOR DE SEÑAL CUADRADA.	84
- CIRCUITOS RECTIFICADORES DE SEÑAL.	84
- FILTRO PASO BAJAS.	85
- CIRCUITO SUMADOR DIFERENCIAL.	86
- DETECTOR DE CRUZE POR CERO CON HISTERESIS.	88
4.3.2 DETECTOR DE RELACION DE SEÑAL A RUIDO.	91
- CIRCUITOS RECTIFICADORES DE SEÑAL Y FILTRO PASO BAJAS	91
- CIRCUITO SUMADOR INVERSOR.	92
- FILTRO	93
- DETECTOR DE NIVEL DE RUIDO.	94
4.3.3 LOGICA DIGITAL DE EVALUACION SEÑAL A RUIDO.	96
4.3.4 LOGICA DIGITAL DE SALIDA POR COMPARACION DE FASE.	98
- LOGICA COMBINACIONAL.	101
- LOGICA SECUENCIAL.	105
- LOGICA DE CONTROL.	106
- SELECCION DE SALIDAS.	107

CAPITULO V	ENSAMBLE DEL PROTOTIPO	112
CONCLUSIONES		118
APENDICES		121
	A DISEÑO DE CIRCUITOS RECTIFICADORES.	122
	B DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS TIPO BUTTERWORTH DE 3er ORDEN.	124
	C DISEÑO DEL DETECTOR DE CRUZE POR CERO CON HISTERESIS.	128
	D CIRCUITO SIMULADOR DE RUIDO.	130

INTRODUCCION

Las redes de transmisión y distribución de energía eléctrica, -- cuentan con diferentes formas o sistemas de protección que se encargan de prevenir o minimizar los daños y percances que puedan -- suscitarse en el sistema eléctrico, cuando éste se encuentra bajo condiciones de falla.

Estos sistemas de protección actúan con elementos que aíslan en -- fracciones de segundo cualquier sección del sistema de potencia -- que se encuentre afectado por la presencia de una falla.

Para obtener una mayor rapidez en la operación de estos sistemas y aprovechar los diferentes enlaces y sistemas de comunicación -- del sector eléctrico, existen los modernos sistemas de protección que cuentan con la transmisión de información dedicada exclusiva-- mente a la protección de la red de potencia. A estos sistemas de protección se les ha aplicado el nombre genérico de teleproteccio nes.

Hasta ahora, dentro de los diferentes sistemas de comunicación -- que se emplean en el sector eléctrico, el sistema de onda porta-- dora por línea de alta tensión (OPLAT), ha proporcionado una solu-- ción práctica y económica para la transmisión de señales de tele-- protección.

Debido al continuo crecimiento que experimenta cada día la red de energía eléctrica en nuestro país, se ha registrado un incremento en la demanda de los equipos de teleprotección que se emplean en las instalaciones de líneas de potencia.

Dado que hasta ahora la adquisición de estos equipos se ha lleva-- do a cabo a través de la importación, la CFE ha adoptado la polí-- tica de brindar el mayor apoyo posible para fomentar su fabrica-- ción en México.

Para esto, el Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE) propuso el desarrollo de un proyecto orientado al diseño y construcción a nivel prototipo de equipos de teleprotección para los sistemas eléctricos de potencia.

El objetivo principal de este trabajo, consiste en el diseño y construcción de las etapas de transmisión y recepción correspondientes a un equipo de teleprotección de líneas de alta tensión - por el método conocido como "Comparación de Fase".

El desarrollo de esta tesis se basó en la intención de construir un equipo de teleprotección por "Comparación de Fase" compatible al diseño de un equipo de teleprotección por "Conmutación de Tonos" (trabajo de otra tesis). Para poder obtener un equipo modular y versátil, que se utilice en dos diferentes aplicaciones, - con el solo hecho de intercambiar algunas de las etapas de construcción.

El equipo completo por comparación de fase se compone de 4 tarjetas intercambiables, que se construyeron conforme a la siguiente distribución:

TRANSMISOR

Módulo 1	1er. tarjeta
Módulo 2	2a. tarjeta

RECEPTOR

Módulo 1	3a. tarjeta
Módulo 2	4a. tarjeta

En base a lo mencionado anteriormente, los módulos 1 y 2 (1er. y 4a. tarjeta) del transmisor y receptor respectivamente corresponden al diseño del presente trabajo de tesis y se desarrollan con mayor detalle en los capítulos III y IV de este documento.

El diseño de los restantes módulos (2a. y 3a. tarjeta) fueron desarrollados como trabajo de tesis de otros dos compañeros becarios y su construcción se describe en forma breve en los capítulos III y IV de este trabajo.

La estructuración de esta tesis se realizó en la siguiente forma:

En el primer capítulo se presenta un panorama general referente a la protección en los sistemas eléctricos de potencia, y se describen los principales factores de operación que caracterizan a un sistema y/o equipo de teleprotección. Además, se mencionan algunos aspectos del sistema de comunicación OPLAT relacionados directamente con esta aplicación.

En el segundo capítulo, se presentan las especificaciones generales del prototipo. Además, se exponen los diagramas a bloques de las etapas del transmisor y receptor, explicando en forma general su funcionamiento.

En los capítulos III y IV, se realiza la descripción detallada -- diseño de las etapas de transmisión (Módulo 1) y de recepción -- (Módulo 2) que componen el desarrollo de esta tesis.

Además de una breve descripción de las etapas que componen los dos módulos restantes.

CAPITULO I

LA PROTECCION EN LOS SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

INTRODUCCION

Los equipos de Teleprotección forman parte del proceso requerido para aislar en el momento preciso a zonas determinadas del Sistema Eléctrico de Potencia. Estos equipos actúan en cooperación con las protecciones mismas del sistema y con el equipo de comunicación empleado como soporte. Sin embargo, el tema referente a Protecciones es muy amplio y complejo; por lo tanto, en este capítulo se hace una descripción general de los aspectos relativos a los esquemas asociados al uso de los Sistemas de Protección. De igual manera se exponen las consideraciones más importantes del Sistema de Comunicación OPLAT en función del servicio dedicado a la transmisión de señales de protección.

En este capítulo también se incluyen los conceptos y factores de operación básicos que caracterizan a los equipos y sistemas de Teleprotección.

1.1. ASPECTOS BASICOS SOBRE SISTEMAS DE PROTECCION

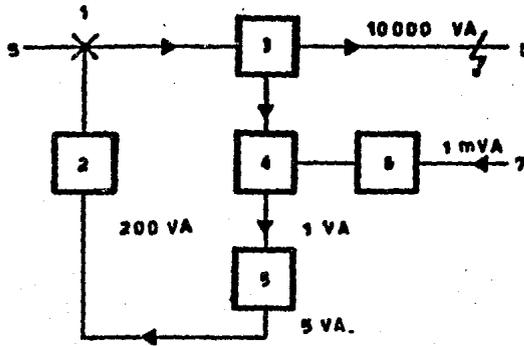
Uno de los principales problemas que se presentan en cualquier Sistema de Transmisión y Distribución de Energía Eléctrica, es el de prevenir y/o limitar al máximo los daños -- que pudiera ocasionar la presencia de una falla en el mismo Sistema de Transmisión.

Para ésto, el Sistema Eléctrico cuenta con Sistemas de Protección cuya función es aislar del servicio tan rápido como sea posible a equipos y/o líneas de transmisión del Sistema de Potencia.

La forma de operación de estos Sistemas de Protección consiste en la desenergización de la sección de línea de alta tensión afectada, mediante la acción de ciertos elementos - específicos.

Los elementos disponibles para ejecutar directamente esta acción son los relevadores de protección y los seccionadores propios de la línea. Los relevadores de protección tienen como propósito detectar la presencia de una falla, determinar su localización e iniciar la apertura del seccionador de línea, que aísla la zona o equipo determinado en el menor tiempo posible.

Para realizar esta operación, un sistema de protección de línea requiere de la combinación tanto de los seccionadores de línea como de elementos de evaluación, medida local, y canales de transmisión de las señales de protección. Estos componentes forman un lazo de control (Fig. 1.1) que es iniciado por la detección de las condiciones anormales en el Sistema de Potencia, seguido por estados sucesivos de estimación y decisión, y que finaliza en el disparo de los seccionadores de línea. El correcto funcionamiento del lazo completo depende de la confiabilidad de los elementos que lo componen tanto individual como colectivamente.



- 1 Seccionador de línea
- 2 Bobina de disparo del seccionador
- 3 Transformador de corriente y voltaje
- 4 Relevador de medición
- 5 Relevador de disparo del Sistema de Protección
- 6 Equipo de señalización de Teleprotección
- 7 Señal de disparo remota

S Barra

L Línea de alta tensión

Figura 1.1 LAZO DE PROTECCION TIPICO EN UN SISTEMA DE POTENCIA

La información es parte importante del lazo de control y es derivada desde uno o más puntos en el Sistema de Potencia. La información obtenida generalmente es en forma de señales eléctricas relacionadas directamente a las condiciones y características eléctricas existentes en la posición de detección, y pueden consistir en:

- Voltaje y/o corriente
- Relación de Fase
- Potencia
- Impedancia

De acuerdo a la manera de derivar la información, la protección puede ser clasificada en dos amplias categorías:

Sistemas Relativamente Selectivos y
Sistemas Absolutamente Selectivos.

SISTEMAS RELATIVAMENTE SELECTIVOS

La protección de estos sistemas está basada en la información proveniente de un solo punto, el cual responde a las condiciones eléctricas que resultan de fallas sobre un amplio rango de posiciones en el Sistema de Potencia.

La acción decisiva de tal protección debe depender de la magnitud de la corriente crítica o alguna otra cantidad correlacionada tal como el ángulo de fase. Aún con una medida precisa de magnitud es imposible obtener la localización exacta de una falla porque la magnitud depende de las condiciones del sistema.

SISTEMAS ABSOLUTAMENTE SELECTIVOS

Una mayor selectividad requiere el intercambio de información entre dos o más puntos de detección, y en el caso de los puntos separados geográficamente esto requiere enlaces de comunicación.

La protección de estos sistemas se basa en los principios de derivar información de varias terminales de una zona protegida, y la estimación de esta información debe decidir si la falla se encuentra o no, dentro de la zona protegida (Fig. 1. 2).

El intercambio de información es una parte esencial en estos Sistemas de Protección. Por lo tanto, esta clase de protección es casi instantánea, empleando tiempos completos de operación del orden de 1 a 5 ciclos de la frecuencia de la señal de potencia.

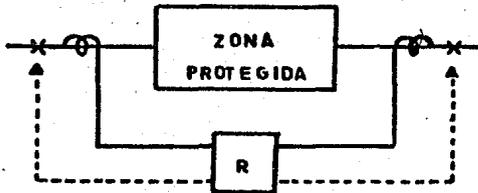


FIG. 1.2 ESQUEMA BASICO DE PROTECCION DE UN SISTEMA ABSOLUTAMENTE SELECTIVO.

En el caso de líneas o cables, cuyos interruptores o seccionadores de circuito que controlan las terminales de la zona protegida, se encuentran separados a distancias considerables, pueden ser aplicables los conductores auxiliares (hilo piloto), enlaces de comunicación como son el Sistema de Onda Portadora en Líneas de Alta tensión (OPLAT), circuitos de radio, u otro tipo de telecomunicación disponible.

El desarrollo de esta tesis está comprendido prácticamente dentro de esta categoría de sistemas, ya que la técnica de los equipos de Teleprotección tiene como función básica el envío de señales de protección a distancia.

Considerando los aspectos anteriores, dentro de los Sistemas de Protección Absolutamente Selectivos se encuentran equipos que se caracterizan por la forma de enviar la información y por el esquema de operación empleado. Básicamente, estos sistemas o equipos se clasifican en términos del tipo de información transmitida.

1.1.1 SISTEMAS DE PROTECCION QUE UTILIZAN EL ENLACE DE COMUNICACION PARA TRANSMITIR INFORMACION CUANTITATIVA.

Esta clase de sistemas posee una forma de operación característica, que consiste en derivar información cuantitativa de las corrientes primarias de la línea de alta tensión en ambos extremos de detección.

Entre los diferentes sistemas que utilizan éste método de operación, destaca por su importancia y su utilización en las instalaciones del sector eléctrico, el sistema de Teleprotección por Comparación de Fase (motivo de esta tesis).

El principio de operación de este sistema se base en un criterio de protección absolutamente selectivo, mediante el cual se compara el ángulo de fase relativo entre las corrientes primarias disponibles en ambos extremos de una sección de línea protegida.

Los diferentes tipos de fallas que se presentan en una línea de potencia y que deben ser evaluados para tomar una decisión de disparo, se mencionan a continuación:

- a) FASE-TIERRA
- b) DOBLE FASE-TIERRA
- c) FASE-FASE
- d) TRES FASES-TIERRA

Aparentemente la comparación entre las corrientes de fase, debe ser para cada una de las tres corrientes de línea para ambas terminales, pero por economía, las tres fases son mezcladas en una sola señal donde la magnitud y el ángulo de fase se tiene una relación definida a la magnitud y el ángulo de fase de las tres corrientes originales.

El sistema está diseñado para que dispare a todas las fallas "internas" que se presentan dentro del tramo de línea protegida y permanezca bloqueado para todo tipo de fallas "externas". Esto puede ser posible ya que la diferencia de fases entre las corrientes primarias para fallas externas es relativamente pequeñas y por el contrario en fallas internas este ángulo es considerable como se muestra en la figura 1.3.

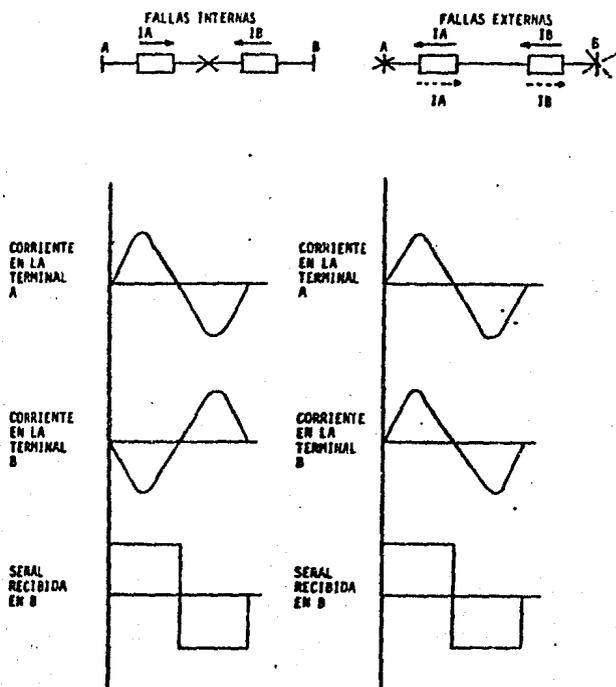


FIG. 1.3 DIAGRAMAS IDEALES DEL TIPO DE FALLAS PRODUCIDAS EN LINEAS DE A.T.

En la práctica es fácil definir las pequeñas diferencias de ángulo que ocurren en fallas externas y ajustar la zona angular para la no operación de este tipo de fallas. Además la zona de no operación se define en función de situaciones indeseadas como las que se mencionan a continuación.

- Corriente de saturación del transformador.
- Diferencias en los ajustes de los mezcladores de corrientes en ambas terminales de la línea.
- Diferencias de fase entre las dos corrientes de ambas terminales por efecto de la capacidad de la línea.
- Tiempo de transmisión de la comunicación de la señal.

Por esto prácticamente el ángulo de no operación que se reserva, para evitar disparos en situaciones indeseadas, es de aproximadamente $\pm 50^\circ$; como se muestra en la fig. 1.4.

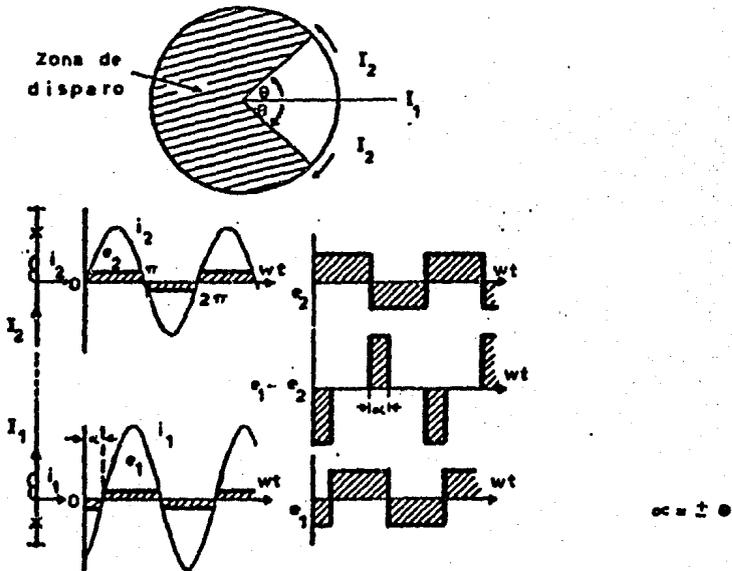
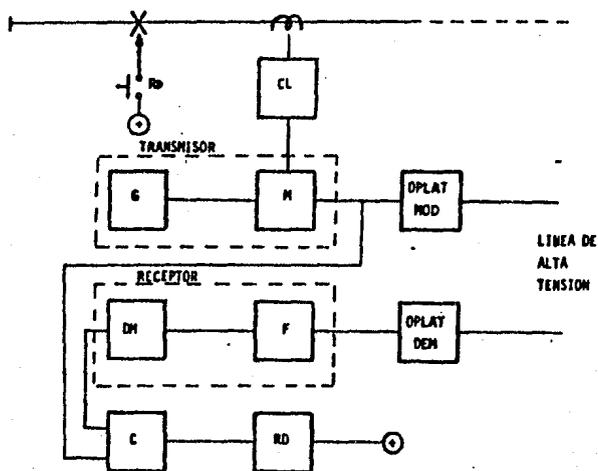


FIG. 1.4 CONCEPTO BASICO DE PROTECCION POR COMPARACION DE FASE.

El arreglo básico de un sistema de Teleprotección por comparación de fase es el que se muestra en la fig. 1.5, donde se -- observan las etapas principales que componen a grandes rasgos la construcción general del equipo.

Las partes y el funcionamiento de cada una de estas etapas se describen más detalladamente en los siguientes capítulos.



- CL - Mezclador, Cuadrador y Limitador
- M - Modulador en Frecuencia
- G - Generador de Frecuencias de Audio
- OPLAT - Modulador en Amplitud a RF
Demodulador de RF
- F - Filtro
- DM - Demodulador de Audio
- C - Comparador
- RD - Relevador de Disparo

FIG. 1.5 DIAGRAMA A BLOQUES DEL SISTEMA DE TELEPROTECCION POR COMPARACION DE FASE POR OPLAT.

La aplicación de este sistema está dirigido únicamente a la protección cuantitativa de líneas de alta tensión.

1.1.2 SISTEMAS DE PROTECCION QUE UTILIZAN EL ENLACE DE COMUNICACION PARA TRANSMITIR ORDENES.

Estos sistemas se basan en la transmisión de información que consiste simplemente en dos estados. Esta información se -- transmite desde un extremo al otro de un circuito protegido en forma unidireccional o bidireccional.

La información de dos estados está relacionado a las condiciones primarias del extremo emisor y usualmente es derivada de los contactos de los relevadores de protección.

Entre los diferentes sistemas que utilizan este método de -- operación se encuentra el sistema de teleprotección por conmutación de tonos.

La forma más simple de información puede ser modificada para lograr el grado requerido de confiabilidad en presencia de -- interferencia y ruido. En este caso se puede transmitir la información en código o en algún otro tipo de identificación que caracteriza a la señal.

Los dos sistemas básicos de operación para efectuar el cambio de un estado al otro son los siguientes:

a) SISTEMAS BASADOS EN UNA ORDEN DE DISPARO

La transmisión de información desde un extremo al otro indica que una falla interna ha sido detectada por el extremo emisor, ordenando así el disparo (desconexión) del sistema, del tramo protegido en el extremo correspondiente.

Dentro de estos sistemas existen a su vez dos variantes:

ESQUEMA DE PROTECCION POR DISPARO DIRECTO

En este esquema la protección se lleva a efecto mediante la apertura o actuación de uno o varios seccionadores de línea, sin más requisito que recibir una orden de disparo de uno de los extremos en una sección de líneas protegida. La orden recibida tiene la completa capacidad de -- realizar la acción de disparo sin ningún control adicional.

ESQUEMA DE PROTECCION POR DISPARO CONDICIONADO (PERMISIVO)

En este tipo de esquema el criterio de protección se realiza por medio de una señal de disparo que no actúa en forma directa sobre los seccionadores de línea, sino que la actuación de tales seccionadores está condicionada al funcionamiento de relevadores de protección, los cuales evalúan y estiman las condiciones o características en las que se presentó tanto la falla como la orden de disparo.

b) SISTEMAS BASADOS EN UNA ORDEN DE BLOQUEO

Estos esquemas se basan en la detección de la dirección de flujo de corriente en cada extremo de un tramo de línea de transmisión protegido, tal y como se muestra en la ffg. 1.6.

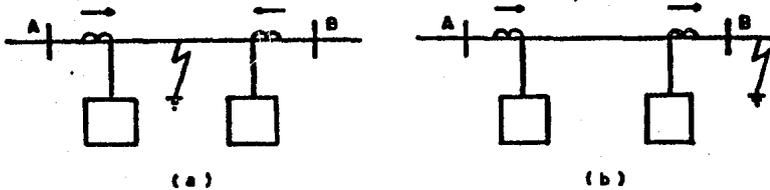


FIG. 1.6 PROTECCION POR BLOQUEO-DISTANCIA.

(a) No ocurre transmisión de señal (no hay bloqueo)

(b) Señal transmitida de B a A (Bloqueo)

Si un extremo detecta que el flujo de corriente es hacia afuera (exterior) este inicia inmediatamente de transmisión de una orden que bloquea la acción de disparo en el otro extremo (remoto), en el cual la dirección del flujo de corriente es hacia adentro (interior).

Los equipos de Teleprotección por conmutación de tonos emplean el enlace de comunicación para transmitir información de los estados (reposo y disparo), y generalmente están diseñados para dar servicio a los esquemas de protección por disparo directo, disparo condicionado y bloqueo.

La aplicación del sistema de conmutación de tonos está dirigida a proteger equipos y/o líneas de alta tensión, por medio de la transmisión de órdenes. A continuación se definen algunos ejemplos típicos de esta aplicación:

- a) Protección contra falla del interruptor.
- b) Protección de reactancias sin interruptor, conectadas directamente a la línea.
- c) Protección de transformadores que solo tienen interruptor en el lado de baja tensión.
- d) Protección de unidades formadas por generador y transformador, cuando las barras de la subestación se encuentran alejadas, de la central y no existe interruptor en esta última.
- e) Ordenes de teledisparo a centrales o a cargas para -- mantener la estabilidad del sistema.
- f) Protección contra sobretensiones al quedar una línea larga abierta en un extremo.

1.2 METODOS DE SERIALIZACION

Las ventajas y limitaciones que presentan los diferentes Sistemas de Telecomunicación usados para la protección de equipos y líneas de alta tensión, en relación con la transmisión de información ha causado que a través del tiempo se hayan - tenido que desarrollar varias técnicas o métodos de señalización.

Estos métodos, que se originan por la apertura o cierre de - un contacto electromecánico (relevador), o bien por un interruptor a base de semiconductores, puede llevarse a cabo mediante la transmisión de información codificada; o simplemente mediante la transmisión y recepción de información de -- "los estados", con los que se indica tanto el disparo como - el reposo del sistema de protección respectivamente.

A su vez, los diversos métodos de señalización involucran la utilización de una amplia gama de señales que va desde la -- transmisión de un nivel de voltaje en corriente directa a -- través de algún conductor auxiliar del Sistema de Potencia, hasta la transmisión de información aérea punto a punto por medio de un enlace microondas.

En la actualidad, gran parte de los sistemas y equipos de Teleprotección emplean varias formas de señalización por medio de la transmisión de información en el espectro de audio.

