

RESUMEN de la Tesis de José Luis Briseño Cervantes,  
presentada como requisito parcial para la obtención del grado  
de MAESTRO EN CIENCIAS en FISICA APLICADA con opción en  
ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California,  
México. Noviembre de 1983.

INTERFAZ DE SEÑALIZACION TELEFONICA.

Resumen aprobado:

\_\_\_\_\_

M. en C. Fernando Hernandez D.

Director de Tesis

Se describe el diseño y construcción de la circuitería para una Interfaz Telefónica utilizada en el protocolo de señalización entre un conjunto de aparatos telefónicos y un Controlador. Tanto la Interfaz como el Controlador forman parte de un sistema de comunicación para telefonía rural vía satélite proyectado para instalarse en áreas rurales cuya población esté entre 500 y 2500 habitantes y con baja demanda de tráfico telefónico.

La Interfaz de Señalización Telefónica consta principalmente de Unidades de Línea (SLIC's) basadas en el MC 3419, un Detector de señales Multifrecuencia y circuitos de conexión y generación de tonos.

Las principales funciones que realiza esta Interfaz son:

- Detectar y generar señales de abonado (Señales de Ocupado, Eco e Invitación a marcar, Alimentación, Protección contra sobrevoltajes, Timbrado, Supervisión, Función híbrida y Prueba).
- Detectar y procesar señales de Enrutamiento o Dirección (Pulsos de discado y Señales Multifrecuencia)
- Convertir la señales analógicas provenientes de los teléfonos a información digital para el Sistema de Control

Los puntos mas sobresalientes durante el desarrollo del sistema fueron:

- El diseño de la circuitería en forma modular.
- Capacidad de manejar teléfonos de disco y de teclas.

- Prueba del prototipo en conjunto con la programación
- Construcción y prueba del sistema en una tarjeta con capacidad para atender a cuatro teléfonos.

Finalmente, una de las conclusiones importantes es el tener el prototipo terminado y unido al sistema de control en su gabinete respectivo, y haber obtenido resultados satisfactorios en las pruebas efectuadas.

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE

EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DIVISION DE FISICA APLICADA

INTERFAZ DE SEÑALIZACION TELEFONICA

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para  
obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta

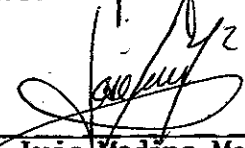
JOSE LUIS BRISEÑO CERVANTES

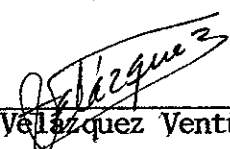
Ensenada, B. C., Noviembre de 1983

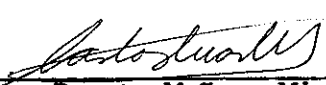
---

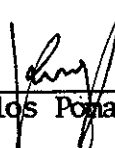
TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR:

  
Dr. José Carlos Pomalaza Díaz, Director del Comité

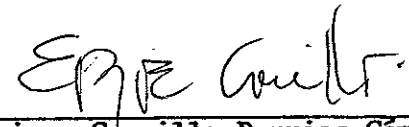
  
M. C. José Luis Medina Monroy, Miembro del Comité

  
M.C. Arturo Velázquez Ventura, Miembro del Comité

  
M.C. Carlos Duarte Muñoz, Miembro del Comité

  
Dr. José Carlos Pomalaza Díaz, Jefe del Departamento de Electrónica  
y Telecomunicaciones

  
M.C. Martín Celaya Barragán, Director de la División de Física  
Aplicada

  
Dr. Enrique Carrillo Barrios-Gómez, Director Académico

Tesis presentada en Diciembre 2, 1983.

## DEDICATORIA

Con cariño a mi MADRE.....por su amor.

A mi hermana GUADALUPE.....(En paz descansa).

A mis hermanos ELENA, ENRIQUE, JESUS, ANTONIO, CECILIA,  
GRACIELA Y ROSA MARIA.

A mi familia.....por su unión y cariño.

A mi PADRE.....

---

## AGRADECIMIENTOS

Al C. I. C. E. S. E.

Al CONACyT.

A los miembros de mi Comité de tesis M. en C. Fernando Hernandez D., M. en C. Carlos Duarte, M. en C. Arturo Velazquez, M. en C. Jesus Ibarra, y M. en C. Jose Luis Medina por la revisión y crítica de esta tesis.

A los Drs. Jorge Valerdi C. y Roberto García M. por su asesoría, estímulos y facilidades proporcionadas durante el desarrollo de esta obra.

A mi Director de Tesis DR. JOSE C. POMALAZA D.

Al personal de Física Aplicada que contribuyó directa e indirectamente a la realización de este trabajo.

---

mecanografía.

Al Ing. Fernando Echeverry por su ayuda técnica.

A mis amigos Gustavo Perez, Ernesto Quiroz y Virgilio Acosta  
por su gran amistad y apoyo.