Considerando que el presente trabajo está dirigido particularmente a la operación del método de señalización por conmutación de tonos, es importante dar algunos datos característicos para diferentes técnicas.

CONMUTACION SIMPLE

Como se indica en la Fig. 1.7, el arranque de un sistema de protección se puede representar por la transmisión de un tono de valor $F1$ de determinado nivel. La indicación para que el sistema se mantenga en reposo es representado por la ausencia de este tono o viceversa.

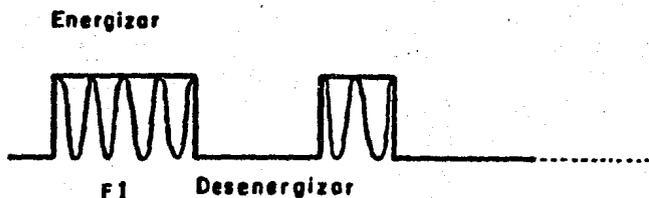


FIG. 1.7 SERIALIZACION POR CONMUTACION SIMPLE

CONMUTACION POR CORRIMIENTO DE FASE

En este método, el disparo de un sistema de protección se lleva a cabo por la transmisión de un tono de valor $F2$ de determinado nivel. Para indicar que el sistema permanece en reposo, se transmite la misma frecuencia pero con un corrimiento de fase determinado.

CONMUTACION DE TONOS

Este método se caracteriza por la transmisión de dos tonos - diferentes (F_1 y F_2) con los cuales se indican respectivamente los dos estados del sistema de protección. Cuando el sistema se encuentra en reposo se transmite en permanencia uno de los dos tonos. En caso de disparo, la conmutación del tono de reposo al tono restante da la información suficiente para indicar que el sistema de protección debe activarse. Generalmente estos sistemas tienen varios tonos para identificar diferentes tipos de equipos protegidos, independientes entre sí.

Para el caso de Teleprotección por comparación de fase, las frecuencias (F_1 y F_2) son portadoras de la señal cuadrada, la cual es enviada continuamente, mientras el equipo se encuentre en operación normal (Fig. 1.8).

Cuando ocurre un corte total de la línea de transmisión se produce un disparo de los relevadores de protección en el tramo donde ocurrió la falla (ausencia de señal).

En el caso de que por alguna causa se corte el llaveo de frecuencias (F_1 y F_2) se envía en permanencia uno de los 2 tonos indicando que el sistema está en reposo, y no debe producirse un disparo de la línea.

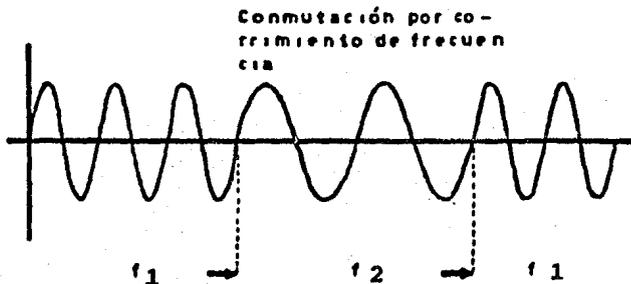


FIG. 1.8 SEÑALIZACION POR CONMUTACION DE TONOS.

1.3 CARACTERISTICAS DE LOS SISTEMAS Y EQUIPOS DE TELEPROTECCION

Los equipos de Teleprotección son equipos diseñados especialmente para ser usados en conjunto con sistemas de protección que requieren enlaces de comunicación entre los extremos de un circuito o línea protegida. Su objetivo es transformar la información dada por la protección en una forma apropiada para ser transmitida. Así, un Sistema de Teleprotección está compuesto por los equipos de teleprotección y el Sistema de telecomunicación asociado [3].

1.3.1 ESQUEMA BASICO

El arreglo mostrado en la fig. 1.9 caracteriza el esquema básico de un sistema de transmisión de señales de protección.

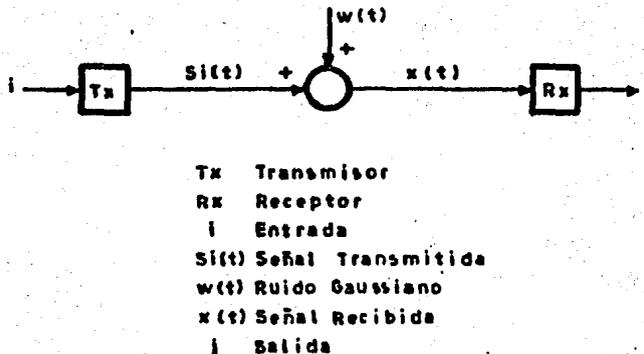


FIG. 1.9 ESQUEMA BASICO DE UN CANAL DE TRANSMISION DE SEÑALES DE PROTECCION.

La información $S_i(t)$ es transmitida continuamente al receptor por el método de señalización por conmutación de tonos.

La señal respectiva $s_i(t)$ transmitida, es distorsionada --- durante la transmisión por efecto del ruido presente en el canal. Por lo tanto el receptor es un detector que tiene -- que decidir la validez de la señal que fue transmitida.

La calidad del sistema depende de la probabilidad de error; es decir, la probabilidad de que una señal recibida sea interpretada con diferente información a la que fue transmitida.

Ejemplo:

$$\begin{aligned} j &= 1 && \text{Cuando } i=0 \\ & && 0 \\ j &= 0 && \text{Cuando } i=1 \end{aligned}$$

Entonces, el problema radica en que el receptor debe decidir correctamente (en el sentido estadístico) si la señal detectada es la original o esta distorsionada por efectos del ruido, en un tiempo de decisión específico.

1.3.2 FACTORES DE OPERACION

Uno de los principales problemas a los que se enfrentan tanto los sistemas como equipos de teleprotección, son los grandes niveles de ruido que se presentan en el canal de comunicación.

En particular, la utilización del sistema OPLAT involucra la presencia de diversos tipos de ruido característicos producidos en las líneas de alta tensión, como son el ruido corona y el ruido impulsivo.

La presencia de este fenómeno, ya sea en condiciones normales de transmisión o bajo condiciones de falla, ocasiona básicamente tres diferentes acciones por las que el sistema de protección pueda operar en forma inadecuada. Estos errores se pueden enunciar como:

- Pérdida de una acción de disparo del sistema de teleprotección.
- Acción indeseada de disparo del sistema de teleprotección.
- Retraso de una acción de disparo del sistema de teleprotección.

Debido a esto se han tenido que establecer e incluir en el contexto de los Equipos y Sistemas de Teleprotección para Redes Eléctricas de Potencia los siguientes factores que de terminan cualitativamente las características de operación de equipos.

OBEDIENCIA

Es la capacidad que tiene un equipo de teleprotección de responder a la acción de un disparo cuando en la línea se detecta una falla interna, afectada directamente por la interferencia del ruido.

La obediencia generalmente se expresa en términos de probabilidad como la relación que existe entre las fallas detectadas y producidas para una relación señal a ruido (S/R) dada.

$$P_o (S/R) = \frac{\text{Número de fallas perdidas}}{\text{Número de fallas producidas}}$$

SEGURIDAD

Representa la capacidad que tiene un Equipo de Teleprotección de permanecer inmune a la acción del ruido presente en el canal de comunicación.

Normalmente se expresa en términos de probabilidad como la relación que existe entre las acciones de disparo falsas recibidas y un determinado número de ráfagas de ruido simuladas experimentalmente.

$$Ps = \frac{\text{Núm. de órdenes falsas recibidas}}{\text{Núm. de ráfagas de ruido simuladas}}$$

Otro de los factores que hay que tomar en cuenta por su importancia es el intervalo de tiempo que requiere un Sistema de Teleprotección en actuar y tomar las medidas necesarias cuando llega a presentarse una falla sobre el Sistema de Potencia.

Para determinar aproximadamente el tiempo en que se lleva a cabo el disparo de un Sistema de Teleprotección, hay que considerar primero el tiempo de actuación de cada uno de los elementos que intervienen directamente en el proceso, los cuales van desde relevadores, equipos terminales para transmisión y recepción de señales de Teleprotección hasta el mismo enlace y vía de comunicación.

Por esta razón se ha tenido que dividir el Tiempo de Operación de un Sistema de Teleprotección básicamente en tres etapas, siendo estas:

TIEMPO DE DETECCION

Es el tiempo que transcurre desde que se inicia una falla sobre la Red de Potencia, hasta que ésta se detecta por medio de la - apertura o cierre de un relevador (relevador de detección) en - uno de los extremos de la sección de línea protegida.

TIEMPO DE TRANSMISION

Es el tiempo que les toma a los equipos terminales de Teleprotección en un sección de línea, en censar, evaluar y tomar las medidas necesarias frente a la presencia de una falla o alguna - condición anormal.

Así, el tiempo de transmisión se encuentra considerado desde - la apertura o cierre del relevador de detección del transmisor del equipo colocado en uno de los extremos de la sección de línea protegida, hasta que después de llevarse a cabo el inter-cambio de información entre ambos equipos terminales, se origina la apertura o cierre del relevador de actuación del receptor del equipo localizado en el extremo opuesto de esta sección.

El tiempo de transmisión incluye pues el tiempo propio que requieren los equipos de teleprotección, debido a sus características de diseño, en transmitir, recibir y evaluar la información correspondiente cuando el sistema se encuentra bajo condiciones de falla. (El tiempo de transmisión nominal es el tiempo propio del equipo sin considerar el ruido presente y el retardo producido en el canal).

TIEMPO DE EJECUCION

Es el tiempo que transcurre desde la apertura o cierre del relevador de actuación en uno de los extremos de una sección de línea protegida hasta que se inicia la apertura de los seccionadores de línea.

De acuerdo con los objetivos que se persiguen en este trabajo el Tiempo de Transmisión es el que representa mayor importancia debido a que se encuentra más íntimamente relacionado tanto con el diseño como con las características de operación de los equipos dedicados a Teleprotección.

En la figura 1.10 se muestra la representación gráfica de cada uno de los tiempos que intervienen en el proceso de Teleprotección.

Resulta importante recalcar el hecho de que para lograr el diseño de un Sistema de Teleprotección altamente confiable, hay que tomar en cuenta la estrecha relación que existe entre los factores característicos de operación, principalmente los que se encuentran relacionados al comportamiento de los equipos terminales de Teleprotección, como son la Obediencia, Seguridad y Tiempo de Transmisión.

Estos factores interactúan de tal manera que no se puede llegar a tener el máximo de uno de ellos sin afectar al menos -- uno de los otros dos restantes. De una u otra forma siempre existirá un compromiso entre cada uno de estos factores, y a su vez este compromiso dependerá de las características y necesidades que presenta el Sistema de Potencia para su debida protección.

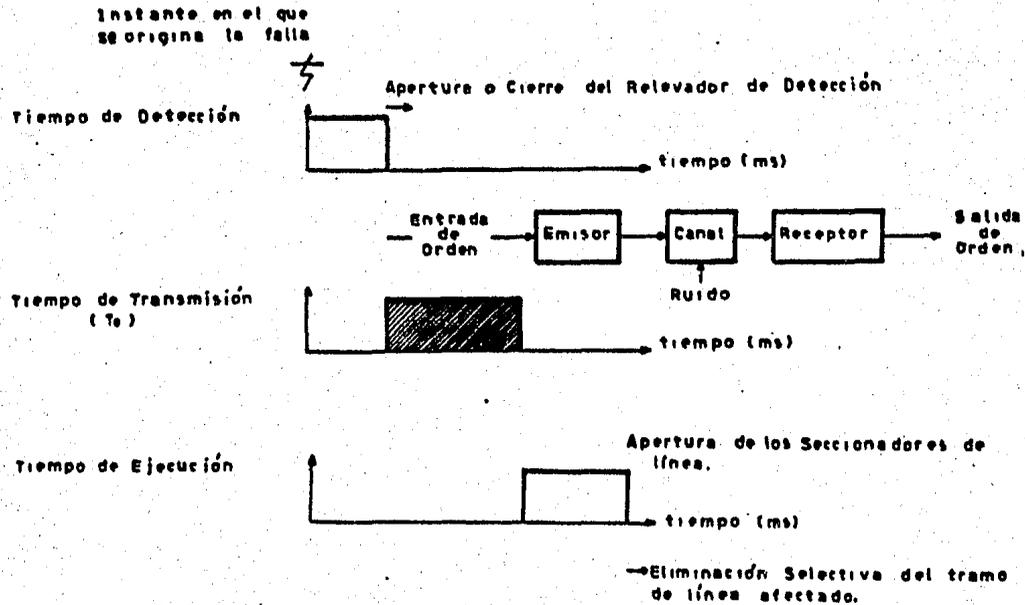


FIG. 1.10 REPRESENTACION GRAFICA DE LOS TIEMPOS INVOLUCRADOS EN EL PROCESO DE TELEPROTECCION.

1.4 UTILIZACION DEL SISTEMA DE COMUNICACION OPLAT.

La confiabilidad de un sistema de protección depende en gran parte de la confiabilidad del enlace de comunicación.

Esta situación ha obligado a que los enlaces de comunicación empleados para propósitos de protección requieran una confiabilidad más alta que los enlaces utilizados normalmente para propósitos de comunicación de voz y datos.

Entre los diferentes medios de comunicación que existen para proporcionar el sistema, destacan por su importancia los siguientes:

- a) ONDAS PORTADORAS POR LINEAS DE ALTA TENSION (OPLAT)
- b) CANAL PORTADOR (CABLE TELEFONICO, ETC.)
- c) MICRO-ONDAS
- d) CABLE PILOTO
- e) FIBRA OPTICA

La elección y empleo de un determinado enlace de comunicación está en función de sus características, disponibilidad, capacidades y limitaciones. Para ello, siempre es recomendable tomar en consideración los siguientes factores:

- El método de señalización.
- El tipo de sistema de telecomunicación y sus propiedades, tales como:
 - La distancia para la cual es destinada
 - El tiempo de transmisión
 - Los anchos de banda típicos
- Interferencia y ruido
- Confiabilidad
- Normas y recomendaciones

En nuestro país actualmente el sistema de comunicación que - da mayor soporte dentro de las instalaciones del sector eléctrico a los equipos de teleprotección por comparación de fase, es el sistema de ondas portadoras por líneas de alta tensión OPLAT puesto que es el medio a proteger.

Este sistema utiliza las líneas de transmisión de energía -- eléctrica para la propagación de señales de alta frecuencia, mediante equipos de acoplamiento y sintonización adecuados.

El principio de operación está basado en la modulación de información específica sobre frecuencias portadoras dentro de una banda nominal localizada entre 30 y 500 KHz. La modulación se realiza en amplitud y la información se transmite en banda lateral única (BLU); lo cual permite un aprovechamiento mayor del espectro. El esquema básico de este sistema se muestra en la fig. 1.11.

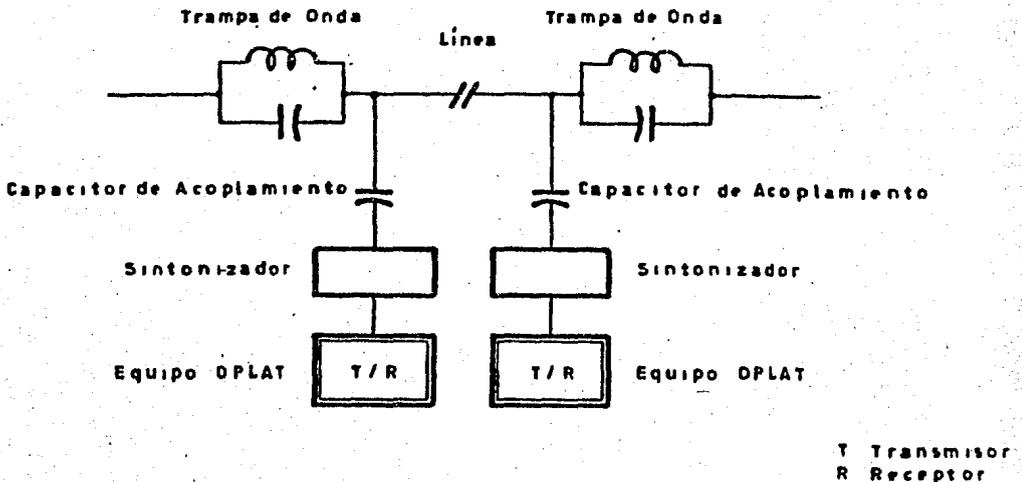


FIG. 1.11 ESQUEMA BASICO DEL SISTEMA DE COMUNICACION OPLAT

El Sistema OPLAT presenta las siguientes ventajas:

- Es un medio económico cuando se necesitan pocos canales a través de grandes distancias.
- Muy alta confiabilidad, como resultado de la robustez de las líneas de transmisión.
- Niveles de atenuación reducidos y relativamente constantes bajo condiciones atmosféricas normales, por lo que no necesitan repetidores para la transmisión a distancias considerables.
- Bajo costo de mantenimiento.
- La confiabilidad y la eficiencia de los equipos de comunicación permite que el Sistema OPLAT se destine a aplicaciones tales como la Teleprotección de alta velocidad.
- Involucra el medio que se trata de proteger.

Sin embargo, este sistema presenta ciertas desventajas que se acentúan a medida que se incrementa el tamaño y la complejidad de la red de energía, estas son:

- Susceptibilidad al ruido producido por la línea de alta tensión.
- Espectro en frecuencia reducido, por lo que es necesario aplicar métodos de asignación de frecuencia refinados para evitar en lo posible, la interferencia entre Sistemas OPLAT y otros servicios tales como radionavegación marítima y -- aeronáutica.

Los equipos de teleprotección pueden compartir un canal en el sistema OPLAT junto con otros servicios, o pueden requerir un canal completo de señalización. La elección dependerá de la seguridad requerida, del tiempo de operación y de las consideraciones económicas sujetas a la disponibilidad de ancho de banda.

En México, los sistemas de comunicación OPLAT aplicados en las instalaciones eléctricas operan dentro de un ancho de banda comprendido entre 30 y 500 KHz. Prácticamente, esta situación ocasiona la utilización de un espectro relativamente reducido. Sin embargo, este espectro está dividido en canales normalizados por la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) de 4 KHz y 2.5 KHz de ancho de banda.

CAPITULO II

ESPECIFICACIONES Y MODELO BASICO DE UN EQUIPO DE TELEPROTECCION POR COMPARACION DE FASE

INTRODUCCION

Los conceptos tratados en el capitulo anterior establecen las bases fundamentales para el desarrollo del prototipo de Teleprotección. En general, se han analizado los esquemas y formas en que estos --- equipos interactúan con el Sistema de Comunicación OPLAT y con las protecciones mismas del Sistema Eléctrico.

Para el objetivo del trabajo, existen ciertos lineamientos y requisitos de diseño que deben satisfacerse.

En este capítulo se establecen las especificaciones técnicas que se deben presentar en el prototipo. En la última sección se exponen -- los diagramas a bloques de las etapas de transmisión y recepción -- respectivamente, y se describe el funcionamiento general de cada -- una de ellas.

2.1 OBJETIVOS Y NECESIDADES

El objetivo principal de esta tesis es desarrollar un prototipo de laboratorio de un Sistema de Teleprotección por comparación de fase. El diseño debe ser compatible al prototipo de teleprotección por conmutación de tonos y al equipo de comunicación de ondas portadoras por líneas de alta tensión. (OPLAT), además de cumplir con las normas y necesidades establecidas por la Comisión Federal de Electricidad (CFE).

Actualmente la CFE emplea dentro de sus instalaciones de potencia, equipos de teleprotección de fabricación extranjera y como ejemplo se mencionan los siguientes:

EQUIPO	NS - 26	(GENERAL ELECTRIC)
	NS - 71	(GENERAL ELECTRIC)
	PRO-GUARD	(GENERAL ELECTRIC)

La diferencia principal entre estos tres modelos de equipos es el tipo de modulación y el método de transmisión.

Cada equipo está constituido principalmente de un transmisor y un receptor, hay entradas y salidas tanto de señal como de protección, se conectan directamente a las terminales respectivas del sistema de comunicación OPLAT y a las protecciones asociadas.

Las metas de la realización de este prototipo son las siguientes:

- a) Permitir establecer lineamientos para producir equipos de teleprotección.
- b) Diseñar un sistema transferible a la industria.
- c) Proporcionar un equipo versátil para dedicarlo a diferentes aplicaciones.

2.2 ESPECIFICACIONES

Las especificaciones del prototipo fueron establecidas de acuerdo a los siguientes parámetros:

- a) El análisis de las características técnicas de los equipos empleados en el campo.
- b) Los requerimientos establecidos por la CFE.
- c) Las normas y recomendaciones internacionales en el tema.
- d) Compatibilidad del diseño con el equipo de teleprotección por conmutación de tonos desarrollado en el IIE.

Fundamentalmente, el prototipo debe cumplir con ciertos lineamientos que están en función tanto de los esquemas de protección utilizados en las instalaciones de potencia de la CFE, como del medio de comunicación asociado.

En lo que respecta a las normas sobre sistemas de teleprotección, la información técnica más importante está basada en el reporte de grupo de los Comités 34 y 35 de la Conferencia Internacional sobre Sistemas Eléctricos de Alta Tensión --- (CIGRE). Sin embargo, como estos equipos generalmente están asociados a los equipos de Telecomunicación, existen algunas recomendaciones referentes a la aplicación que se ofrecen en algunos sistemas de comunicación; como sucede con el sistema OPLAT. En este caso, la información respectiva se encuentra en las publicaciones 495, 663, y recomendaciones del Comité Técnico No. 57 de la Comisión Electrotécnica Internacional - (IEC).

Considerando los aspectos anteriores se define lo siguiente:

El prototipo debe estar formado de una etapa transmisora y una etapa receptora. Además, debe proveer al menos dos frecuencias de audio espaciadas dentro de la banda de un canal de transmisión de 2.5 KHz. A nivel sistema, sus características de operación deben ser las más adecuadas para ofrecer el mejor servicio.

ESPECIFICACIONES GENERALES PARA EL DESARROLLO DE UN EQUIPO DE TELEPROTECCION

ESPECIFICACIONES AMBIENTALES

Rango de temperatura - 5°C a + 55°C

SISTEMA

- Frecuencias
 - Cambio alto 2580 Hz
 - Cambio bajo 1600 Hz
 - Llaveo 60 Hz de línea
 - Reposo tono continuo de 1600 Hz
- Llaveo de tonos constantes, tanto en condiciones normales como anormales de la línea.
- Ancho de banda efectivo 980 Hz
- Tiempo de transmisión con SCR ó transistor 4 m.seg.
- Alarmas

Ausencia de señal (corte la línea de transmisión) permite disparo.

Bajo voltaje en el suministro de potencia.

Estado del canal (Relación S/R).

TRANSMISOR

Entrada de señal cuadrada	nivel lógico (0-5V, 20 ma)
Nivel de transmisión de salida	-25dBm a + 5 dBm
Impedancia de salida	600 Ω
Estabilidad de frecuencia	+/- .01%
Estabilidad de magnitud entre tonos	+/- 1dB

RECEPTOR

Nivel de recepción	-20 dBm a + 10 dBm
Impedancia de entrada	600 Ω
Salida de señal cuadrada y orden	nivel lógico (0-5V, 20 ma)

SALIDA PARA ALARMAS

Niveles lógicos (0-5V, 20 ma)

LOGICA

Para aplicaciones específicas de comparación de fase, cuando es aplicado a sistemas de onda portadora en líneas de alta tensión (OPLAT) en banda lateral única (BLU).

2.3 ESTRUCTURA GENERAL

En esta sección se exponen los diagramas a bloques correspondientes al transmisor y receptor del prototipo de teleprotección.

El diseño está basado en la filosofía utilizada por los equipos de Teleprotección mencionados anteriormente, tomando en cuenta las especificaciones particulares del prototipo. En general la operación se concreta a las siguientes funciones:

El transmisor recibe una señal cuadrada de 60 Hz, continuamente desde el dispositivo de protección, la cual es modulada por conmutación de tonos, para ser transmitida al extremo distante de la línea. El receptor debe detectar y validar la señal recibida, para efectuar un disparo de los relevadores de protección, en caso de que se presente alguna falla "interna" al tramo de línea protegido.

En la transmisión, las señales pueden ser distorsionadas por efecto del ruido, por lo tanto el receptor debe cuantizar la validez de una falla, por medio de una lógica de recepción de señales por comparación de fase.

Si por alguna causa se presenta un corte total de la línea de transmisión, el receptor debe ser capaz de detectarlo y efectuar un disparo para separar inmediatamente el tramo de línea afectada.

2.3.1 TRANSMISOR

La estructura general del transmisor consta principalmente de las siguientes etapas, que se muestran en la fig. 2.1.

- *1) Circuito acondicionador de polaridad y nivel de la señal cuadrada.
- *2) Alarma de pérdida de señal cuadrada.
- 3) Oscilador a base de cristal.
- 4) Circuito acondicionador de señales de comando.
- 5) Circuito generador de tonos.
- 6) Alarma del transmisor.
- 7) Módulo de atenuación.
- 8) Módulo de salida.

* Estas etapas fueron diseñadas especialmente para esta aplicación, las etapas restantes se desarrollaron como parte de otra tesis.

El principio de operación se lleva a cabo a través de la manipulación de dos tonos, por medio de la señal que contiene la información de fase local (señal cuadrada) que se suministra al circuito transmisor.

Es importante hacer notar que de los 2 tonos posibles solo uno de ellos puede ser transmitido a la vez.

Por las características de diseño, el transmisor puede ser programado para generar un gran número de frecuencias moduladas. El uso de ciertas frecuencias es en base al ancho de banda disponible para teleprotección y tratando de evitar al máximo el traslape de armónicos en los filtros detectores de tonos en el receptor.

Para determinar el tono requerido, el diseño del transmisor está provisto de 2 entradas que pueden ser operadas mediante niveles lógicos TTL; de esta manera se puede programar la -- frecuencia de transmisión.

El nivel de transmisión puede ser determinado manualmente -- por un atenuador variable dentro de dos rangos distintos. Satisfaciendo de esta manera lo estipulado en las especificaciones.

Cuando la señal cuadrada no es suministrada, el circuito detecta ésta anomalía e indica mediante una alarma, la pérdida del suministro de señal cuadrada.

El transmisor también cuenta con un circuito de supervisión que indica mediante una alarma visual, el funcionamiento incorrecto de este.

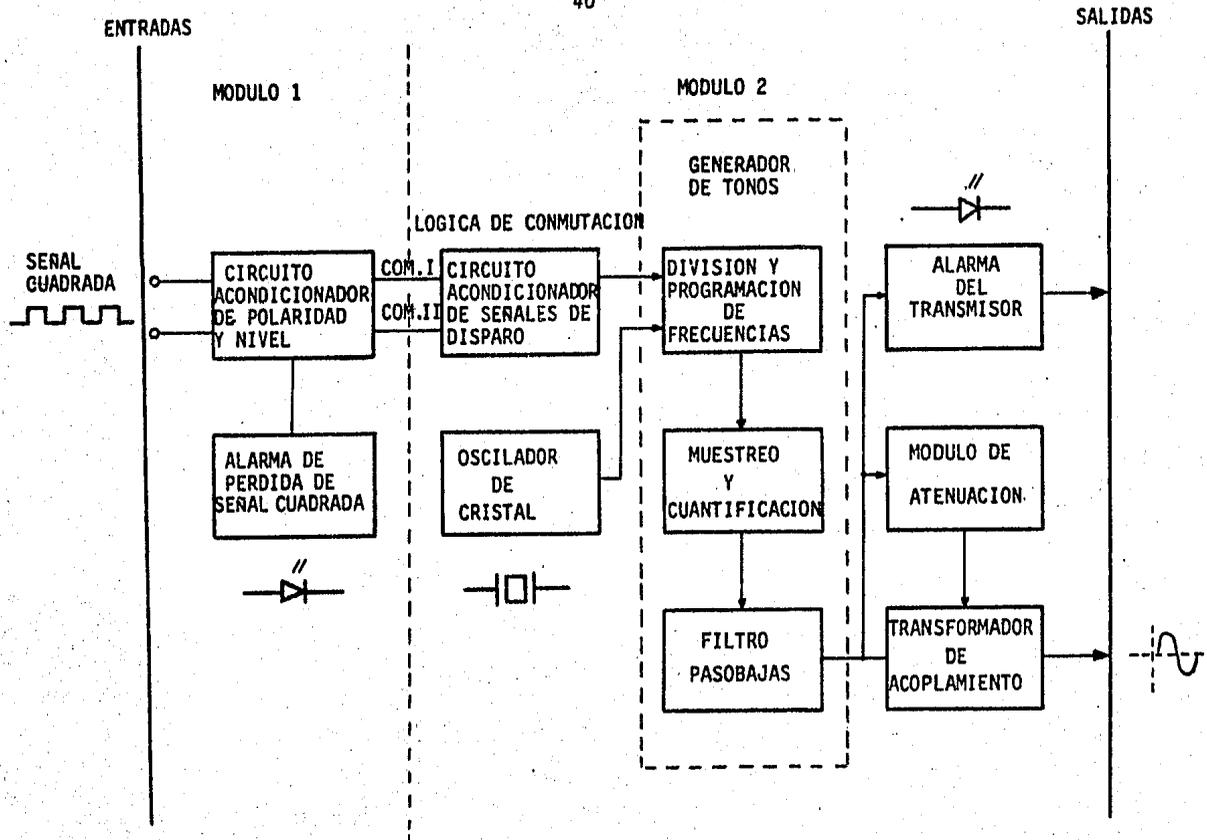


FIG. 2.1 DIAGRAMA FUNCIONAL A BLOQUES DEL DISEÑO DE LA ETAPA TRANSMISORA

2.3.2 RECEPTOR

La estructura general del receptor consta de las siguientes etapas, que se muestran en la fig. 2.2.

- 1) Circuito de entrada
- 2) Filtro de canal
- 3) Amplificador limitador
- 4) Filtro de selección de frecuencias
- *5) Detector de señal cuadrada
- *6) Detector de S/R
- *7) Lógica digital de evaluación de S/R
- *8) Lógica digital de evaluación de salida por comparación de fase.

* Estas etapas fueron diseñadas para esta aplicación, las -- etapas anteriores se desarrollaron como parte de otra tesis.

Las señales provenientes del canal de transmisión son acondicionadas por el circuito de entrada, a los niveles requeridos por el receptor. Luego un filtro de canal (1920 Hz) restringe la banda de frecuencias reservada para teleprotecciones.

Las señales recibidas en este ancho de banda son alimentadas a un amplificador limitador que regula las variaciones de amplitud a un nivel constante.

Posteriormente tres filtros pasa banda sintonizados a las -- frecuencias de transmisión separan el tono que en ese instante se encuentre presente en el receptor.

Los dos tonos recibidos equivalen a un estado específico de la señal cuadrada (bajo o alto), los cuales son rectificadas para obtener un nivel de C.D.

Uno de los dos tonos en forma continua indica reposo del sistema.

Los niveles detectados son sumados para reconstruir la señal cuadrada, presente en el extremo alejado de la línea.

Por otro lado por medio de los dos tonos detectados se realiza la evaluación del nivel de la relación S/R recibida.

Finalmente la señal cuadrada resultante es evaluada y validada por medio de una lógica digital en función de los parámetros del receptor (S/R, ausencia de señal). Dando así un condicionamiento para la salida de la señal cuadrada recibida, la cual es enviada al dispositivo de protección por comparación de fase (comparador), el cual define la diferencia de fases entre la señal recibida y la señal local. Tomando la decisión de reposo o disparo de los seccionadores de línea.

En caso de un corte de la línea, éste es detectado por la existencia de ausencia de señal, que ordena un disparo de los dispositivos de protección.

El receptor también ofrece salidas directas de los parámetros de evaluación (S/R, ausencia de señal) o simplemente, falla en el canal que involucra cualquiera de los parámetros mencionados. Cuando la S/R es muy baja, la salida de señal cuadrada es restringida para evitar un falso disparo de la línea protegida por exceso de ruido en la línea.

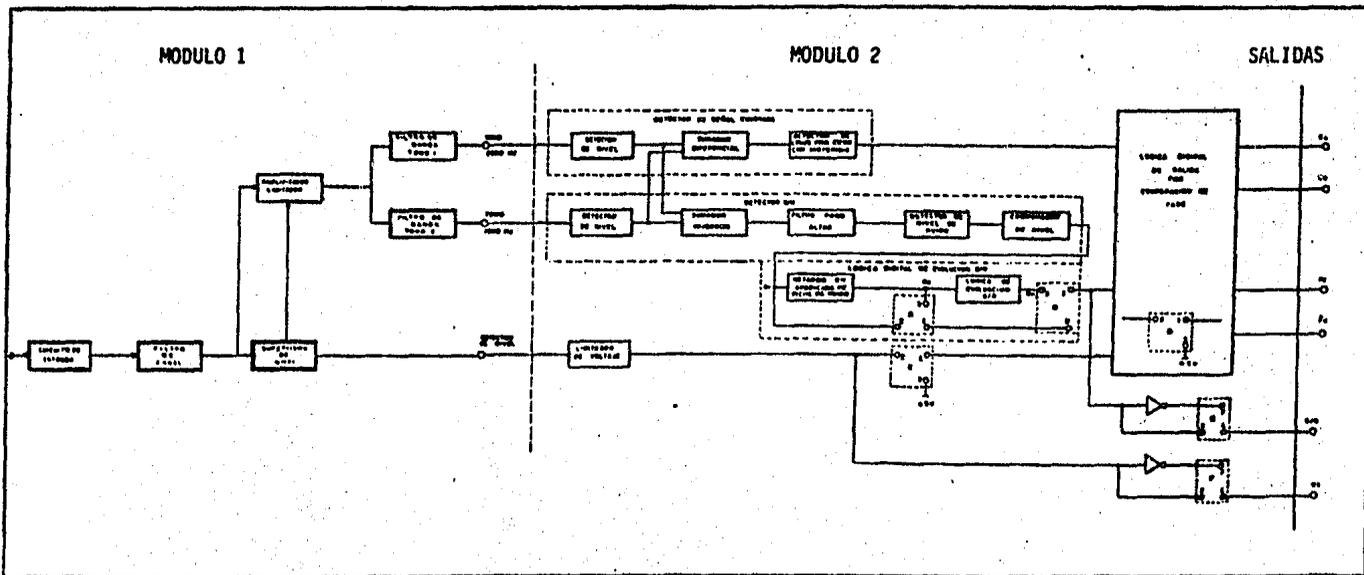


FIG. 2.2 DIAGRAMA FUNCIONAL A BLOQUES DEL DISEÑO DE LA ETAPA DE RECEPCION.

CAPITULO III

DISEÑO DEL TRANSMISOR

INTRODUCCION

El transmisor es la etapa del equipo que tiene la función de generar los tonos de señalización del sistema de teleprotección, - al extremo remoto, en función de una señal de comando (señal cuadrada) proveniente del sistema de protección local. La señalización por tonos es enviada a través del equipo de comunicación -- OPLAT, al canal de transmisión, para ser evaluada en el extremo -- distante de la línea protegida.

El capítulo comprende el diseño a detalle de las partes que se - desarrollaron exclusivamente para la aplicación por comparación de fase.

- Circuito acondicionador de polaridad y nivel.
- Lógica de conmutación de frecuencias
- Alarma de pérdida de señal cuadrada
- Diagrama complementario

Además de una breve descripción de cada una de las etapas que -- forman el diseño del transmisor, desarrollado para las telepro-- tecciones por conmutación de tonos.

- Oscilador a base de cristal
- Circuito acondicionador de señales de comando
- Circuito generador de tonos
- Circuito de división y programación de frecuencias
- Circuito de muestreo y cuantificación
- Filtro paso bajas
- Alarma del transmisor
- Módulo de atenuación
- Módulo de salida
- Diagramas del transmisor

3.1 MODULO 1

Diseño a detalle de las partes que se desarrollaron exclusivamente para la aplicación por comparación de fase.

3.1.1 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE POLARIDAD Y NIVEL DE SEÑAL CUADRADA

La señal que contiene la información de la fase en el extremo de detección y que sirve de alimentación a la entrada del circuito transmisor, tiene las siguientes características:

- Señal cuadrada
- Frecuencia aproximada a 60 Hz de línea
- Voltaje de suministro de 0-5VCD (20 ma)

Puesto que esta señal es externa al equipo transmisor y no se tiene un control a variaciones de polaridad y nivel, se pensó en la necesidad de diseñar un circuito que proteja al equipo de una falsa operación del sistema de protección como se muestra en la figura 3.1.

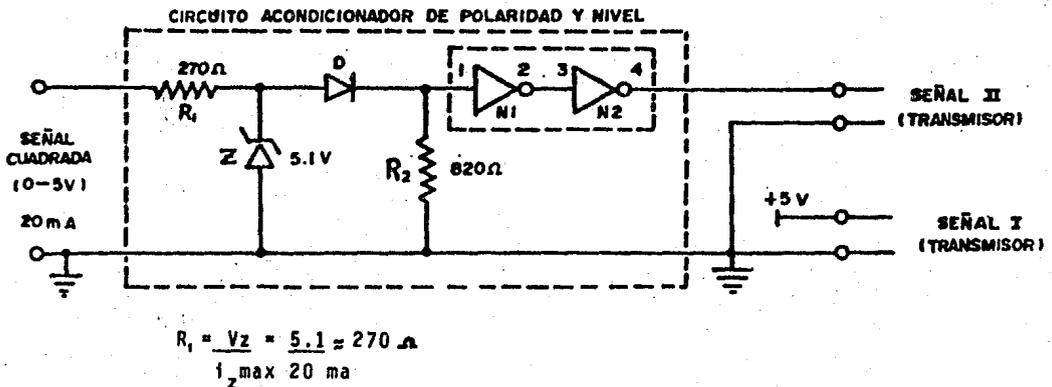


FIG. 3.1 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE POLARIDAD Y NIVEL.

CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO

Quando existe un aumento en el nivel de voltaje de la señal cuadrada, el diodo regulador de voltaje Z lo mantiene a un nivel constante de 0-5 VCD.

En el caso de una inversión de polaridad en la señal cuadrada, el diodo D se polariza en sentido inverso desconectándose la señal a la lógica de conmutación posterior. Al mismo tiempo que el diodo Z se polariza en sentido directo a tierra, evitándose así una acción indeseada al circuito transmisor o una falsa operación del sistema. Esta acción se detecta en el extremo remoto como un estado de reposo del transmisor.

Además se produce una indicación visual local, definida como una alarma por pérdida de señal cuadrada.

3.1.2 LOGICA DE CONMUTACION DE FRECUENCIAS DEL TRANSMISOR.

El funcionamiento del transmisor está diseñado de tal forma que por medio de una lógica digital de combinaciones de polarización, se generen 4 diferentes frecuencias de señalización como se muestra en la tabla 3.2.

SEÑAL I	SEÑAL II	FRECUENCIA GENERADA
0	0	1100
0	1	2100
1	0	1600
1	1	2580

TABLA 3.2

Tomando en cuenta este antecedente se definió que el transmisor funcionara como modulador por tonos de la señal cuadrada llaveandola en dos frecuencias, donde un cambio de frecuencia alta se presenta cuando el pulso es positivo y un cambio bajo cuando se presenta un nivel cero, como se muestra en la figura 3.3.

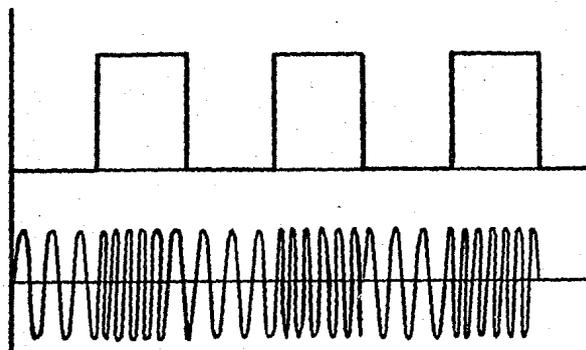


FIGURA 3.3. CONMUTACION DE TONOS

La selección de frecuencias se realizó en función a varios parámetros; ancho de banda del canal de teleprotección, a las especificaciones de otros equipos (PRO-GUARD-T40) y a la necesidad de obtener una mínima interferencia por efecto de los armónicos de los tonos base, al momento de realizar la demodulación en el receptor. Por lo tanto se concluyó que las frecuencias más convenientes para modular la señal cuadrada serían 1600 Hz y 2580 Hz con un ancho de banda efectivo de 980 Hz.

Cuando el sistema se encuentra en reposo, se transmite al tono de 1600 Hz en forma continua.

Por lo tanto la lógica de conmutación para generación de frecuencias se construyó conforme las gráficas de la fig. 3.4 - por medio de dos compuertas TTL "inversoras" que funcionan - además, como acoplamiento "BUFFER" al transmisor.

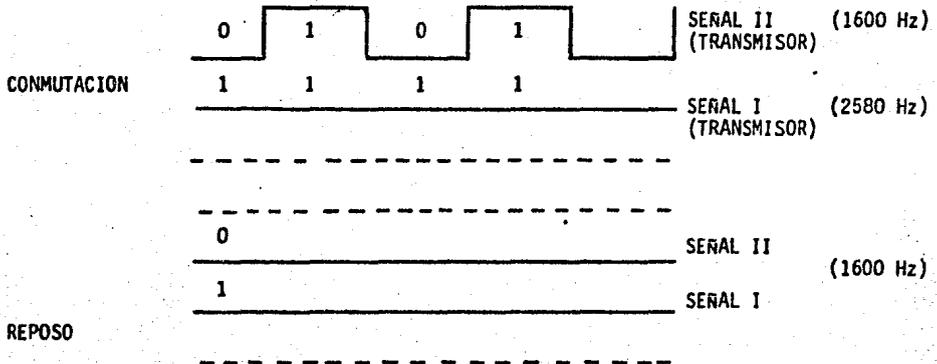


FIGURA 3.4 LOGICA DE ACOPLAMIENTO AL TRANSMISOR PARA GENERACION DE TONOS

3.1.3 CIRCUITO DE ALARMA DE PERDIDA DE SEÑAL CUADRADA

Este circuito de alarma detecta una desaparición de la señal cuadrada a la entrada del transmisor para indicar en forma visual la aparición de esta falla.

Su construcción está basada en un multivibrador monoestable redispensible contenido en un circuito integrado de tecnología TTL, la figura 3.5 muestra la configuración utilizada en el diseño.

El principio de operación del circuito está fundamentado en la acción de mantener en condiciones de redisparo al monoestable cuando se encuentra presente la señal cuadrada.

Para que esto resulte factible, hay que considerar que el tiempo de duración del pulso de reloj del monoestable debe ser mayor o igual al periodo de la frecuencia en la señal cuadrada (60 Hz).

De acuerdo a lo anterior se deduce:

$$T (60 \text{ Hz}) = 16.66 \text{ mseg}$$

Proponiendo un valor de $TW = 20 \text{ mseg}$ y en base a las especificaciones del diseño del fabricante, se tiene que:

$$TW = 0.28 \text{ Cext} \cdot Rt + 0.7$$

donde Rt en Kohmios

$Cext$ en picroforadios

Tw en nano segundos

$$\text{si } Cext = 3.3 \text{ uf} = 3.3 \times 10^6 \text{ Pf}$$

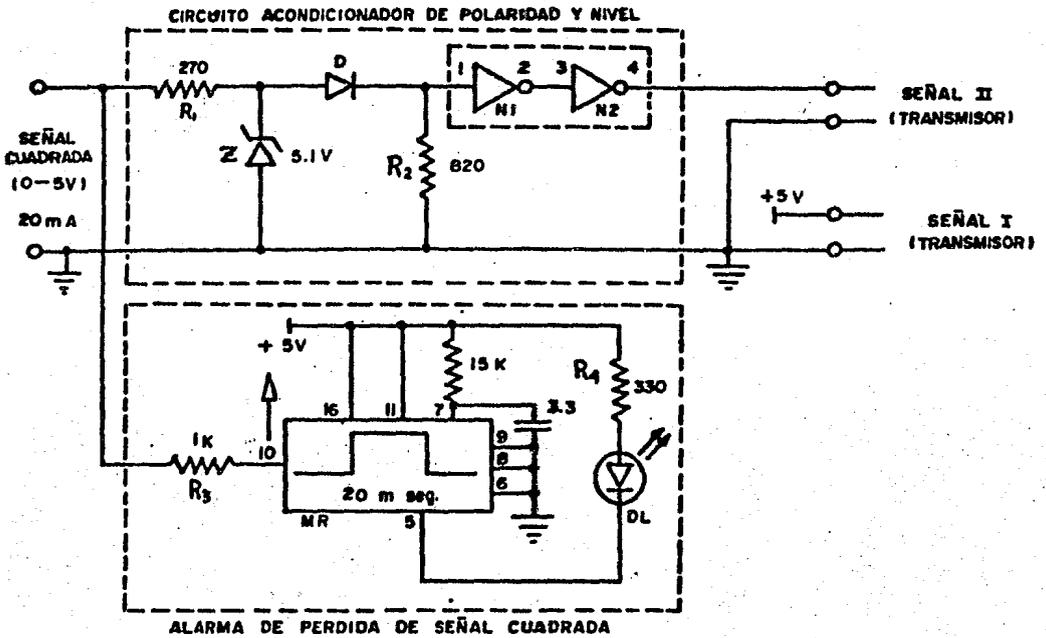
$$Rt = \frac{Tw}{0.28 \text{ Cext}} - 0.7$$

Sustituyendo valores se obtiene que:

$$Rt \approx 15 \text{ K}\Omega$$

**CIRCUITO DEL MODULO COMPLEMENTARIO AL
TRANSMISOR POR COMPARACION DE FASE**

MODULO 1



**RESISTENCIAS EN OHMS
CAPACITOR EN μ F**

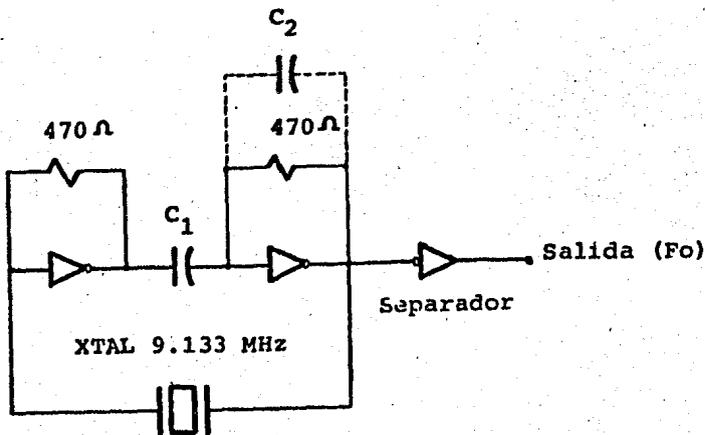
INTEGRADO	NOMENCLATURA	CODIGO
1	N1, N2	SN 7404
2	MR	SN74LS123

3.2 BREVE DESCRIPCION DE LAS PARTES QUE COMPONEN EL CIRCUITO TRANSMISOR "MODULO 2"

Aunque el diseño de esta parte del equipo fué desarrollada - en otra tesis, es importante dar un panorama general de su -- funcionamiento para entender más claramente el acoplamiento de los módulos y el funcionamiento del equipo completo.

3.2.1 OSCILADOR A BASE DE CRISTAL

El oscilador a cristal tiene la función de suministrar la - frecuencia base de reloj, necesaria para alimentar las eta-- pas posteriores y en consecuencia la generación de tonos. El esquema básico utilizado en el diseño se muestra en la -- fig. 3.6.



Fo=Frecuencia del cristal de cuarzo

FIG. 3.6 OSCILADOR A CRISTAL

3.2.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑALES DE COMANDO

Este circuito tiene la función de proporcionar al transmisor de la lógica necesaria para que éste pueda efectuar las conmutaciones en frecuencia entre los diferentes tonos de trabajo requeridos.