## CONTENIDO

|                                                    | página |
|----------------------------------------------------|--------|
| I.- INTRODUCCION                                   | 1      |
| II.-ANTECEDENTES                                   | 8      |
| II.1.- Sistema de Comunicación Rural               | 8      |
| II.2.- Operación de la Interfaz                    | 12     |
| II.3.- Características de la Interfaz              | 14     |
| III.- DISEÑO                                       | 16     |
| III.1.- Consideraciones Generales                  | 16     |
| III.2.- Esquema General                            | 22     |
| III.3.- Diseño y Descripción de Etapas             | 27     |
| III.3.1.- Generador de 425 Hz                      | 27     |
| III.3.2.- Cadencias de Eco y Ocupado               | 36     |
| III.3.3.- Circuito de Conexión de Tonos            | 37     |
| III.3.4.- Multicanalizador                         | 39     |
| III.3.5.- Detector de Tonos Multifrecuencia        | 42     |
| III.3.6.- Circuito de Interfaz de Línea de Abonado | 45     |
| III.3.7.- Circuito Convertidor de nivel a TTL      | 63     |
| III.3.8.- Circuito Comparador                      | 65     |
| III.3.9.- Circuito de Control para el Timbre y Eco | 67     |
| III.4.- Circuitería                                | 71     |
| IV.- REPORTES DE LABORATORIO                       | 73     |
| IV.1.- Circuito de Reemplazo a la Matriz           | 73     |

## CONTENIDO (Cont.)

|                |                                                                        |     |
|----------------|------------------------------------------------------------------------|-----|
| IV.2.-         | Contadores de Pulsos                                                   | 77  |
| IV.3.-         | Pruebas                                                                | 79  |
| IV.3.1.-       | Pruebas en la Tarjeta Alambrada de la<br>Interfaz                      | 79  |
| IV.3.2.-       | Pruebas en Conjunto con el SCI                                         | 85  |
| V.-            | PROTOTIPO                                                              | 87  |
| V.1.-          | Montaje                                                                | 87  |
| V.2.-          | Ducto de Entrada/Salida                                                | 88  |
| VI.-           | CONCLUSIONES                                                           | 89  |
|                | LITERATURA CITADA                                                      | 92  |
|                | GLOSARIO                                                               | 96  |
| APENDICE I.-   | Descripción del MC 3419, y Lista de<br>Componentes                     | 99  |
| APENDICE II.-  | Costos                                                                 | 115 |
| APENDICE III.- | Especificaciones de los integrados<br>MC 3419, M-947, CD 4066 y CD4052 | 117 |

## LISTA DE FIGURAS

| <u>Figura</u> |                                                       | <u>Página</u> |
|---------------|-------------------------------------------------------|---------------|
| 1             | Sistema de Comunicación Telefónica Rural Vía Satélite | 8             |
| 2             | Estructura de la Estación Terrena Rural               | 9             |
| 3             | Pulsos de Discado                                     | 18            |
| 4             | Formato de Señales de Multifrecuencias                | 19            |
| 5             | Diagrama General de la Interfaz                       | 23            |
| 6             | Oscilador de Onda Cuadrada                            | 28            |
| 7             | Diagrama de Tiempos del Oscilador                     | 30            |
| 8             | Filtro Pasa-Banda                                     | 34            |
| 9             | Demulticanalizador CD 4066                            | 38            |
| 10            | Circuito de Conexión de Tonos                         | 40            |
| 11            | Multicanalizador                                      | 41            |
| 12            | Receptor DTMF M-947 (DE TELTONE)                      | 44            |
| 13            | Circuito de Línea (SLIC)                              | 49            |
| 14            | Diagrama a Bloques del MC 3419                        | 56            |
| 15            | Detección del Estado Telefónico                       | 58            |
| 16            | Convertidor a Nivel TTL                               | 64            |
| 17            | Comparador                                            | 65            |
| 18            | Control para la Cadencia del Timbre/Eco               | 69            |
| 19            | Diagrama Detallado de la Interfaz                     | 72            |
| 20            | Matriz de Conexión de Tonos                           | 74            |

## LISTA DE FIGURAS (Cont.)

| <u>Figura</u> |                                                             | <u>Página</u> |
|---------------|-------------------------------------------------------------|---------------|
| 21            | Alambrado de los Contadores al PIA 0 del SCI                | 78            |
| 22            | Tarjeta Alambrada de la Interfaz de Señalización Telefónica | 80            |
| 23            | Ducto General de Entrada/Salida                             | 82            |
| 24            | Tarjetas Alambradas de la IST y el SCI                      | 86            |
| 25            | Tabla de Verdad del CD 4052                                 | 99            |
| 26            | Símbolos para los Circuitos Espejos de Corriente            | 101           |
| 27            | Espejo de Corriente Al                                      | 102           |
| 28            | SLIC Monolítico                                             | 104           |
| 29            | Rechazo Transhibrido vs. Impedancia de Lazo                 | 107           |
| 30            | Circuito SLIC con Supresión Longitudinal                    | 111           |
| 31            | Capacidad Longitudinal vs. Corriente de Lazo                | 112           |

## INTERFAZ DE SEÑALIZACION

### TELEFONICA

#### I.- INTRODUCCION

El avance tecnológico en las telecomunicaciones via satélite ha proporcionado grandes ventajas para su uso de las diferentes ramas de las comunicaciones, tales como telecomunicaciones civiles, domésticas, regionales, militares, de terminales móviles, espaciales, etc.. La característica única del satélite de radiar sobre grandes extensiones terrestres, la introducción de microprocesadores, y el uso de circuitos de alta integración, representan beneficios importantes para que el desarrollo telefónico en el medio rural sea una realidad gracias a que los costos se reducen sustancialmente.