El esquema básico utilizado en el diseño se muestra en la figura 3.7.

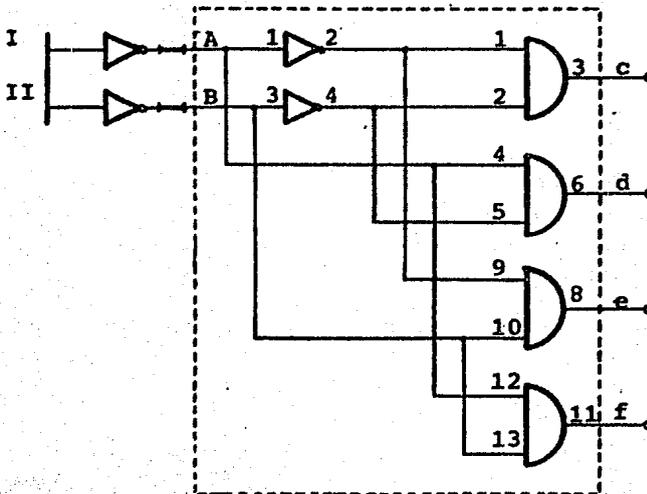


FIG. 3.7 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑALES DE DISPARO (LOGICA DE CONMUTACION)

3.2.3 CIRCUITO GENERADOR DE TONOS

El circuito generador de tonos se encarga de proporcionar - las dos señales de trabajo a partir de la frecuencia base - del oscilador a cristal.

Este circuito es en esencia la parte fundamental de la etapa de transmisión, ya que es expresamente donde se crean -- las dos señales que el transmisor debe de ofrecer a través de su salida.

La estructura del generador de tonos se encuentra constituida por tres partes principales siendo éstas:

- Circuito de División y Programación de Frecuencias
- Circuito de Muestreo y Cuantificación
- Filtro Pasobajas

En el diagrama a bloques de la Fig. 2.1 (Cap. II) se puede observar la forma en que interactúan cada una de estas partes.

CIRCUITO DE DIVISION Y PROGRAMACION DE FRECUENCIAS

Dadas las exigencias que requiere la etapa de transmisión - en cuanto a su forma de operación, el circuito de división y programación de frecuencias debe ser capaz de dividir, -- valga la redundancia, la señal procedente del oscilador a cristal a un número específico de veces, sin importar si es te factor de división es par o impar siempre y cuando sea - un número entero.

Es por esto último que en los casos en que se requiere divi dir la frecuencia base en un número tanto entero como frac- cionario de veces (lo cual resulta prácticamente imposible),

surge el concepto de error. Este error se puede llegar a -
 cuantificar y por consiguiente minimizar al grado deseado -
 tan sólo determinando debidamente la frecuencia de opera-
 ción del oscilador frecuencia base.
 La configuración utilizada en el diseño se muestra en la --
 fig. 3.8.

En el diagrama de la figura 3.9 se presenta un circuito, el
 cual tiene la función de dividir la frecuencia de la señal
 de entrada (Fin), en $Fin/3$ o en $Fin/5$, todo depende de la -
 condición aplicada en la entrada del acondicionador de se-
 ñal (AdS), ya que si $AdS = 0$ la frecuencia de la señal co-
 rresponderá a $Fin/3$ o bien si $AdS = 1$ la frecuencia de la -
 señal de salida corresponderá a $Fin/5$.

El circuito funciona de tal forma que se aprovecha el cam-
 bio continuo de estado que experimentan secuencialmente ca-
 da una de las salidas de contadores debido a la acción de -
 la señal de entrada, para habilitar o deshabilitar por cier-
 tos momentos cualquiera de las compuertas "NO-Y" del arre-
 glo lógico mostrado en la figura.

El conocimiento del estado que guardan las salidas de cada
 Flip-Flop por cada pulso de la señal de entrada, permite en
 un momento dado establecer un ciclo o ciclos de operación -
 que garantizan la división en frecuencia de la señal de en-
 trada en un predeterminado número de veces. Esto se lleva
 a cabo programando a través del arreglo lógico anteriormen-
 te citado, las salidas de la cadena de contadores que son -
 adecuadas para realizar la división deseada. En la tabla -
 de la misma figura se puede observar la relación que existe
 entre el número de veces que se requiere dividir la frecuen-
 cia de la señal de entrada dentro de la programación de las
 salidas de la cadena de división.

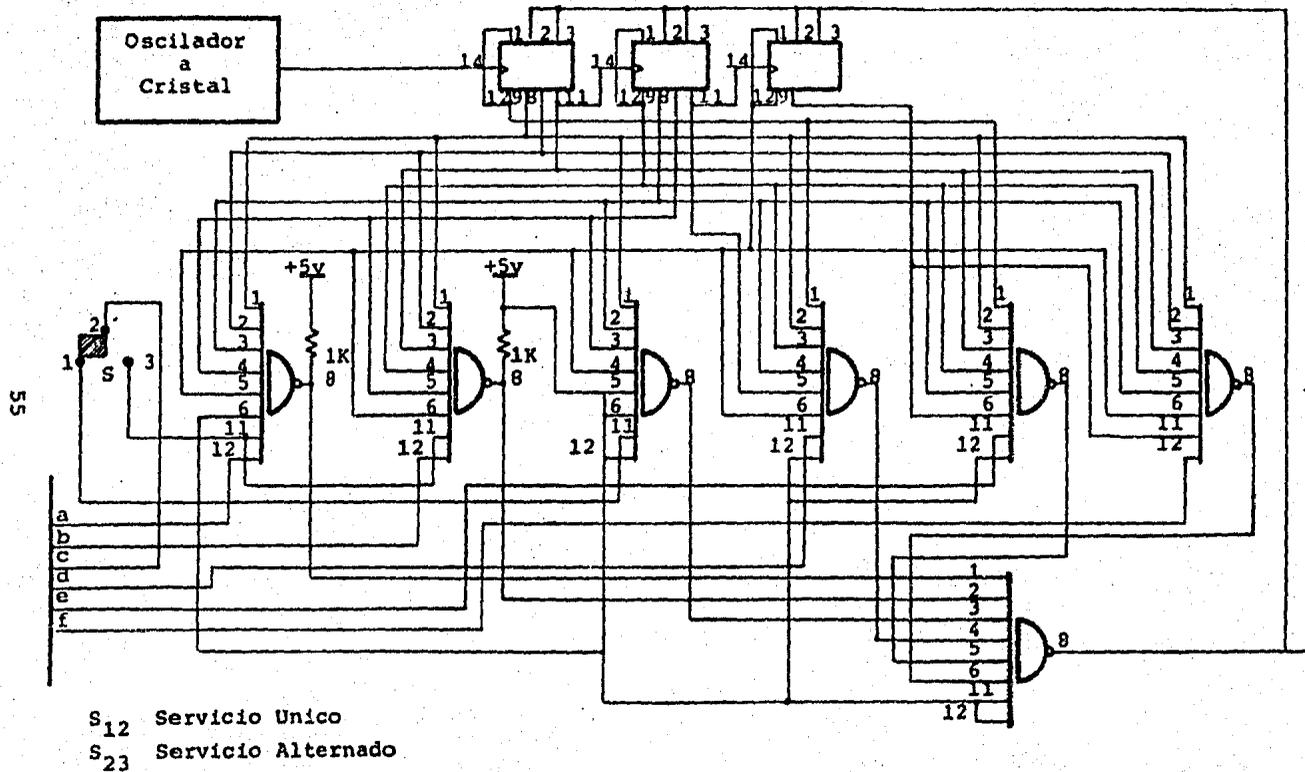
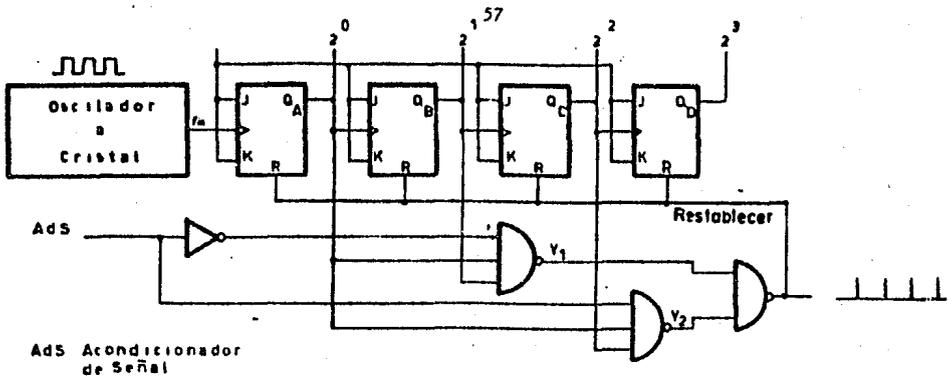


FIG. 3.8 CIRCUITO DE DIVISION Y PROGRAMACION DE FRECUENCIA



Salida	2^0	2^1	2^2	2^3
F oscilador/3	1	1	0	0
F oscilador/5	1	0	1	0

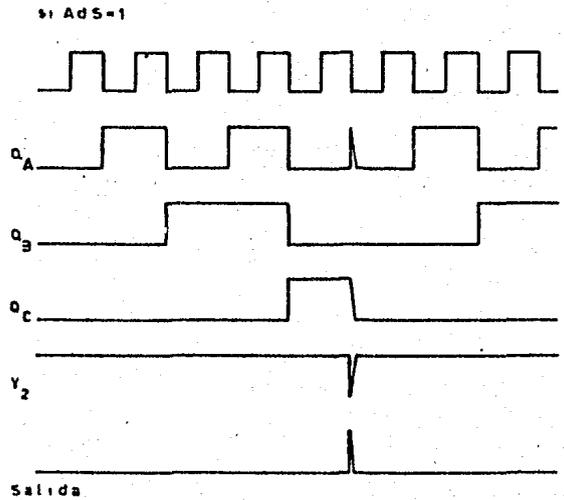
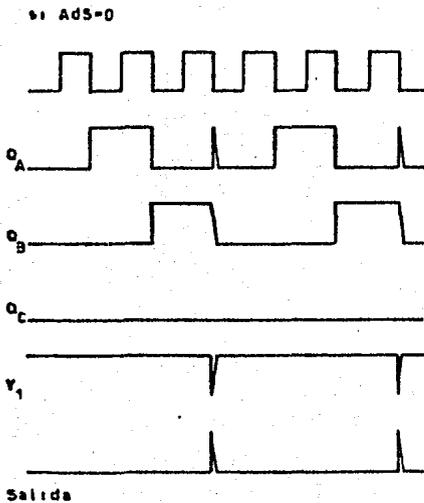


FIG. 3.9 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO DE PROGRAMACION Y DIVISION DE FRECUENCIAS.

El circuito de la figura 3.9 puede ser tan grande o tan complejo como sea necesario. En un momento dado si se requiere dividir la frecuencia de la señal de entrada en un considerable número de veces sólo basta agregar más Flip-Flops a la cadena de división del circuito e implementar el arreglo lógico adecuado.

CIRCUITO DE MUESTREO Y CUANTIFICACION

Por medio de un proceso de escalonamiento digital, el circuito de muestreo y cuantificación puede generar cuatro señales, las cuales después de ser filtradas por un circuito subsecuente, se transformarán en los cuatro tonos disponibles.

El circuito de muestreo y cuantificación está formado principalmente por un contador de década, un demultiplexor de 4 a 10 líneas, un arreglo lógico a base de compuertas "Y" de dos entradas cada una de ellas y un amplificador diferencial.

El diseño final del circuito de muestreo y cuantificación se muestra en la figura 3.10.

El circuito de muestreo y cuantificación trabaja de tal forma, que proporciona a su salida una señal la cual es una aproximación digitalizada de una onda senoidal real.

El proceso se lleva a cabo de la siguiente manera:

La entrada de reloj del contador de década es alimentada con una serie de impulsos, los cuales son proporcionados por el circuito de programación de frecuencias.

Cada una de las salidas del contador a su vez se encuentran conectadas a un demultiplexor de cuatro a diez líneas. Tal y como se puede observar en la figura 3.11, por cada diez impulsos inyectados en la entrada de reloj del contador, el demultiplexor, dado al tipo de lógica que emplea, realiza un barrido de un nivel lógico cero a través de todas sus salidas.

Tal decodificación se aprovecha para que por medio de un arreglo de cuatro compuertas lógicas tipo "Y" se realice lo que nosotros llamaremos Muestreo. Este muestreo consiste en seleccionar a través del tiempo las salidas del demultiplexor que formarán parte del ciclo tanto positivo como negativo de la onda senoidal digitalizada.

Finalmente, después de ser muestreadas cada una de las salidas del decodificador, éstas son procesadas por un amplificador diferencial. En este amplificador tales muestras son cuantificadas previo análisis, de tal manera que por medio de un proceso de escalonamiento digital se puede llegar a hacer una aproximación algo burda de una onda senoidal real.

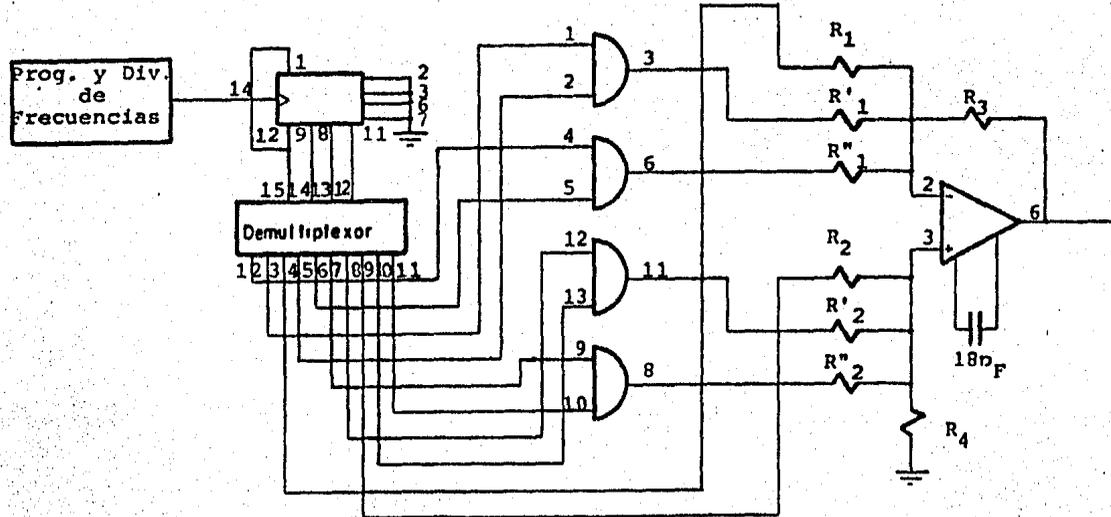
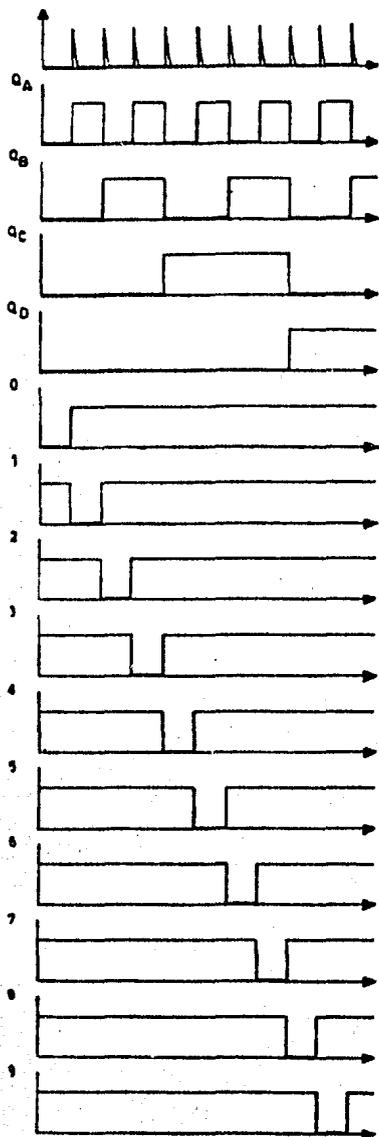


FIG. 3.10 CIRCUITO DE MUESTREO Y CUANTIFICACION.



61

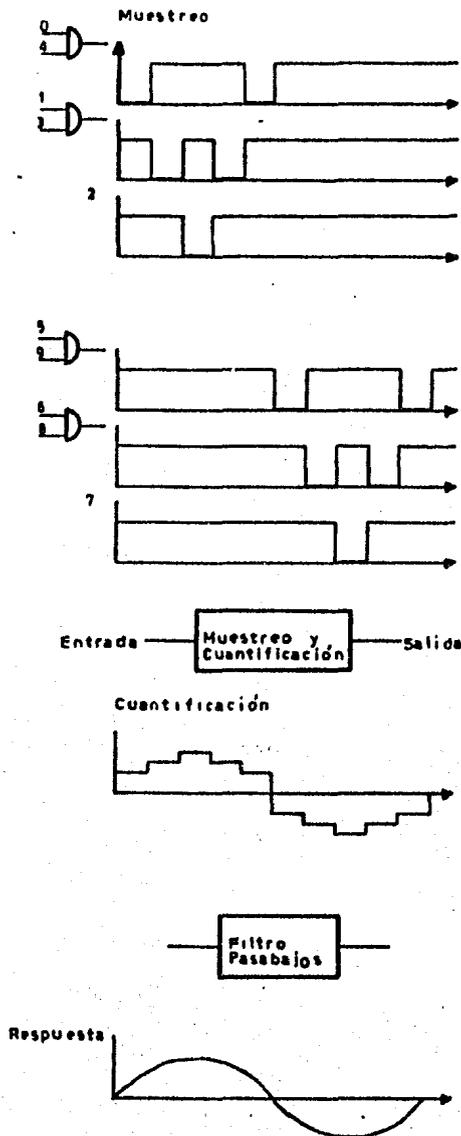


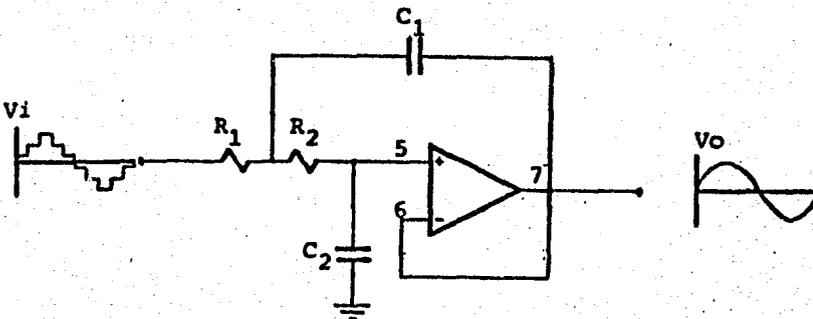
FIG. 3.11 EXPLICACION GRAFICA DEL FUNCIONAMIENTO DEL TRANSMISOR (GENERACION DE LOS TONOS)

FILTRO PASOBAJAS

Su principal función es la de eliminar el contenido armónico de alta frecuencia de la onda senoidal digitalizada.

Para satisfacer los requerimientos planteados en las especificaciones, en lo que respecta a la estabilidad de magnitud entre tonos, la cual establece que la diferencia de magnitud entre cada una de las frecuencias de trabajo no debe ser mayor a ± 1 db; fué necesario determinar qué tipo de filtro, en este caso pasobajas, satisfacía en mayor grado dichas necesidades.

Después de realizar varios experimentos con diferentes tipos de filtros pasobajas, se llegó a la conclusión de utilizar un filtro pasobajas activo RC de tipo Chebyshev de 2º orden, con 0.25 dB de rizo y con una frecuencia de corte F_c 3100 Hz. En la figura se ilustra la configuración de este tipo de filtro.



3.12 FILTRO PASOBAJAS DE 2o. ORDEN CON RETROALIMENTACION SENCILLA.

3.2.4 ALARMA DEL TRANSMISOR

La función de este circuito es la de proporcionar al transmisor la capacidad de poder detectar un mal funcionamiento por medio de una alarma visual.

El diseño está basado en el circuito de alarma de pérdida de señal cuadrada descrito detalladamente en el punto 3.1.3 del presente capítulo.

En este caso el circuito debe ser diseñado para detectar la mínima frecuencia de trabajo generada por el transmisor.

3.2.5 MODULO DE ATENUACION

Este módulo proporciona el nivel de transmisión deseado de las señales de trabajo dentro del rango preestablecido por las especificaciones.

El circuito de atenuación consta básicamente de dos etapas. La primera se encuentra constituida por un divisor de tensión con un arreglo predeterminado de resistencias y por medio del cual se puede lograr una atenuación de 10 dB.

Con la segunda etapa se puede lograr una atenuación adicional de 11 dB sobre las señales de trabajo, y se encuentra constituida por un amplificador operacional en configuración inversora como se muestra en la fig. 3.14.

El arreglo utilizado en el diseño se muestra en la figura 3.13

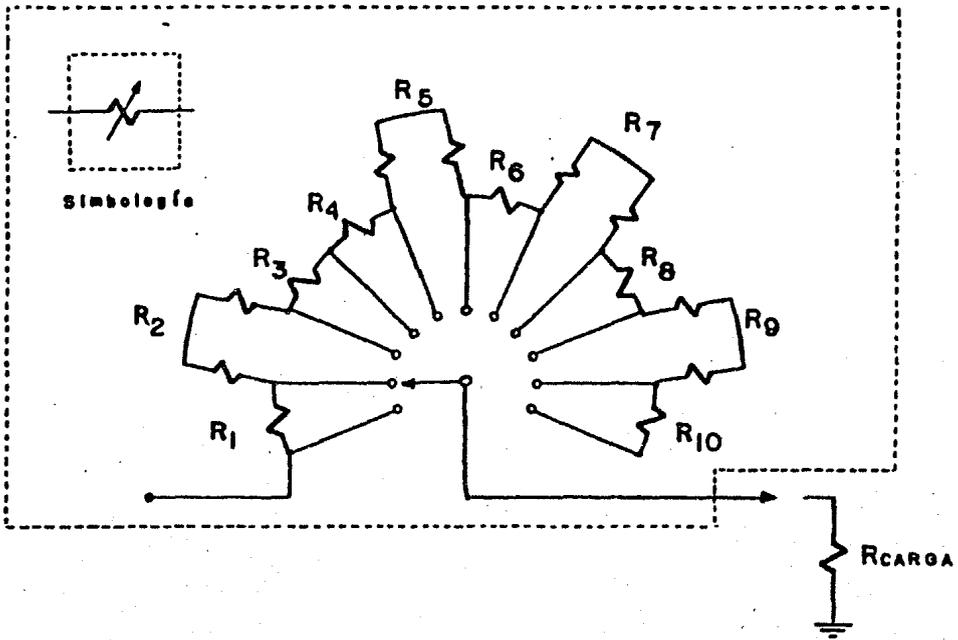


FIG. 3.13 ESTRUCTURA GENERAL DE LA RED DE ATENUACION

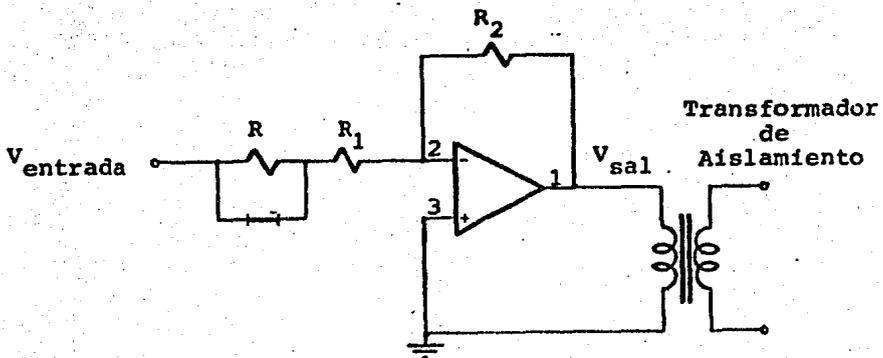


FIG. 3.14 SEGUNDA ETAPA DE ATENUACION Y SALIDA DEL TRANSMISOR

3.2.6 MODULO DE SALIDA

La función principal de esta etapa es la de proporcionar aislamiento entre el circuito de transmisión y la carga respectiva a la que estará sujeto.

Está formado básicamente por un transformador de relación 1:1 el cual, debido a las propiedades características de ambos arrollamientos (primario y secundario) presenta un acoplamiento óptimo entre la etapa de transmisión y la carga.

En este caso está representada por una impedancia nominal de 600 omhs [5], y asegura por consiguiente la máxima transferencia de potencia.

3.2.7 DIAGRAMAS GENERALES DEL TRANSMISOR

En esta sección se muestran los diagramas que componen el circuito transmisor por conmutación de tonos, estas etapas fueron reunidas en una misma tarjeta (módulo 2) del transmisor por comparación de fase.

CAPITULO IV

DISEÑO DEL RECEPTOR

INTRODUCCION

El receptor es la etapa del sistema que tiene la función de detectar y evaluar los tonos enviados por el transmisor, en función de algunos parámetros de transmisión, tales como la relación señal a ruido y el nivel de señal que afectan directamente la seguridad y obediencia del sistema.

En el punto 4.1 de este capítulo se describen los parámetros de transmisión que afectan la toma de decisión de reposo o disparo del sistema de teleprotección.

En los siguientes puntos se describen brevemente las partes del equipo que se desarrollaron en el trabajo de tesis del Prototipo por Conmutación de Tonos (Módulo 1) y las que se diseñaron especialmente para el de comparación de fase. (módulo 2).

4.2 MODULO 1

4.2.1 Circuito de entrada

4.2.2 Filtro de canal

- Filtro paso bajas
- Filtro paso altas

4.2.3 Circuito de limitación de amplitud

4.2.4 Circuito de supervisión de nivel (NS)

4.2.5 Selección de frecuencias

4.3 MODULO 2

4.3.1 Detector de señal cuadrada

- Circuitos rectificadores de señal
- Filtro paso bajas
- Circuito sumador diferencial
- Detector de cruce por cero con histéresis

4.3.2 Detector de relación de señal a ruido (S/R)

- Circuitos rectificadores y filtro paso bajas
- Sumador inversor
- Filtro paso altas
- Detector de nivel de ruido

4.3.3 Lógica digital de evaluación S/R

4.3.4 Lógica digital de salida por comparación de fase.

4.1. PARAMETROS DE TRANSMISION

En la transmisión de señales a través de un sistema de comunicación, se tienen diferentes parámetros que pueden alterar los niveles y la veracidad de la información transmitida.

Para el medio de comunicación OPLAT los factores que afectan en mayor proporción la seguridad y confiabilidad del sistema son: la relación de señal a ruido y la pérdida del nivel de señal, por lo tanto son los que se evalúan con más detalle - en esta etapa de recepción.

4.1.1 RELACION SENAL A RUIDO

El ruido presente en un sistema de comunicación, tiene características aditivas o multiplicativas a la señal de información. El ruido multiplicativo se debe a las no linealidades que se tienen en la fuente de información, lo cual no es muy probable, en tanto que el ruido aditivo es el más encontrado puesto que todos los disturbios a través del canal se suman a la señal.

Como las líneas de alta tensión prácticamente son antenas receptoras de todo tipo de señales, que para nuestra función - son ruido blanco o gaussiano, el ruido aditivo representa la limitación básica en el funcionamiento del sistema, ya que siempre estará presente.

4.1.2 NIVEL DE SENAL (NS)

El parámetro de nivel de señal nos proporciona un grado de definición de un cambio de un estado normal a uno de falla - que ocurre cuando el nivel recibido de señal es menor a - 23 dBm, que equivale a la pérdida de la señal transmitida o al corte total de la línea protegida.

Esta etapa de detección se encuentra construida en el módulo 1 del receptor.

4.2 MODULO 1

4.2.1 CIRCUITO DE ENTRADA

La función de este circuito es acondicionar la señal de entrada a los niveles de tensión y corriente requeridos por el receptor.

El bloque está compuesto por un transformador de entrada, un seguidor de voltaje, un atenuador de nivel, y un amplificador de ganancia unitaria (Fig. 4.1)

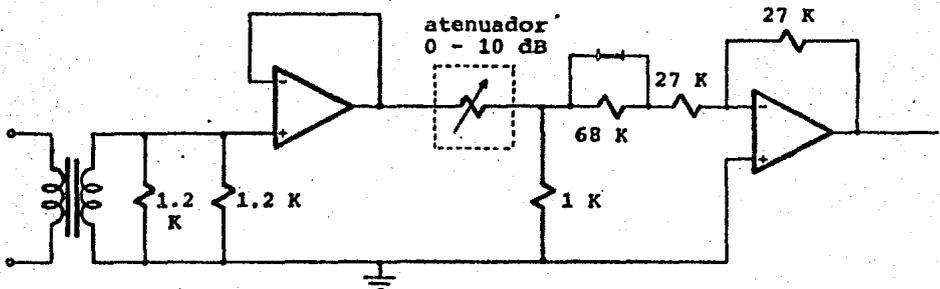


FIG. 4.1 CIRCUITO DE ENTRADA

El receptor provee una impedancia de entrada de 600 omis [5]. El acoplamiento se realiza por medio de un transformador de relación unitaria. En seguida, un amplificador operacional conectado en configuración de seguidor de voltaje acopla la señal de entrada a las condiciones requeridas por las etapas posteriores.

El atenuador adapta el punto de trabajo del amplificador limitador a las condiciones de atenuación de la vfa de comunicación. Está compuesto por un arreglo de resistencias colocadas de tal manera que con once posiciones se selecciona una atenuación que varfa de 0 a 10 dB, con 1 dB en cada paso.

Este mismo arreglo se utiliza en la etapa de salida del --- transmisor. En la última parte de esta sección se integró un circuito amplificador de ganancia unitaria para proveer el acoplamiento necesario al filtro de canal, y para producir una atenuación adicional a través de un puente disponible.

4.2.2 FILTRO DE CANAL

El ancho de banda efectivo de operación de las frecuencias utilizadas, prácticamente está especificado dentro de un margen de 1920 Hz. El objetivo del filtro de canal es atenuar o eliminar las frecuencias y ruido que se producen alrededor de este margen.



FIG. 4.2 ESQUEMA A BLOQUES DEL FILTRO DE CANAL

El esquema general de esta etapa está compuesto de dos tipos de filtros activos conectados en cascada (Fig. 4.2). Para obtener el ancho de banda deseado, se utilizó un filtro pasobajas y un filtro pasoaltos con frecuencia de corte a 3 dB. Debido a que se requieren pendientes de corte muy pronunciadas, fué necesario diseñar cada filtro de 9o. orden, con características de respuesta tipo Chebyshev. Las características generales del filtro de canal son:

Frecuencia de corte superior = 2800 Hz

Frecuencia de corte inferior = 880 Hz

A continuación se describe brevemente el diseño del filtro de canal.

FILTRO PASOBAJAS

Este filtro está constituido por tres circuitos de 3er. orden cada uno, conectados en cascada. El diagrama básico se muestra en la fig. 4.3.

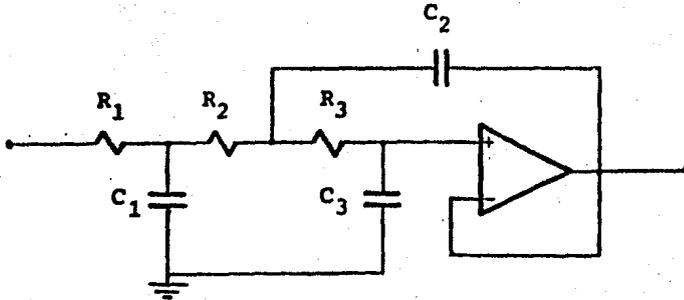


FIG. 4.3 FILTRO ACTIVO PASOBAJAS DE 3er. ORDEN.

FILTRO PASOBAJAS

Igual que el diseño anterior, el filtro pasoaltas, está -- formado por tres filtros similares de 3er. orden cada uno, conectados en cascada. El diagrama básico para una etapa se muestra en fig. 4.4.

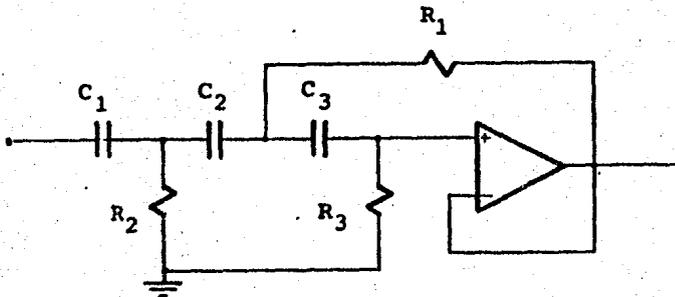


FIG. 4.4 FILTRO ACTIVO PASOALTAS DE 3er. ORDEN

Los valores de los componentes del circuito fueron calculados con respecto a tablas de diseño [7] con las cuales se obtuvieron los resultados mostrados en el diagrama final -- del módulo 1.

4.2.3 CIRCUITO DE LIMITACION DE AMPLITUD

Esta etapa está constituida por un circuito sencillo que -- consiste en un amplificador limitador. Su función es restringir la amplitud de la señal total recibida a través del filtro de canal a una señal de potencia constante.

Esta etapa elimina los picos y sobretensiones que en un momento dado podrían introducirse en el canal, y evita que el ruido presente alcance los umbrales de decisión de la etapa de detección de señal cuadrada.

Su funcionamiento se lleva a cabo sometiendo la señal recibida a un proceso de cuadración que la convierte en una señal de potencia constante, cuya distribución espectral de densidad de potencia está en función de la relación de niveles entre las distintas señales y ruido presentes en el canal.

Para analizar esta situación se supone primeramente que en el canal sólo existe una señal de frecuencia f_0 y amplitud cualquiera. La salida del amplificador limitador es una señal rectangular (Fig. 4.5) cuya frecuencia fundamental es f_0 .

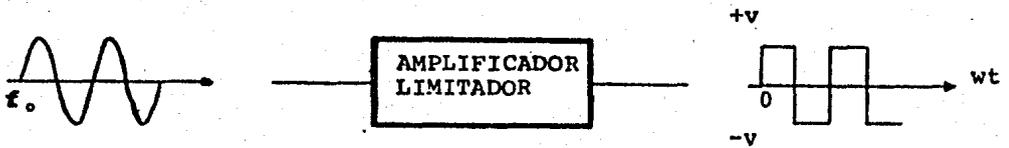


FIG. 4.5 RESPUESTA DEL AMPLIFICADOR LIMITADOR A UNA SEÑAL DE ENTRADA

Considerando la serie trigonométrica de Fourier de la onda rectangular, se puede demostrar que siendo una función impar el valor medio y los términos en coseno son cero; y los coeficientes para los términos en seno tienen un valor que varía con la ecuación.

$$b_n = \frac{2A}{\pi n} (1 - \cos n\pi)$$

donde $b_n = \frac{4A}{\pi n}$ para $n = 1, 3, 5, \dots$

y $b_n = 0$ para $n = 2, 4, 6, \dots$

Dado que la salida de esta etapa es alimentada a los filtros de selección de frecuencias, entonces se puede garantizar - que la salida del filtro centrado a la frecuencia f_0 producirá una salida correspondiente a la frecuencia fundamental de la onda rectangular con una amplitud de 1.27 A.

Cuando sólo existe ruido en el canal, debido al carácter -- aleatorio, el espectro de densidad de potencia de la señal rectangular es un espectro continuo y distribuido en un amplio margen de frecuencias. Por tanto sólo una pequeña porción del mismo coincidirá con el ancho de banda de cada filtro, obteniéndose así una señal de amplitud variable pero - de nivel muy inferior con respecto al caso anterior. Esto garantiza una mínima probabilidad de accionar el sistema de detección de señal cuadrada.

El circuito consiste simplemente en un amplificador operacional en configuración inversora, cuya ganancia se ha excedido con el objeto de que cualquier señal presente en la entrada alcance rápidamente el nivel de tensión de alimentación. En la figura 4.6 se muestra el diagrama eléctrico de este - circuito.

El circuito tiene la capacidad de inhibirse cuando la señal de recepción se hace más pequeña que un nivel nominal predeterminado o se pierde por completo. Esto se logra a través del diodo D1 conectado a la entrada positiva del amplificador limitador; el cual es controlado por el circuito de supervisión de nivel. La acción bloquea completamente el paso de señal a las siguientes etapas.

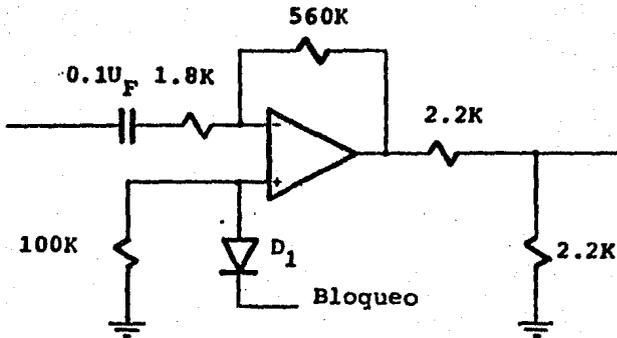


FIG. 4.6 CIRCUITO AMPLIFICADOR LIMITADOR

4.2.4 CIRCUITO DE SUPERVISION DE NIVEL (NS)

Este circuito tiene como función detectar cuándo el nivel de voltaje de la señal proveniente del canal de transmisión se hace inferior a un nivel de referencia determinado.

El bloque está compuesto por un circuito rectificador de onda completa y un comparador de nivel con histéresis. El diseño del circuito rectificador es similar al mostrado en el apéndice A.

La señal proveniente del canal es rectificadora y filtrada, hasta obtener un nivel de señal que es el promedio de las amplitudes de la señal de entrada. La señal resultante es alimentada a un circuito comparador con histéresis formado por un amplificador operacional.

El nivel de referencia debe seleccionarse a partir de las especificaciones del prototipo. Generalmente los equipos que emplean la técnica de manipulación de dos frecuencias operan normalmente dentro de un margen de recepción que fluctúa de -20 dBm (77mV) a + 20 dBm. Un nivel de recepción inferior al nivel mínimo puede confundirse con el ruido del canal y empeorar la relación S/R.

Los umbrales determinados para este circuito son los siguientes:

Umbral superior $V_a = 86 \text{ mV}$

Umbral inferior $V_b = 68 \text{ mV}$

Para la determinación de los valores de los componentes, se parte del procedimiento de cálculo empleado en el manual de diseño de circuitos con amplificadores operacionales [7]. Obteniéndose el circuito mostrado en el diagrama general.

4.2.5 ETAPA DE SELECCION DE FRECUENCIA

Esta etapa tiene como función separar eficientemente las dos frecuencias de operación del sistema (2580 Hz y 1600 Hz).

El esquema consiste de dos filtros pasobanda cuyas frecuencias centrales corresponden a cada una de las frecuencias utilizadas. (Fig. 4.7).

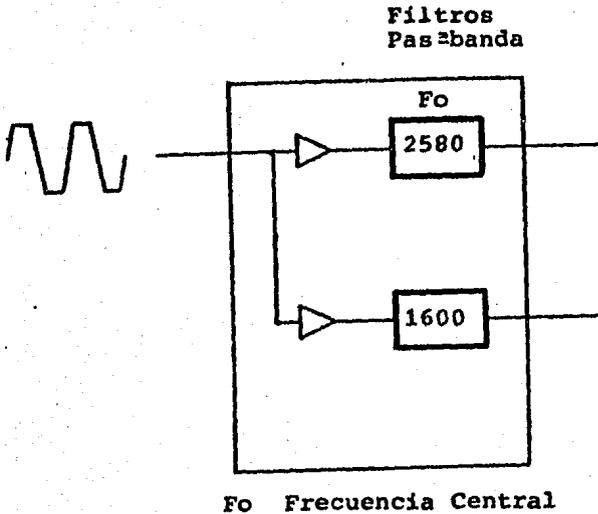


FIG. 4.7 ESTRUCTURA GENERAL DE LA ETAPA DE SELECCION DE FRECUENCIA

Los filtros están diseñados de tal forma que cada uno selecciona la frecuencia correspondiente en el canal, y además -- produce un rechazo considerable al tono restante.

Esto involucra la elección de un ancho de banda que ocasiona niveles de rechazo altos y que básicamente evita la introducción de ruido. Sin embargo, existe el compromiso de que --- mientras más selectivo es el filtro, más lenta es su respuesta (lo que aumenta el tiempo de transmisión del sistema).

Para propósitos prácticos, los dos filtros tienen el mismo ancho de banda y una ganancia igual a la unidad.

Para el diseño se consideran los siguientes parámetros:

- a) Ancho de banda
- b) Respuesta transitoria
- c) Frecuencia central
- d) Ganancia

Prácticamente existe una interrelación entre tiempo de transmisión, ancho de banda y velocidad de señalización:

Un tono de 2580 ó 1600 Hz, básicamente es considerado como -- una señal binaria de un "bit" y necesita el ancho de banda mínimo para una velocidad de canal dada. En la tabla 4.1 se muestra un cuadro típico de tiempos de retardo para diferentes canales de transmisión de información de este tipo [1].

VELOCIDAD	ESPACIAMIENTO DEL CANAL	RETARDO DEL DETECTOR
50 Bd	120 Hz	6 ms
100 Bd	240 Hz	4.5 ms
200 Bd	360 Hz	3.5 ms
600 Bd	1200 Hz	1 ms

TABLA 4.1 RETARDOS TÍPICOS DE DIFERENTES CANALES DE PROTECCIÓN Y DATOS.

Sabiendo que la respuesta al escalón (o cualquier otra entrada transitoria), o la respuesta en frecuencia caracterizan completamente al sistema, mediciones prácticas sobre filtros para diferentes anchos de banda han demostrado la relación que existe entre ambos dominios. Si t_r es el tiempo de ascenso requerido para que la respuesta al escalón recorra del 10% al 90% del valor final, y t_s el tiempo de establecimiento después del cual la respuesta permanece dentro del 5% ó 2% del valor final, se pueden obtener en laboratorio los siguientes datos aproximados:

Ancho de banda	120 Hz	240 Hz	340 Hz
t_r (ms)	6.4	2.8	2.4
t_s al 5% (ms)	9.4	3.6	3.2
t_s al 2% (ms)	12	4.3	3.8

Para el diseño, hay que considerar que se requieren tiempos de transmisión más cortos que los ofrecidos por los equipos actuales; por lo tanto, es recomendable emplear anchos de banda superiores a los 240 Hz.

Por otra parte, el esquema físico requiere del empleo de circuitos electrónicos cuya implementación sea práctica y flexible, como es el caso de los circuitos amplificadores operacionales (circuitos activos).

Un esquema práctico es el filtro activo pasobanda de estado variable (bicuadrático) que se muestra en la Fig. 4.8. Las características de este filtro permiten variar independientemente la ganancia, ancho de banda y frecuencia central; promete buena estabilidad y pueden conectarse varias etapas en cascada para obtener respuestas de alto orden.

La elección de un ancho de banda de 340 Hz para un filtro de 4o. orden de respuesta Butterworth satisface las necesidades del sistema. El filtro total para cada tono se obtuvo conectando en cascada dos filtro de 2o. orden.

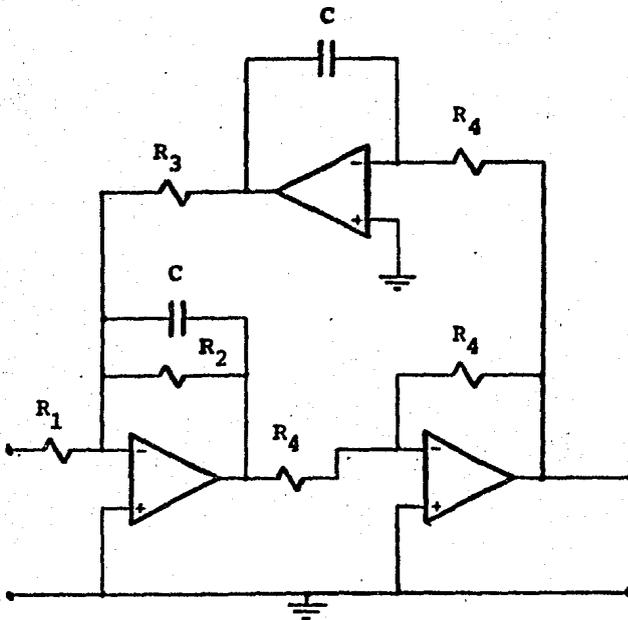


FIG. 4.8 FILTRO ACTIVO PASOBANDA DE TIPO BICUADRATICO DE 2o. ORDEN

La determinación de los valores de los componentes en este esquema fueron calculados con respecto a tablas de diseño - [7] con los cuales se obtuvieron los resultados mostrados - en el diagrama final.

4.3 MODULO 2

4.3.1 DETECTOR DE SEÑAL CUADRADA

Esta etapa se encarga de demodular la información transmitida por el método de conmutación de tonos, utilizando una estructura de diseño basada en las siguientes cuatro etapas - de circuitos.

CIRCUITOS RECTIFICADORES DE SEÑAL

A la salida de cada filtro de 1600 y 2580 Hz se emplea un - circuito rectificador de precisión que convierte las señales sinusoidales a señal continua.

Este diseño se construye a partir de dos amplificadores operacionales conectados en cascada como se muestra en la figura 4.9 y sus detalles de funcionamiento se describen en el ápendice A.

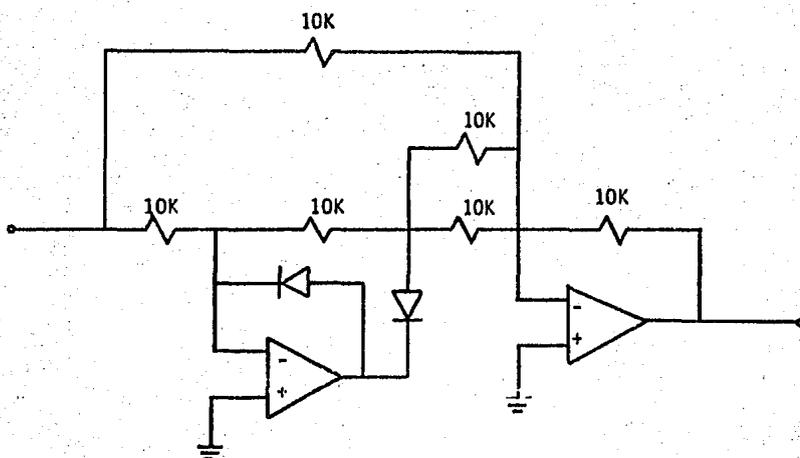


FIG. 4.9 CIRCUITO RECTIFICADOR DE PRECISION

FILTRO PASOBAJAS

Ya que la salida del rectificador de precisión (onda completa) se tiene una señal continua con un rizo o componente alterna y para esta aplicación es necesario obtener una señal de corriente directa, para la eficiente detección de la señal cuadrada. Se diseñó un filtro pasobajas con un ancho de banda (aprox. 500 Hz) que evite tiempos de retardo considerables y además elimine al máximo los componentes de C.A.

Realizando varias pruebas de laboratorio se encontró que el filtro óptimo para esta aplicación es un filtro activo del tipo BUTTERWORTH de 3er. orden, diseñado conforme al appendice B y su construcción se muestra en la fig. 4.10.

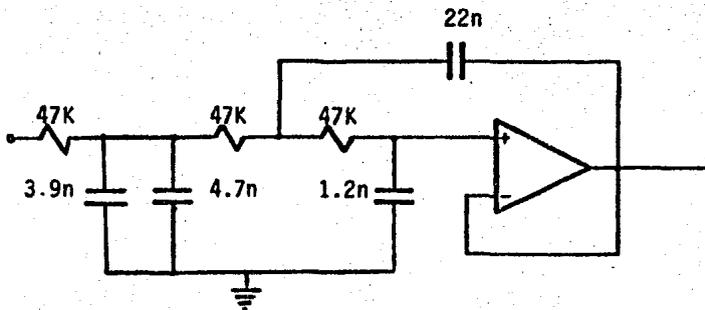


FIG. 4.10 FILTRO PASOBAJAS DE 3er. ORDEN TIPO BUTTERWORTH

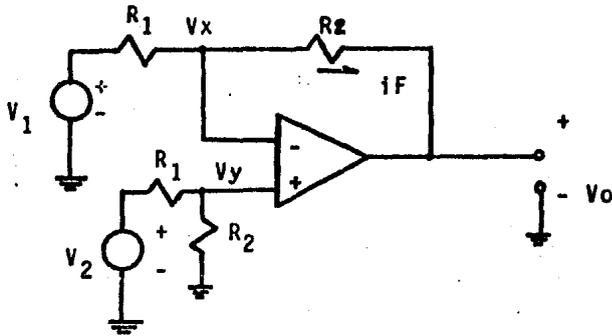
CIRCUITO SUMADOR DIFERENCIAL

Esta etapa suma en forma diferencial los niveles de señal detectados en el filtro de 1600 y 2580 Hz para proporcionar una señal bipolar simétrica con niveles positivo y negativo, a la siguiente etapa del detector de cruce por cero.

Este circuito se utilizó para proveer al detector de una versatilidad especial, basada en las características que se mencionan a continuación:

- Tener un control de detección de señal cuadrada, al momento de pérdida de alguno de los dos tonos de llaveo.
- Al momento en que desaparece una señal de llaveo, el sumador diferencial proporciona una salida con una polaridad definida, lo que se interpreta en el receptor como una falla en el canal de transmisión.
- Proporcionar una simetría más perfecta para la detección de la señal cuadrada en el cruce por cero de la señal sumada.
- Se genera una señal cuadrada con mayor inmunidad a la interferencia del ruido, ya que en la suma diferencial se eliminan algunas componentes de ruido generadas en la línea, considerando que las componentes de ruido en los dos anchos de banda de detección de los tonos (1600, 2580 Hz) son aproximadamente iguales.

El diseño del circuito y sus respectivas ecuaciones se muestran en la fig. 4.11.



ECUACIONES DE DISEÑO

POR SUPERPOSICION

Cuando $V_1 = 0$

$$V_y = \frac{V_2 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_x = \frac{V_{O1} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_x = V_y$$

$$\frac{V_2 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{O1} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\therefore V_{O1} = \frac{V_2 R_2}{R_1}$$

Cuando $V_2 = 0$

$$V_{O2} = - \frac{V_1 R_2}{R_1}$$

Sumando las dos condiciones

$$V_o = V_{O1} + V_{O2} = \frac{V_2 R_2}{R_1} - \frac{V_1 R_2}{R_1}$$

Finalmente

$$\underline{\underline{V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)}}$$

FIG. 4.11 CIRCUITO SUMADOR DIFERENCIAL

DETECTOR DE CRUZE POR CERO CON HISTERESIS

Cuando en la línea de transmisión no se tiene ningún tipo de interferencia de ruido, la señal de salida del sumador diferencial es completamente estable por lo tanto con un simple circuito detector de cruce por cero se regenera en frecuencia y magnitud la señal cuadrada transmitida en el extremo remoto.

El problema principia cuando el ruido se hace presente en la línea y toma niveles considerables, ya que a la salida del sumador se presenta una señal con variaciones bruscas de nivel. Estas variaciones pueden en ocasiones provocar falsos cruces por cero y en consecuencia falsos disparos del sistema.

Para ésto se le proporcionó a esta etapa un diseño especial de SMITH-TRIGGER o histéresis, con el fin de eliminar la posibilidad de un falso cruce por cero producidos por los altos niveles de ruido.

Como se observa en el diseño, éste muestra varias estrategias para obtener una señal con la menor interferencia posible de ruido, ya que este es el factor principal de transmisión que puede provocar una falsa operación del sistema.

FUNCIONAMIENTO DEL DETECTOR

Un detector de cruce por cero determina si un voltaje de entrada es mayor o menor a cero.

El voltaje de salida asume solamente dos posibles estados, - uno positivo si $V_i > 0$ y uno negativo si $V_i < 0$.

La operación del circuito con histéresis es muy similar a la de un simple detector de cruce por cero.

La histeresis se produce por la introducción de una resistencia de retroalimentación R_f a la entrada no inversora del amplificador. Esto produce un factor de descompensación a la detección del cruce por cero, con los niveles positivo y negativo dependientes de los voltajes de zener V_{z_1} y V_{z_2} . Creándose de esta forma la zona de histeresis del comparador.

El recorrido de V_0 contra V_i siempre se presenta alrededor de la zona de histeresis como se muestra en la gráfica de la función de transferencia de la figura 4.12.

De esta manera el circuito provee una mayor inmunidad al ruido y previene la señal recuperada de múltiples cambios de estado, cuando V_i alcanza niveles cercanos a cero a consecuencia del ruido.

Para efectos prácticos en base a pruebas de laboratorio se calculó un ancho de la zona de histeresis de ± 0.653 volts sobre V_i para ofrecer una señal lo más estable posible para un valor de 5dB de relación señal a ruido.

Por lo tanto como señal de salida del circuito detector descrito anteriormente, se tiene una señal cuadrada pura, que es la recuperación de la señal transmitida, pero con un tiempo de retardo de aproximadamente 4 m seg.. Aprovechando los niveles de regulación ofrecidos por Z_1 y Z_2 (5.IV) se toma este nivel como acoplamiento a la etapa digital de salida por comparación de fase.

. El circuito comparador con histeresis y su función de transferencia utilizada para la operación de esta etapa, se muestra en la fig. 4.12

Ecuaciones de Cálculo

Las ecuaciones utilizadas para este diseño se tomaron en base al procedimiento de cálculo [7] que se muestra en el apéndice C.

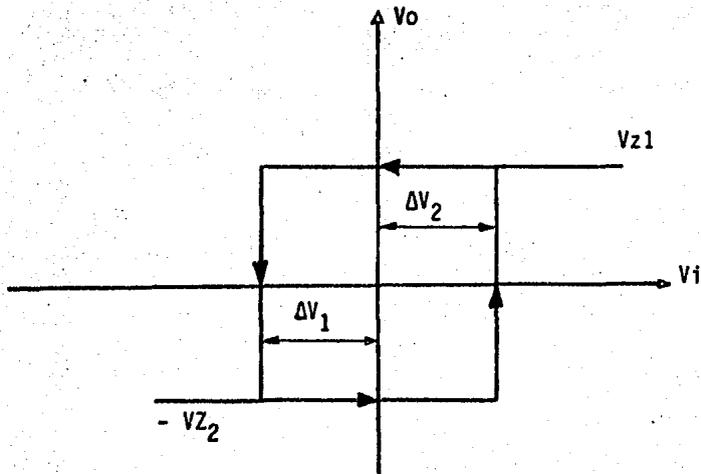
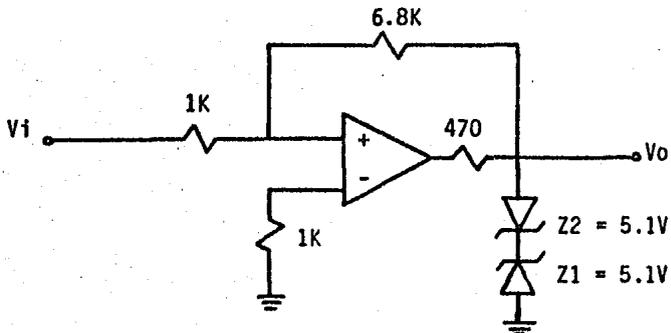


FIG. 4.12 CIRCUITO DETECTOR DE CRUZE POR CERO CON HISTERESIS Y SU FUNCION DE TRANSFERENCIA.

4.3.2 DETECTOR DE RELACION SEÑAL A RUIDO

El diseño de este circuito tiene la función específica de detectar en el menor tiempo y con un método de validación efectivo, la relación de señal de información con respecto al ruido incorporado en el trayecto de la línea de transmisión.

Para realizar todas las mediciones y pruebas para el diseño del circuito, se utilizó un simulador de ruido de la línea de transmisión, que se configuró con las condiciones más reales para obtener los resultados más confiables. Este simulador se describe en el apéndice D.

Después de analizar varias opciones para el diseño del circuito se concluyó que podía estar formado por las siguientes etapas obteniéndose magníficos resultados según las pruebas realizadas.

- Circuitos rectificadores y filtros pasobajas.
- Sumador inversor.
- Filtro paso altas
- Detector de nivel de ruido.

Estas etapas se describen detalladamente a continuación:

CIRCUITO RECTIFICADORES Y FILTRO PASO BAJAS

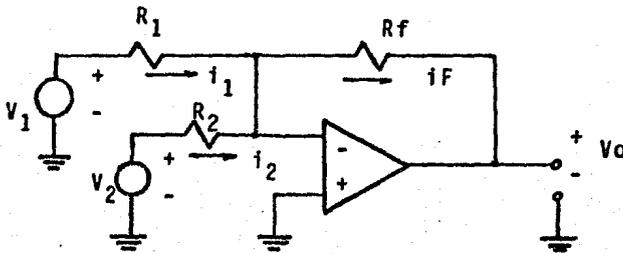
Estos circuitos fueron explicados detalladamente en el punto 4.3.1, de este capítulo y son utilizados concurrentemente -- por el circuito detector de señal cuadrada y este circuito - detector de relación señal a ruido.

SUMADOR INVERSOR

En esta etapa se suman algebraicamente los niveles rectificadados de los tonos de 1600 y 2580 Hz, para así obtener un nivel constante de corriente directa (aprox. 12VCD) en el cual las variaciones producidas por el ruido podrán ser detectadas como variaciones del nivel de señal.

Por lo tanto la señal de salida del sumador, en ausencia -- del ruido, se comporta como un nivel estable de C.D.

El circuito y sus respectivas ecuaciones de diseño se muestran en la figura 4.13.



ECUACIONES DE DISEÑO

$$i_1 = \frac{V_1}{R_1} ; \quad i_2 = \frac{V_2}{R_2} ; \quad i_f = i_1 + i_2$$

$$\therefore V_0 = i_f R_f = - \left(V_1 \frac{R_f}{R_1} + V_2 \frac{R_f}{R_2} \right)$$

$$\text{si } R_1 = R_2 = R_f$$

$$\underline{\underline{V_0 = - (V_1 + V_2)}}$$

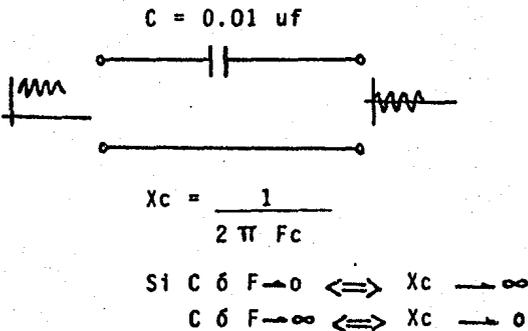
FIG. 4.13 SUMADOR INVERSOR

FILTRO PASO ALTAS

La utilización de esta etapa es con el fin de eliminar la componente de C.D. (12V), a la señal de salida del sumador y facilitar así la detección del nivel de señal de ruido presente en la línea.

Por lo tanto se trató de encontrar un filtro que elimine las componentes de C.D. pero no repercuta en un tiempo de retardo considerables, puesto que la detección de una anomalía debe ser en el menor tiempo posible para tomar una decisión de bloqueo de la salida del receptor en el momento en que la anomalía se hace presente.

Para esta sencilla aplicación se utilizó un filtro pasivo utilizando un capacitor de .1 micro faradios, el cual bloquea el nivel de C.D. y filtra solamente los niveles de -- C.A. producidos por el ruido.



Por lo tanto para frecuencias altas y valores de capacitancia grandes, la reactancia capacitiva es prácticamente nula.

DETECTOR DE NIVEL DE RUIDO

En esta etapa se detectan los niveles de señal de ruido presentes en la señal recuperada, los cuales son cuantificados en función de un nivel ajustable de referencia (NR).

El circuito se compone de un rectificador de precisión y un circuito comparador ajustable.

El circuito rectificador tiene el mismo diseño que el descrito en el punto 4.3.1 de este capítulo y es utilizado para obtener una señal de ruido con un solo nivel de detección.

El comparador de nivel es la configuración más sencilla de un amplificador operacional, al cual se le ha proporcionado un diseño ajustable para poder modificar el nivel de detección a diferentes relaciones señal a ruido (S/R).

El nivel de referencia para la mínima S/R deseada es previamente ajustada por medio del potenciómetro P_1 apoyándose en un simulador de ruido construido para este efecto (la construcción se describe en el apéndice D).

El ajuste del potenciómetro P_1 está en función de la capacidad del prototipo para funcionar normalmente.

En este caso la mínima relación señal a ruido permitida es de + 5 dB (según especificaciones).

El circuito tiene un diseño regulado del nivel de referencia para evitar las posibles variaciones del nivel de polarización que puedan afectar el nivel de referencia.

Cuando el comparador detecta un nivel superior a NR, este proporciona un cambio de estado de -12V a +12V, lo que es considerado como un evento de ruido el cual es evaluado en la lógica digital siguiente.

A la salida del comparador se regula el nivel de salida --- (0-5V) por medio de un zener para ser acoplado a la etapa digital de evaluación de S/R.

El circuito detector de nivel de ruido se muestra en la figura 4.14.

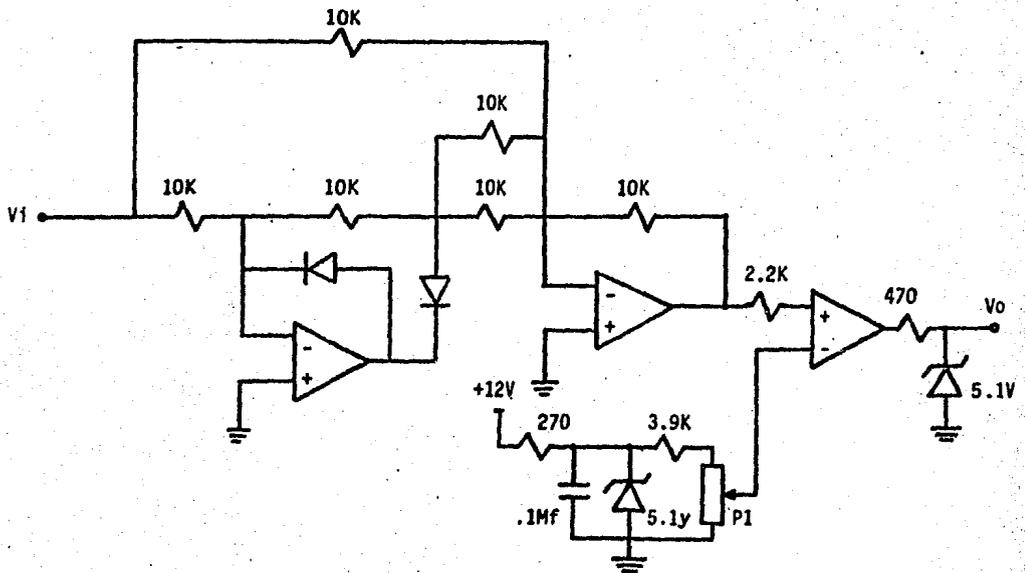


FIGURA 4.14 CIRCUITO DETECTOR DE NIVEL DE RUIDO

4.3.3 LOGICA DIGITAL DE EVALUACION SERIAL A RUIDO

Esta lógica tiene la función de cuantificar los impulsos de ruido registrándolos como una presencia de eventos. Para definir la acción de comando a la siguiente etapa de evaluación de salida.

Por la naturaleza aleatoria del ruido se presentan en ocasiones impulsos por tiempos muy cortos, para luego desaparecer y presentarse de nuevo en la forma tan intempestiva en que desaparecieron. Lo que no equivale realmente a una situación anómala constante y la cual no repercute en la operación del sistema.

Por lo tanto la función de esta lógica es proporcionar estados más estables para situaciones anómalas y definidas por la presencia del ruido.

Para el diseño de este sistema se toma como base el periodo de incidencia del ruido y la frecuencia de repetición de estas anomalías. En función de estas premisas se obtuvo la lógica secuencial que realiza las siguientes funciones:

Cuando un impulso es detectado con una cierta S/R, un primer monoestable (no redisparable) proporciona un pulso de salida de 5 m seg., el cual representa un "retardo" a la presencia del ruido. Este pulso acciona un segundo monoestable (redisparable) el cual espera durante 33 m seg. la presencia de otro pulso para poder tomar la decisión de "redisparo" a un tercer monoestable (redisparable) el cual sí ejecuta una acción de comando a la lógica de salida por un periodo de tiempo de 122 m seg. o más, mientras persista la anomalía.

Cuando la detección del ruido no es frecuente, el monoestable de 33 m seg. solamente funciona como elemento de "espera" y no se proporciona orden alguna a la siguiente lógica de salida.

Cuando las anomalías tienen una frecuencia mayor, el nivel de señal de salida se presenta con una "decisión" de presencia de ruido.

Los tiempos de retardo, espera y decisión (5,33 y 122 mseg) fueron obtenidos en base a los experimentos realizados prácticamente para obtener los niveles de estabilidad deseados. El diagrama de tiempos del circuito se muestran en la gráfica de la figura 4.15.

En conclusión cuando se presenta una relación señal ruido menor a 5 dB, persistente, el detector tendrá un nivel constante de 5VCD (nivel lógico "1").

Para niveles superiores a + 5dB, la salida permanece constante en un nivel 0.

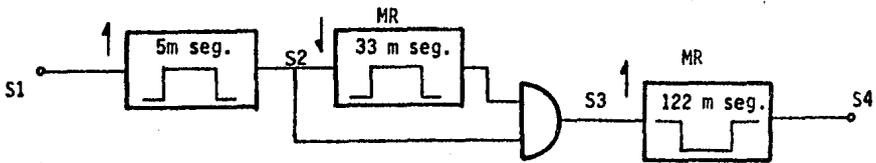


DIAGRAMA DE TIEMPOS DE LA LOGICA DE EVALUACION DE RELACION SEÑAL A RUIDO

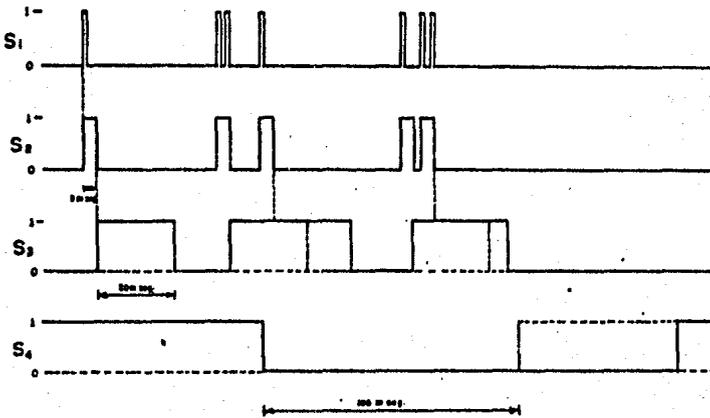


FIGURA 4.15 LOGICA DIGITAL DE EVALUACION S/R

4.3.4 LOGICA DIGITAL DE SALIDA POR COMPARACION DE FASE

Esta lógica del receptor es la parte del sistema que permite balancear en forma óptima la seguridad y obediencia requeridas en aplicaciones por comparación de fase.

Las características del funcionamiento de esta lógica son proporcionados por la C.F.E. (ver diagrama general de tiempos de la lógica de salida por comparación de fase; tabla 4.16) para adecuar los tiempos y decisiones a los requerimientos específicos de la empresa.

Este módulo está compuesto totalmente de lógica digital, con la cual se evalúan las señales de información obtenidos en las etapas anteriores.

Las señales de salida CA y CB, una vez evaluadas se acoplan al sistema de protección asociado como se muestra en el diagrama 4.17

Los tres comandos restantes: falla del canal, relación señal a ruido (S/R) y nivel de señal (NS), se tienen disponibles para utilizarse en sistemas de control, registro o alarma. De las situaciones que se tienen en la línea.

Para el diseño del circuito se utilizaron los 4 módulos siguientes:

- a) Lógica Combinacional
- b) Lógica Secuencial
- c) Lógica de Control
- d) Selección de Salidas

Estos módulos forman el circuito final de lógica y están interactuando como se muestra en el siguiente diagrama a bloques:

DIAGRAMA GENERAL DE TIEMPOS DE LA LOGICA DE SALIDA POR COMPARACION DE FASE

100

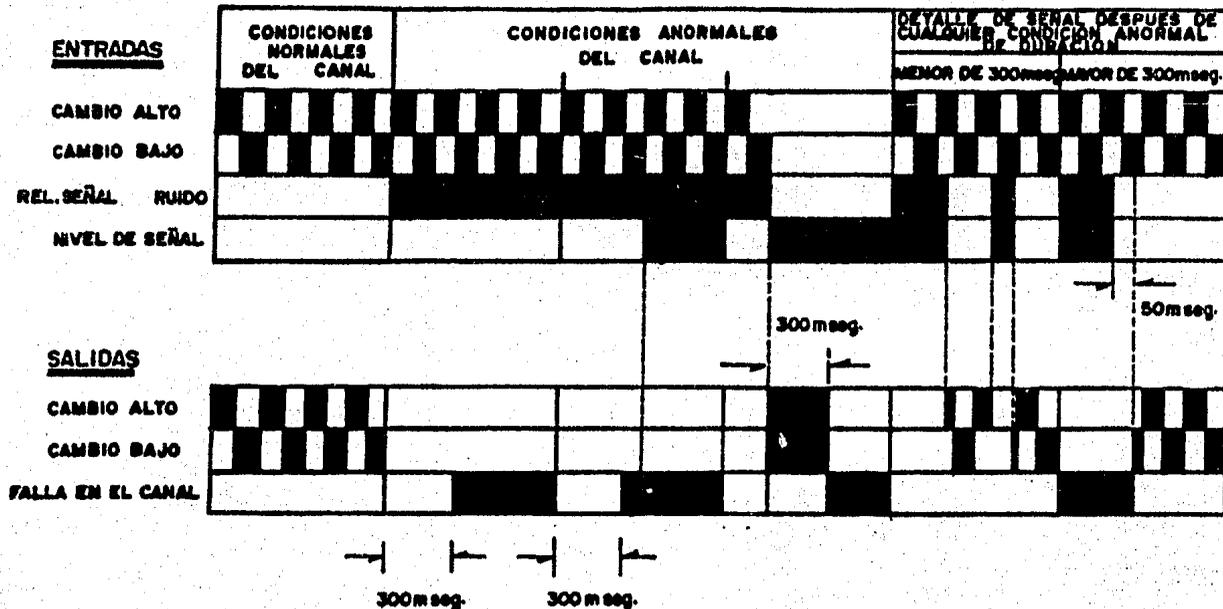


FIG. 4.16 DIAGRAMA DE TIEMPOS DE LA LOGICA DE SALIDA POR COMPARACION DE FASE.

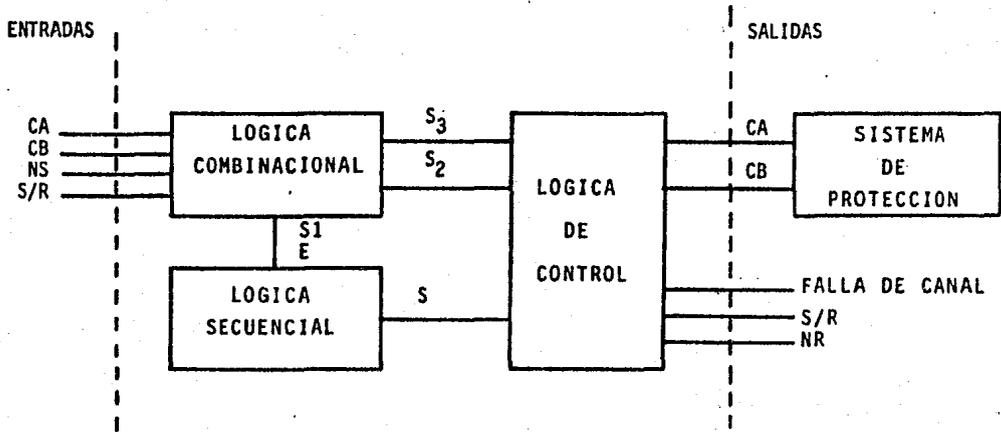


FIG. 4.17 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CIRCUITO DE LOGICA DIGITAL DE SALIDA

El desarrollo y el diseño para cada uno de los bloques mencionados, se describe detalladamente a continuación.

DISENO DE LA LOGICA COMBINACIONAL

En base al diagrama de tiempos de la lógica de respuesta -- por comparación de fase, proporcionada por la C.F.E. (tabla 4.16) se conformó una tabla de lógica que representa las -- funciones específicas de esta etapa.

ENTRADAS				SALIDAS		
**	**	*	*	FALLA DEL CANAL	CAMBIO BAJO	CAMBIO ALTO
CB	CA	NS	S/R	S ₁	S ₂	S ₃
1	0	1	1	1	1	0
0	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	0	1	1
0	1	0	1	0	1	1
1	0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	1	1

** 1 Presencia
0 Ausencia

* 1 Normal
0 Anormal

Para obtener el circuito digital que realice las funciones requeridas se tomó como apoyo el proceso de diseño para -- circuitos combinacionales, conocido como minimización por mapas de KARNAUGH [8] con el cual se obtuvo la máxima reducción del circuito.

Siguiendo el proceso que se menciona a continuación:

Se construyó una tabla para cada una de las salidas consideradas, en función de las cuatro entradas al circuito y para llegar al mínimo diseño se realizaron los enlaces mostrados en las siguientes tablas:

		CB CA			
NS R/S		00	01	11	10
00	*	0	*	0	
01	*	0	*	0	
11	*	1	*	1	
10	*	0	*	0	

$$S_1 = NS \cdot S/R$$

		CB CA			
NS S/R		00	01	11	10
00	*	1	*	1	
01	*	1	*	1	
11	*	0	*	1	
10	*	0	*	0	

$$S_2 = \overline{NS} + CB \cdot S/R$$

		CB CA			
NS S/R		00	01	11	10
00	*	1	*	1	
01	*	1	*	1	
11	*	1	*	0	
10	*	0	*	0	

$$S_3 = \overline{NS} + CA \cdot S/R$$

Obteniéndose las ecuaciones que representan el mínimo circuito que realiza las funciones de la tabla de lógica.

En base a estas ecuaciones (S1, S2 y S3) se conformó el -- circuito final que se muestra en la figura 4.18.

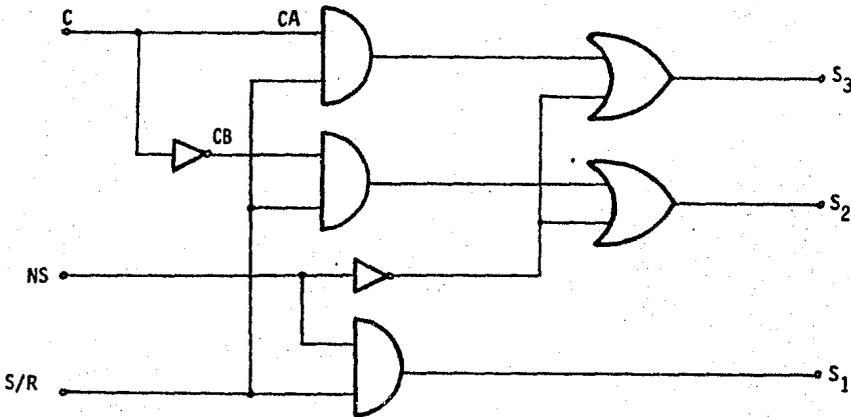
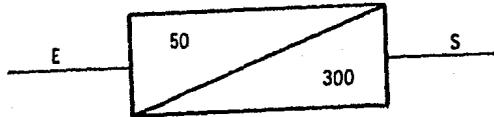


FIG. 4.18 CIRCUITO COMBINACIONAL

CIRCUITO DE LOGICA SECUENCIAL

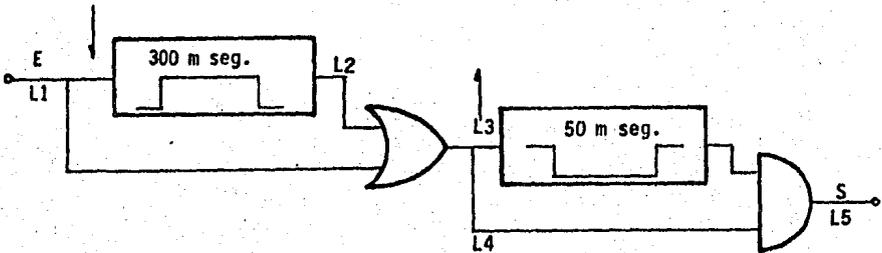
Para el diseño de este circuito se obtuvieron las bases de tiempo de la tabla 4.16, donde los tiempos de normalización del sistema se describen conforme al siguiente diagrama:



- La salida S persiste por 300 m segundos después de que la entrada E desaparece.
- Se requiere una entrada continua a E por 50 m segundos - para obtener una salida en S.

En base a un diseño lógico se obtuvo el circuito donde se utilizaron 2 monoestables conectados en serie. Condicionan do su operación por medio de las compuertas lógicas AND y OR mostradas en la figura 4.19.

CIRCUITO DE LOGICA SECUENCIAL



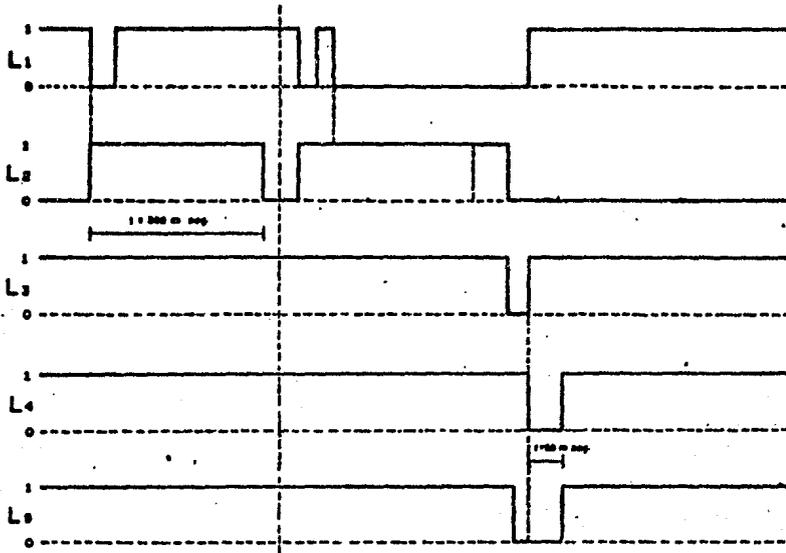


FIG. 4.19 CIRCUITO DE LOGICA SECUENCIAL Y DIAGRAMA DE TIEMPO.

LOGICA DE CONTROL

Esta lógica proporciona al circuito un control de salidas de las señales CA y CB las cuales son condicionadas con la operación del circuito secuencial, en el caso de una operación anormal del sistema.

También es proporcionado el comando de salida por falla en el canal, el cual es ofrecido con dos tipos de lógica para ofrecer mayor versatilidad de conexión al siguiente circuito complementario del prototipo.

Este control fué diseñado por medio de dos compuertas AND las cuales solamente proporcionan una salida válida cuando la señal de control S se encuentra en un nivel "1" lógico.

SELECCION DE SALIDAS

El circuito tiene varias opciones para manejar el funcionamiento de la lógica digital de relación señal a ruido y los comandos de salida de la lógica por comparación de fase, según sean las necesidades de confiabilidad y obediencia en función del tiempo de respuesta, para la aplicación específica.

Las alternativas de selección fueron distribuidas en 6 puentes para obtener 12 diferentes situaciones de funcionamiento.

A continuación se muestran las opciones y la descripción de cada una de ellas con sus combinaciones posibles.

OPCIONES DE PUENTES

SALIDA DE LOS PARAMETROS:

RELACION SERIAL A RUIDO (S/R)
NIVEL DE SERIAL (NS)

OPCION	PUENTE	CON CONEXION	SIN CONEXION	FUNCION
1	E	1-2	1-3	RELACION SEÑAL A RUIDO
2	E	1-3	1-2	RELACION SEÑAL A RUIDO NEGADA
3	F	1-2	1-3	NIVEL DE SEÑAL.
4	F	1-3	1-2	NIVEL DE SEÑAL NEGADA.

OPCIONES DE PUENTES

CON LOGICA DE SALIDA POR COMPARACION DE FASE

OPCION	PUENTE	CON CONEXION	SIN CONEXION		FUNCION
			1-2	1-3	
1	A		1-2	1-3	LOGICA COMPLETA
	B	1-2	1-3		- Con lógica de salida.
	C	1-2	1-3		- Con lógica digital de evaluación S/R
	D	1-2	1-3		
2	A	1-2	1-3		- Con lógica de salida.
	B	1-3	1-2		- Sin lógica digital de evaluación S/R
	C	1-2	1-3		
	D	1-2	1-3		
3	A	1-3	1-2		- Con lógica de salida
	B	1-3	1-2		- Sin lógica digital de evaluación S/R.
	C	1-2	1-3		Pero con permanencia de 5 m seg. en la detección de alguna anomalía en la S/R
	D	1-2	1-3		

OPCIONES DE PUENTES

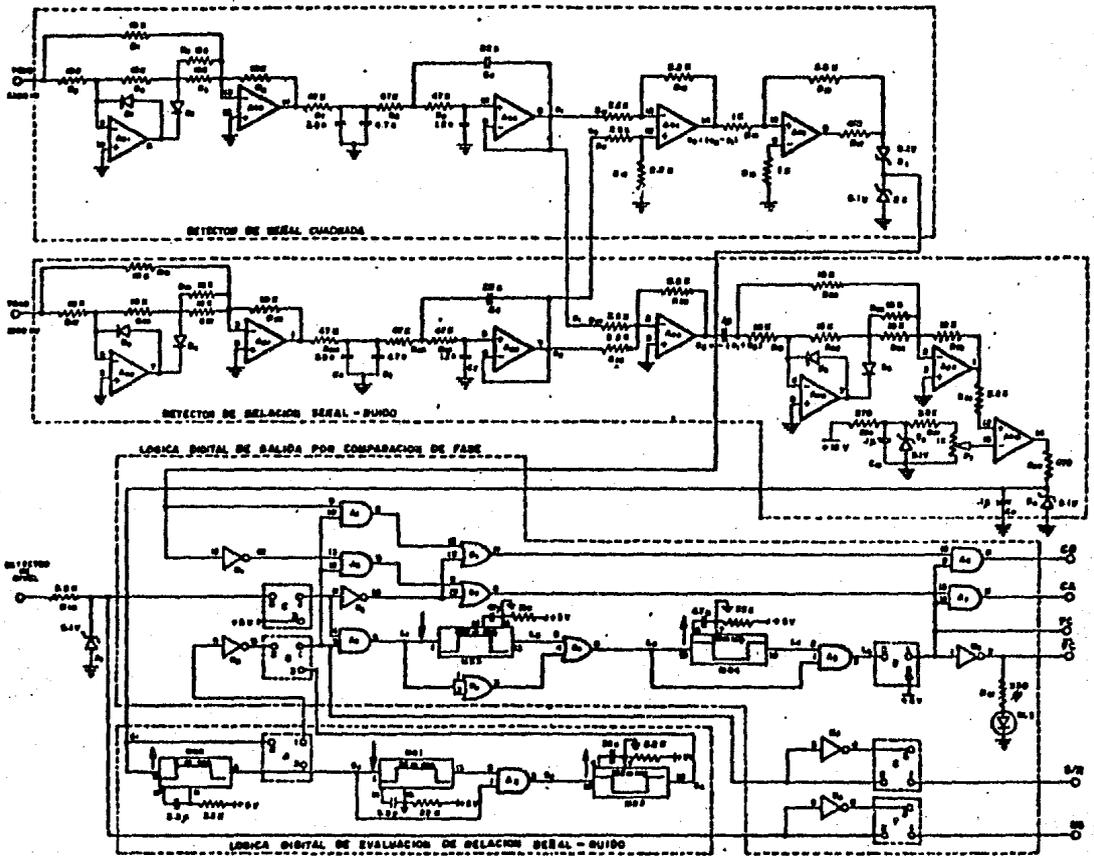
SIN LOGICA DE SALIDA POR COMPARACION DE FASE

OPCION	PUENTE	CON CONEXION		SIN CONEXION		FUNCION
1	A			1-2	1-3	- Sin lógica de salida
	B	1-2		1-3		- Con lógica digital de evaluación S/R
	C	1-3		1-2		
	D	1-3		1-2		
2	A	1-2		1-3		- Sin lógica de salida.
	B	1-3		1-2		- Sin lógica digital de evaluación S/R
	C	1-3		1-2		
	D	1-3		1-2		
3	A	1-3		1-2		- Sin lógica de salida.
	B	1-3		1-2		- Sin lógica digital de evaluación S/R
	C	1-3		1-2		Pero con permanencia de 5 m seg. en la detección de alguna anomalía de la S/R.
	D	1-3		1-2		

Como se ha observado, para el diseño de la parte receptora, fué considerado como un factor de primordial importancia, - las posibles fallas de transmisión causadas por la pérdida de señal (NS) y la relación señal a ruido (S/R) en la línea de transmisión de potencia, ya que en base a estos parámetros definimos la calidad y confiabilidad del equipo para - poder aplicarlo directamente en este campo.

A continuación se muestra el diagrama general que involucra todas las etapas que se describieron en el módulo 2 del circuito receptor por comparación de fase.

CIRCUITO GENERAL
DIAGRAMAS GENERALES
MODULO 2



Referencia	Resistencia	Capacitor
A	20k, 50k, 10k, 50k	0.1 004
B	20k, 50k, 50k, 50k	0.1 004
C	20k, 50k, 50k, 50k	0.1 004
D	20k, 50k, 50k, 50k	0.1 004
E	20k, 50k, 50k	0.1 004
F	20k, 50k, 50k	0.1 004
G	20k, 50k	0.1 004
H	20k, 50k	0.1 004
I	20k, 50k	0.1 004
J	20k, 50k	0.1 004

RESISTENCIAS EN OHMS
CAPACITORES EN FARADIOS



INSTITUTO DE
INVESTIGACIONES
ELECTRÓNICAS

RECEPTOR MODULO 2

PRIMER TIPO DE TELEPROTECCION
POR COMPARACION DE FASE

HECTOR S. SILVA PEREZ - JOAQUIN M. RODRIGUEZ

FECHA: 1988

DISEÑO: DOMINGO CASARIN

PROYECTO: ABRIL 1988

CAPITULO V ENSAMBLE DEL PROTOTIPO

La etapa final de este trabajo comprende el ensamble del prototipo de teleprotección por comparación de fase el cual se llevó a cabo conforme a los siguientes lineamientos:

CONSTRUCCION DEL PROTOTIPO

El objetivo del trabajo final contempla la construcción de dos -- unidades, cada una compuesta de un transmisor y un receptor. Esta disposición tiene como objeto enlazar el par de equipos para -- realizar pruebas y evaluar así las características de operación.

Cada unidad está compuesta de un portamódulos disponible para alo-- jar varias tarjetas de circuito impreso. Las tarjetas se enchu-- fan a través de peines fijos conectados sobre una tarjeta coloca-- da en la parte posterior. El portamódulos consiste en una caja -- de aluminio cuyas dimensiones normalizadas están provistas para -- montar cada equipo en bastidores de 19 pulgadas (fig. 5.1).

Las medidas de cada unidad son:

Ancho: 19 pulgadas

Altura: 5½ pulgadas

Fondo: 12½ pulgadas

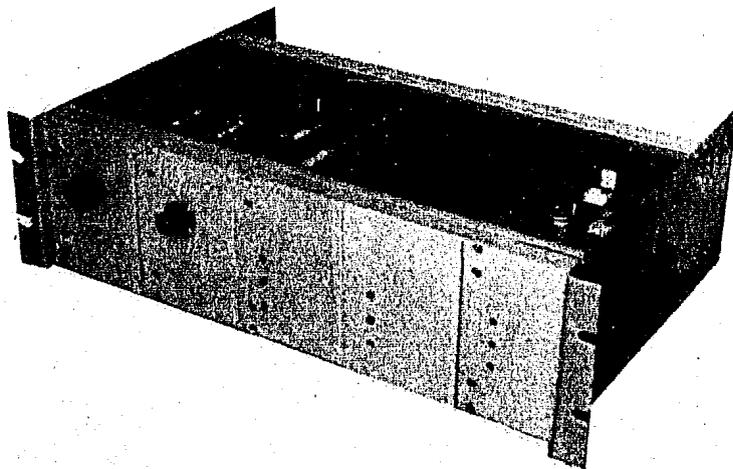


FIG. 5.1 VISTA GENERAL DEL PROTOTIPO

Los circuitos generales están distribuidos en cuatro tarjetas de circuito impreso para cada unidad. Los módulos están integrados en las tarjetas de acuerdo a la siguiente disposición: dos tarjetas para los módulos del circuito transmisor y dos tarjetas para los módulos del circuito receptor.

El diseño de la configuración de las pistas de los circuitos impresos fué realizado en doble cara para cada tarjeta. La fabricación de las tarjetas fue realizada incluyendo la técnica de metalización de agujeros. Esta técnica facilitó previamente el diseño de conexión de las pistas entre las dos caras además del ensamble final de los componentes.

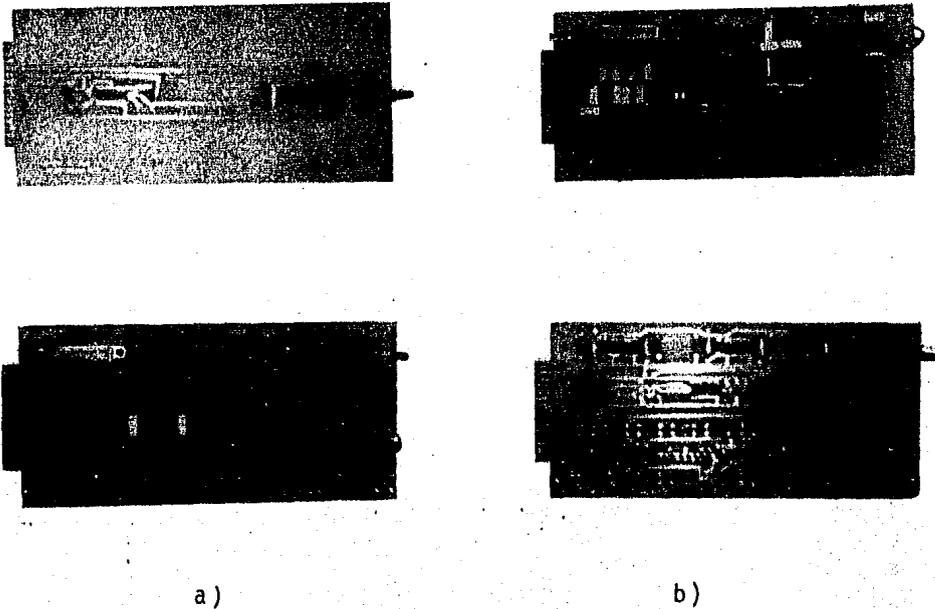
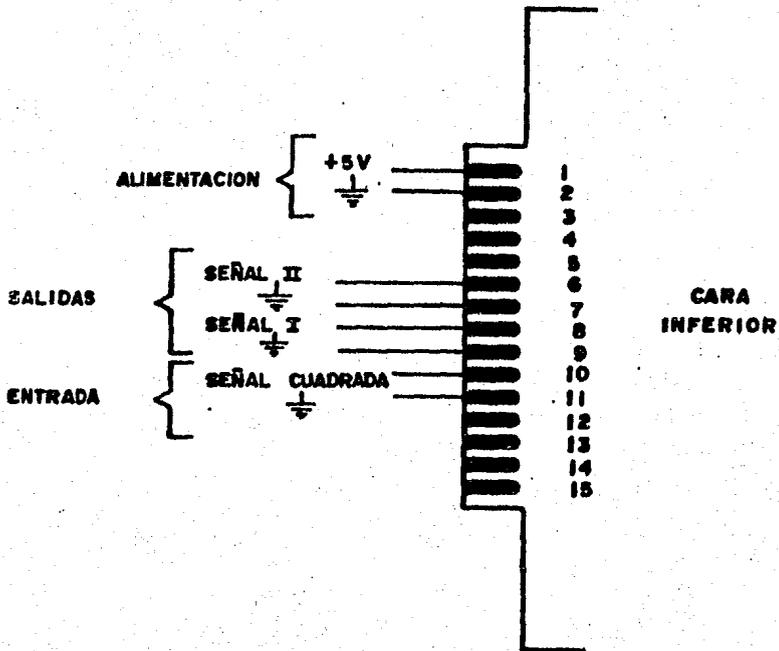


FIG. 5.2 ASPECTO FINAL DE LAS TARJETAS PROTOTIPO

a) TRANSMISOR MODULOS 1 Y 2

b) RECEPTOR MODULOS 1 Y 2

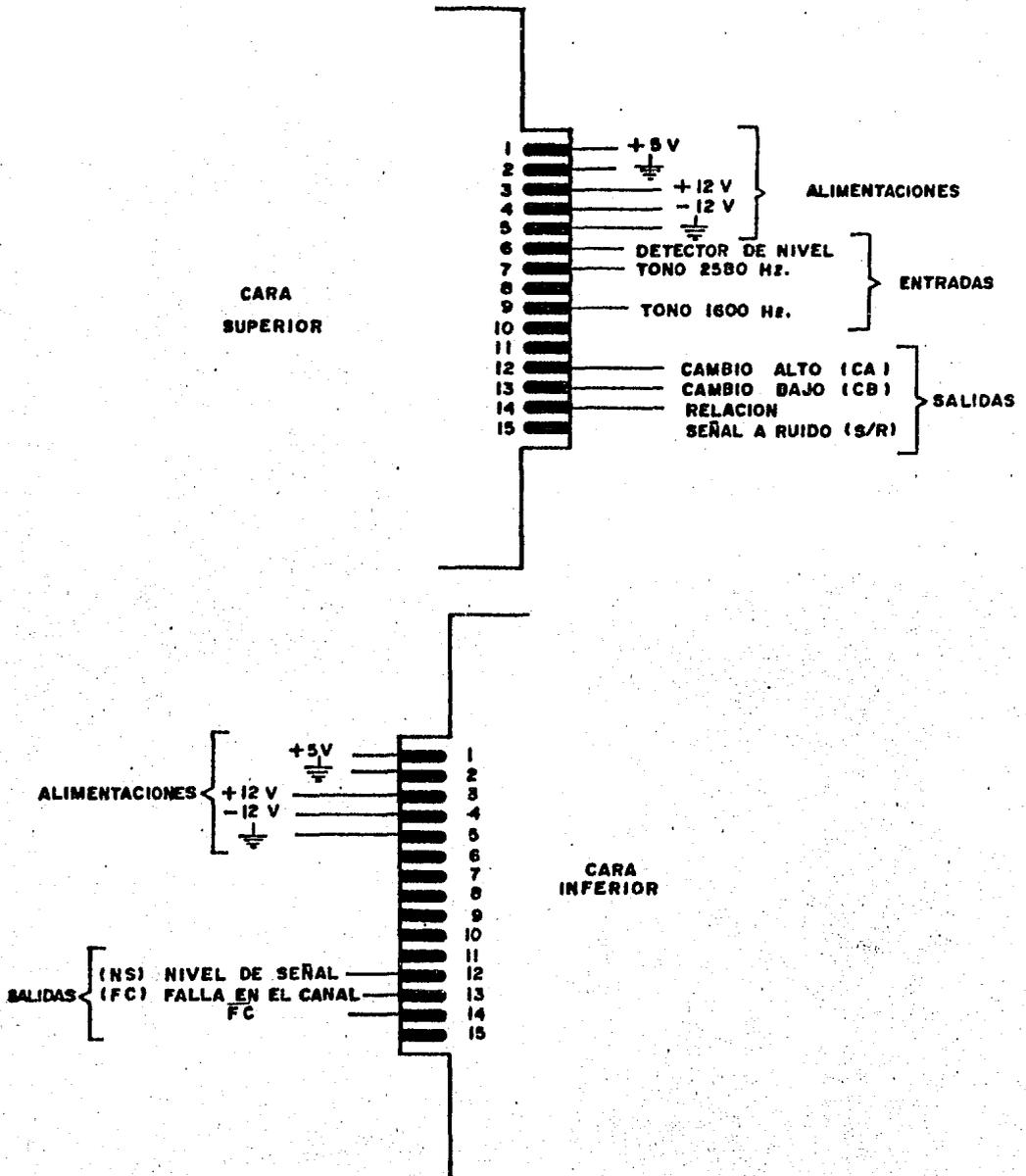
En los esquemas siguientes se muestran las interconexiones de las tarjetas, Módulo 1 del transmisor y Módulo 2 del receptor, las cuales se colocan en los puertos correspondientes del bus de conexiones para operar el equipo en la aplicación por comparación de fase.

**MODULO 1 DEL TRANSMISOR POR
COMPARACION DE FASE**

CONEXIONES DEL PEINE

MODULO 2 RECEPTOR POR COMPARACION DE FASE

116



CONCLUSIONES

Los equipos de Teleprotección están destinados a operar en estaciones generadoras y subestaciones de transmisión y distribución de Energía Eléctrica. Estos equipos deben ser capaces de disparar los elementos de protección requeridos cuando se presenta una falla entre los extremos de zonas específicas en una línea de alta tensión.

Debido a que los esquemas básicos de protección requieren diferentes valores de obediencia, seguridad y tiempo de transmisión; entonces la elección de estos equipos debe hacerse considerando estos factores, así como la confiabilidad que pueden ofrecer y los aspectos económicos involucrados.

El prototipo desarrollado en este trabajo posee las cualidades requeridas, y las pruebas funcionales realizadas demuestran que es comparable a los equipos comerciales actuales.

Las características generales del prototipo pueden resumirse en lo siguiente:

- El prototipo puede dar servicio a 2 sistemas de protección independientes.
- Provee entradas y salidas de 600 ohms de impedancia para acoplarse directamente a los equipos de comunicación por Onda Portadora (OPLAT)
- El tiempo de transmisión que puede ofrecer es menor a 4 mseg. sin sacrificar gravemente los factores de Obediencia y Seguridad

- Se pueden ajustar en cierta medida diferentes valores para los factores de Obediencia, Seguridad y Tiempo de Transmisión.
- Las entradas y salidas para las protecciones están especificadas en niveles lógicos (+ 5 V).

Aunque el prototipo fue diseñado para una aplicación específica y para un cierto medio de comunicación, las características no precisamente deben ajustarse a estos objetivos; de tal manera que se tiene la posibilidad de emplear algún otro medio de telecomunicación disponible o tal vez otro tipo de sistema que requiera esta técnica para realizar alguna función específica.

En este trabajo se ha obtenido la experiencia necesaria para establecer las bases y lineamientos requeridos para generar posteriormente un equipo a nivel industrial aplicable al campo.

Las consideraciones involucradas en el desarrollo a futuro de --- equipos de teleprotección a este nivel incluyen fundamentalmente el aspecto económico. En este caso la optimización del equipo debe realizarse previendo paralelamente los factores de confiabilidad y costo. La experiencia práctica ha permitido conocer la filosofía relacionada con el tema de Teleprotecciones, de tal manera que pueden desarrollarse equipos de este tipo en forma confiable.

También es importante considerar que, aunque la tecnología de los equipos de teleprotección que se emplean actualmente en las instalaciones de la C.F.E. es un poco antigua; y partiendo del hecho - que existen en el mercado equipos modernos, en nuestro país existe la tecnología accesible y lo suficientemente avanzada para el

el desarrollo de equipos de esta índole. Esta situación permite mejorar las características de operación, técnicas y de funcionalidad en estos equipos y en función de nuestras necesidades.

A continuación se muestra una tabla comparativa para diferentes equipos utilizados por esta aplicación, donde se observan las características generales y el nivel de competencia del equipo diseñado, con respecto a los equipos extranjeros.

TABLA COMPARATIVA CON CARACTERISTICAS DE DIFERENTES EQUIPOS POR COMPARACION DE FASE

120

CARACTERISTICAS	GENERAL ELECTRIC NS-26	GENERAL ELECTRIC NS-71	GENERAL ELECTRIC PRO-GUARD	EQUIPO 11E
Frecuencia en KHz	Línea SSB 48 a 500	Línea SSB 48 a 500	Audio 1.53 y 2.55	Audio 1.6 y 2.58
Espaciamiento de llaveo en Hz	Insertada en banda base 30.8 KHz	3 000	1 000	980
Ancho de banda nominal del filtrado	700 Hz	1 000 Hz	480 Hz	330 Hz
Tipo de modulación	AM	FSK	FSK	FSK
Velocidad nominal del canal de transmisión	3 mseg.	4 mseg.	4 mseg.	4 mseg.
Llaveo de entrada al transmisor	5 volts. 20 mA	contacto seco 5V 20 mA	5 volts. 20 mA	5 volts. 20 mA
Salida del receptor	5 volts. 20 mA	5V 20 mA 6 30A SCR (10A)	5 volts. 20 mA	5 volts. 20 mA
Tipo de salida	transistor	transistor SCR	transistor	transistor
Mínima S/R tolerable	20 dB	7 dB	5 dB	5 dB
Margen de operación recomendado	15 dB	10-25 dB	10 dB	7-10 dB
Método de Transmisión	Aplicado al nivel de banda base del canal de SSB PLC transmitido sobre línea de potencia	Aplicado al nivel de banda base del canal - SSB PLC -- transmitido sobre línea de potencia	Canal PLC	Canal PLC
Rango de Operación Transmisor			- 45 dBm a 8 dBm	- 23 dBm 8 dBm
Rango de Operación Receptor			- 40 dBm 10 dBm	- 23 dBm 8 dBm

APENDICES**Apéndice A****Diseño de Circuitos Rectificadores****Apéndice B****Diseño de filtros activos tipo Butterworth de 3er orden.****Apéndice C****Diseño del Detector de Cruce por Cero con Histeresis****Apéndice D****Circuito Simulador de Ruido**

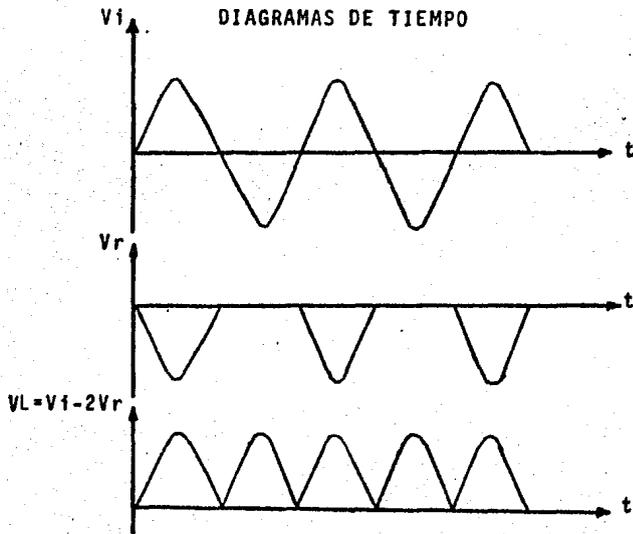
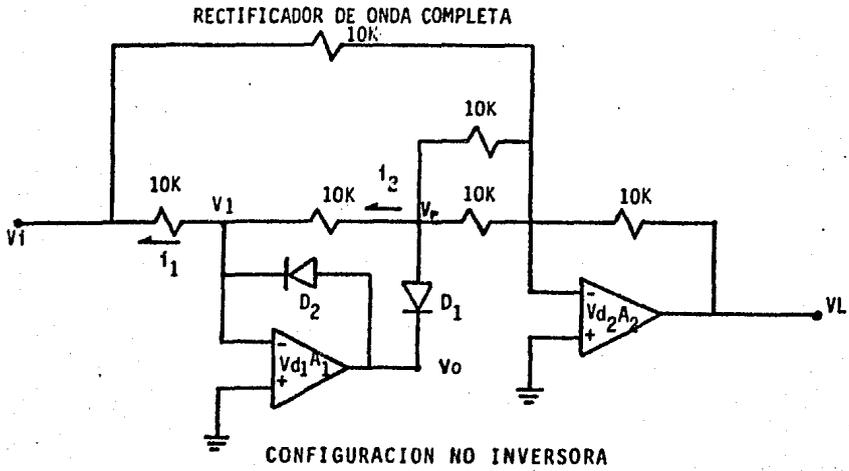
Las ecuaciones de diseño y las características de funcionamiento para cada uno de los circuitos presentados en los siguientes apéndices, fueron obtenidos del "Manual de diseño de circuitos con -- amplificadores operacionales" [7].

En este manual se desarrollan detalladamente los pasos de diseño para llegar a los circuitos finales, aunque para fines del presente trabajo, solamente se describen los pasos mas importantes.

APENDICE A

DISEÑO DE CIRCUITOS RECTIFICADORES

122



El diseño de este circuito, como se muestra en la figura está constituido a partir de dos operacionales conectados en cascada a los cuales se les ha proporcionado una configuración especial basada en los siguientes detalles de funcionamiento.

Cuando V_i es mayor que cero, V_o es negativo por lo tanto D2 se abre y D1 se cortocircuita, entonces A1 se conecta como un amplificador inversor donde:

$$i_2 \approx i_1 \quad \text{y} \quad V_{d1} \approx 0 \quad \therefore \quad V_r = -V_i \quad \text{cuando} \quad V_i > 0$$

Cuando V_i es menor que cero, V_o es positivo, por lo tanto D2 se cortocircuita y D1 se abre, entonces:

$$i_2 = 0 \quad \text{y} \quad V_r = V_i \quad V_o = V_i - 0.7 \quad \text{puesto que:}$$

$$V_i = V_{d1} = -V_o / A_d = -(V_i - 0.7) / A_d$$

Por lo tanto tenemos que:

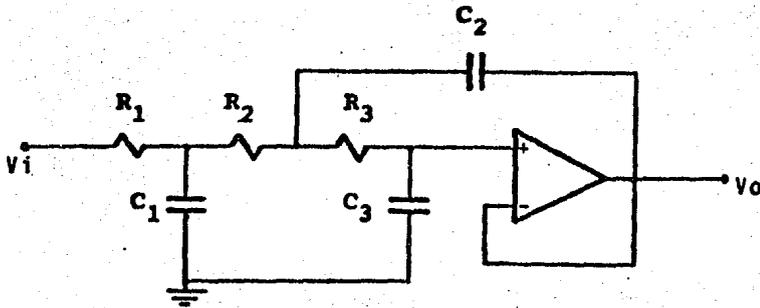
$$V_r = V_i = \frac{0.7}{A_d + 1} \approx 0V \quad \text{Cuando} \quad V_i < 0$$

Para el amplificador A2 la configuración funciona como un sumador de los voltajes V_i y V_r , donde la respuesta está dada en función de los valores de las resistencias R_F y R_i de donde se tiene la siguiente respuesta:

$$V_L = -V_i - 2V_r$$

Por lo que a la salida (V_L) se proporciona una señal rectificadora en onda completa como se muestran en las gráficas de la figura.

La configuración puede ser inversora cuando se cambia la polaridad de D1 y D2.

APENDICE B**DISEÑO DE FILTROS ACTIVO TIPO BUTTERWORTH DE
3er. ORDEN (.1 dB PICO)**

En la figura se muestra el circuito de un filtro activo paso bajas de 3er. orden. Este circuito utiliza retroalimentación sencilla, no requiere de muchos componentes y provee una buena estabilidad.

Dada la frecuencia de corte F_c (-3dB) y la siguiente función de transferencia, se procede al cálculo de los componentes del circuito por medio de los siguientes pasos:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{S^3 A + S^2 B + S C + 1}$$

Donde:

$$A = C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3$$

$$B = C_1 C_2 C_3 (R_1 + R_2) + C_1 C_3 R_1 (R_2 + R_3)$$

$$C = C_1 R_1 + C_3 (R_1 + R_2 + R_3)$$

Donde la localización de los polos en dominio de S para simple re-troalimentación en un filtro de tercer orden tipo BUTTERWORTH son las siguientes:

LOCALIZACION DEL
POLO REAL

- 1.00

LOCALIZACION DE LOS DOS POLOS
IMAGINARIOS

- 0.5 ± j 0.866

1.- Se escogen los valores C_1'' , C_2'' y C_3'' de la tabla B.1 de acuerdo al tipo de filtro requerido.

FILTRO PASOBAJAS DE TERCER ORDEN (TIPO)	$C_1''F$	$C_2''F$	$C_3''F$
BESSEL	0.9880	1.423	0.2538
BUTTERWORTH	1.392	3.546	0.2024
CHEBYSHEV			
(0.1 dB de rizo)	1.825	6.653	0.1345
(0.25 dB de rizo)	2.018	8.551	0.1109
(0.5 dB de rizo)	2.250	11.23	9.9895
{ 1 dB de rizo }	2.567	16.18	0.06428
{ 2 dB de rizo }	3.113	27.82	0.03892
{ 3 dB de rizo }	3.629	43.42	0.02533

TABLA B.1

2.- Usando la frecuencia de corte F_c se determinan los valores de C_1^i , C_2^i y C_3^i por medio de las siguientes ecuaciones:

$$C_1^i = \frac{C_1''}{2\pi f_c}$$

$$C_2^i = \frac{C_2''}{2\pi f_c}$$

$$C_3^i = \frac{C_3''}{2\pi f_c}$$

3.- Se propone un valor de $R = R_1 = R_2 = R_3$ el cual produce valores prácticos para C_1 , C_2 y C_3 de acuerdo a:

$$C_1 = \frac{C_1^i}{R}, \quad C_2 = \frac{C_2^i}{R}, \quad C_3 = \frac{C_3^i}{R}$$

Considerando el valor de C_2 como el mayor.

En base a los pasos de diseño anteriores se procede a obtener los valores reales.

Obteniendo los valores de tablas.

$$C_1'' = 1.392 \quad C_2'' = 3.546 \quad C_3'' = 0.2040$$

si

$$A_v f_{cp} \geq 100$$

$$f_{cp} = 500 \text{ Hz}$$

$$A_v = 1$$

$$C_1'' = \frac{C_1''}{2\pi f_{cp}} = \frac{1.392}{1000\pi} = 4.43 \times 10^{-4}$$

$$C_2'' = \frac{C_2''}{2\pi f_{cp}} = \frac{3.546}{1000\pi} = 1.1287 \times 10^{-3}$$

$$C_3' = \frac{C_3''}{2 \pi f_{cp}} = \frac{0.2024}{1000 \pi} = 6.4425 \times 10^{-5}$$

Dando valores a $C_2 = 22 \text{ nf} = 22 \times 20^{-9} \text{ f}$

$$\text{y } R_1 = R_2 = R_3 = R$$

$$R = \frac{C_2'}{C_2} = \frac{1.1287 \times 10^{-3}}{22 \times 10^{-9}} = 51.3 \text{ K}$$

$$C_1 = \frac{C_1'}{R} = \frac{4.43 \times 10^{-4}}{51.3 \times 10^{-3}} = 8.63 \times 10^{-9}$$

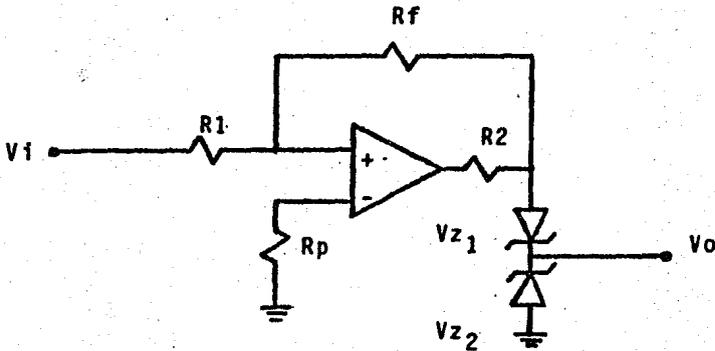
$$C_3 = \frac{C_3'}{R} = \frac{6.4425 \times 10^{-5}}{51.3 \times 10^3} = 1.25 \times 10^{-9}$$

$$R_1 = 47 \text{ K} = R_2 = R_3$$

$$C_1 = 3.9 + 4.7 \text{ nf}$$

$$C_2 = 22 \text{ nf}$$

$$C_3 = 1.2 \text{ nf}$$

APENDICE C**DISEÑO DEL DETECTOR DE CRUZE POR CERO CON
HISTERESIS**

En la figura se muestra el circuito de un detector de cruce por cero con histeresis.

Dados los umbrales de detección ΔV_1 y ΔV_2 (nivel de tensión superior e inferior respectivamente) y los dos niveles de salida, se procede al cálculo siguiente:

Si la tensión de alimentación es ± 5.1 V y la corriente del diodo zener fluctua entre 5 y 10 ma.

$$R_2 \approx 470$$

Utilizando un amplificador operacional TL084, de las especificaciones del fabricante obtenemos:

$$R_1 = \frac{\Delta V_{io}/\Delta I}{\Delta I_b/\Delta I} = \frac{\Delta V_{io}}{\Delta I_b} \quad \begin{array}{l} \Delta V_{io} = 10 \mu A \\ \Delta I_b = 10 \text{ nA} \end{array}$$

$$R_1 = \frac{10 \mu V}{10 \text{ nA}} = 1 \text{ K}$$

Las resistencias R_p y R_f determinan el nivel de los umbrales del comparador. De este modo, en base a los valores de $\Delta V_1 = 563 \text{ mV}$ y $\Delta V_2 = 653 \text{ mV}$ requeridos, se tiene que:

$$\Delta V_1 = - \frac{R_p V_{z1}}{R_p + R_f} \quad \Delta V_2 = \frac{R_p V_{z2}}{R_p + R_f}$$

Se seleccionó el voltaje V_{z1} y V_{z2} con un valor comercial y también para aprovechar este nivel de suministro a las siguientes etapas:

$$- V_{z1} = -5.1 \text{ V}$$

$$V_{z2} = -5.1 \text{ V}$$

$$\Delta V_1 = 653 \text{ mV}$$

$$\Delta V_1 = -\Delta V_{z1}$$

$$\Delta V_2 = 653 \text{ mV}$$

$$\Delta V_2 = \Delta V_{z2}$$

Para reducir el error creado por la corriente de polarización.

$$R_p = R_1 \therefore R_p = 1 \text{ K}$$

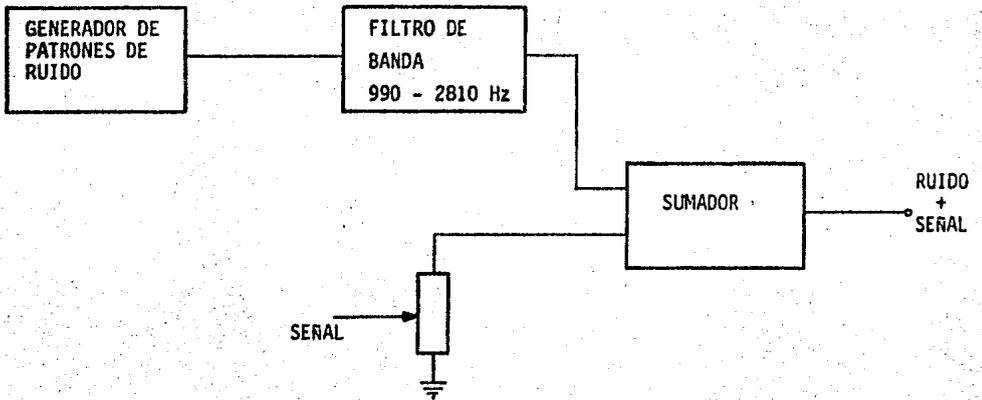
$$A = \frac{\Delta V_2}{V_{z2}} = \frac{653 \text{ mV}}{5.1} = 128 \times 10^{-3}$$

$$R_f = \frac{R_p(1-A)}{A} = 6.8 \text{ K}$$

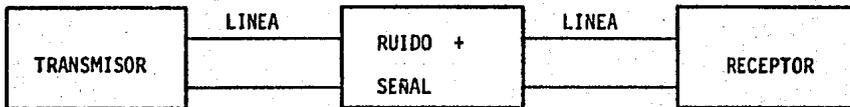
APENDICE D

CIRCUITO SIMULADOR DE RUIDO

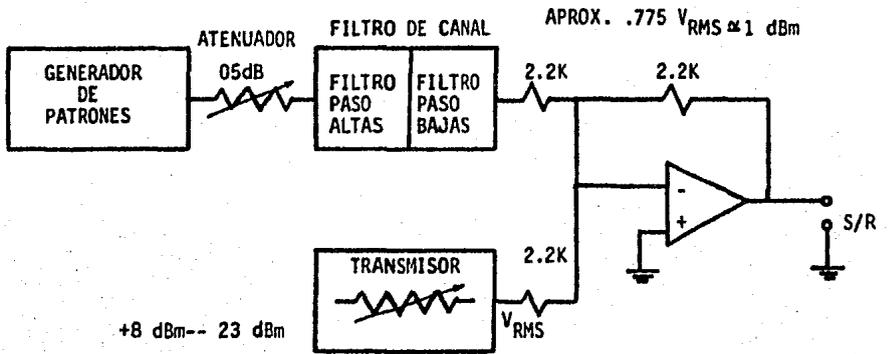
Tomando en cuenta que la aparición del ruido en las líneas de alta tensión se debe a variadas causas y en la práctica sería muy difícil simularlo, se tomó como fuente un generador de patrones - del tipo de ruido estacionario y se configuró el circuito como se muestra a continuación:



POSICION DEL SIMULADOR EN EL DISENO



CIRCUITO DETALLADO DEL SIMULADOR



POSICION DE LOS COMANDOS EN LOS EQUIPOS

GENERADOR DE PATRONES

Frecuencia: Normal
 F1

Pattern: PRBS n=words;20
 NORM

Output format: NRZ

Generator: Delay data O/P (75Ω)

FILTRO DOBLE ALTOS Y BAJOS

FILTRO PASO BANDA

PASA ALTAS:

Frecuencia de corte: 890 Hz
0dB Gain ; Flat ampl.

PASA BAJAS:

Frecuencia de corte: 2810 Hz
20dB Gain ; Flat ampl

REFERENCIAS

1. CIGRE, "Teleprotección", Comités No. 34 y 35, Reporte de grupo de trabajo sobre Teleprotección, Marzo, 1969.
2. ASINEL, "Teledisparo, Características y Equipos", Grupo de trabajo "Teletransmisiones", España, 1978.
3. IEC, "Normas Recomendadas para la Operación y Prueba de Equipos de Teleprotección", Comité Técnico No. 57, 1984.
4. S.A. Finnestad, CH, S. Magnus, "A Flexible Teleprotection Signalling Equipment", Reporte 35-08, CIGRE, Sesión 1980.
5. IEC, Reporte de las Publicaciones 663 y 495 sobre equipo terminal de comunicación PLC (OPLAT).
6. CIGRE, "Guide on Power Line Carrier", Grupo de Trabajo 04, París, 1979.
7. Milton Kaufman, David Stout, "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", Mc Graw Hill Inc. 1976.
8. William I. Fletcher, "An Engineering Approach to Digital Design", Prentice-Hall, Inc. 1980.
9. Documentación del Equipo T-40, General Electric.
10. The TTL Data Handbook, Texas Instruments.
11. The Linear Control Data Handbook, Texas Instruments.
12. Linear Databook, National Semiconductor.