Las ventajas de usar tecnología de satélite en los enlaces son: bajos costos del sistema para núcleos apartados de la red telefónica nacional ya que los costos de las estaciones terrenas son independientes de la distancia,

conveniencia para servicios múltiples de telecomunicaciones ( televisión, teleproceso, etc. ), gran cobertura geográfica, etc..

Una de las desventajas al usar sistemas de comunicación por satélite, es la dependencia tecnológica con el exterior, la cual, en gran parte será disminuida en base a la decisión del gobierno mexicano de tener su propio satélite para 1985.

Un problema de interés nacional, es la existencia de incomunicación en zonas rurales. Para esto se señaló como objetivo particular dar impulso a la comunicación rural estudiando el problema en materia de las telecomunicaciones naciendo así el Plan Nacional de Telefonía Rural (PNTR). Los estudios de este plan (Anón., 1979) revelaron que solo el dos por ciento de la población rural (13,255 localidades) tiene acceso a la comunicación telefónica y que su implementación arroja costos inferiores a otros medios convencionales de comunicación. Las alternativas de implementación que estima el PNTR tomando en cuenta los obstáculos tales como la orografía y la dispersión de poblados que pueden incrementar los costos de introducción, suministro y conservación son: Enlaces por cable, enlaces por radio y enlaces por satélite.

Proponiendo únicamente localidades rurales que cuenten con servicio de electrificación y tienen entre 500 y 2,500

habitantes, se dedujo que la comunicación telefónica vía satélite ofrece ventajas respecto de los otros sistemas en un 21 por ciento de la población rural, pero tomando en cuenta los planes de expansión de la red telefónica nacional, se reduce a 10 por ciento el número de localidades rurales que requieren satélite. De acuerdo a esto, 1,600 estaciones terrenas es un número justificable recomendado por el PNTR (Anón., 1979).

#### Presentación del Problema.

El uso de enlaces por satélite en aplicaciones telefónicas origina problemas de interconexión entre la red telefónica terrestre y el enlace por satélite. El problema principal surge por la diferencia de velocidades en respuesta y propagación, así como la estructura de los formatos de señalización ya que, por un lado el retardo de un enlace por satélite es del orden de los 600 mseg y su equivalente terrestre es menor a 10 mseg . Así mismo, mientras los mensajes de la red terrestre son lentos requiriéndose hasta 2 segundos para la transmisión de los dígitos de enrutamiento, por satélite esa información puede transmitirse en una ráfaga de 5 mseg en promedio ( Dobrski y Miller, 1981).

## Solución

Para resolver el problema de diferencia en formatos y velocidades, se diseñó una interfaz que se encarga de dialogar por un lado con un controlador DAMA (acceso múltiple en función de la demanda) ubicado al igual que la Interfaz en la estación terrena, y por otro con los aparatos telefónicos ( ver Fig. 1 Secc. 2.1 ), convirtiendo la información a formatos compatibles para cada una de las partes.

## Objetivo.

La finalidad de esta tesis es obtener un prototipo que pueda detectar y generar señales de abonado (Explicación en la sección 2.2) y manejar señales de dirección (señales de frecuencias duales dadas por los teléfonos de teclas, y seáles en forma de pulsos dadas por los teléfonos de disco). A dicho sistema lo llamamos Interfaz de señalización Telefónica (IST). El modelo se implementará en tarjeta de alambrado, la cual tendrá la capacidad de manejar 4 abonados. Se pretende que el sistema sea versátil para que posteriormente mediante un concentrador o un conmutador, sirva de base para conectar el sistema de comunicación rural



a la red Telefónica Nacional. En suma el trabajo representa gran parte de la circuitería de la Interfaz de Señalización Teléfono=DAMA. Por lo que se refiere a la programación (Sistema de Control de la Interfaz), ésta es motivo de una tesis de maestría. Ver (Perez, 1983).

Organización de la tesis.

La presente tesis lleva el siguiente orden:

El capítulo II describe en forma general un sistema de comunicación telefónica rural via satélite, las funciones generales de las etapas de una estación terrena rural de baja capacidad, la función específica de la Interfaz , y las características de la misma.

El capítulo III es la parte medular que describe el diseño de la circuitería usada en la construcción de la Interfaz.

El capítulo IV menciona las modificaciones al diseño inicial y las pruebas de laboratorio.

---

El capítulo V muestra la estructura final del prototipo en conjunto con las tarjetas del sistema de control para la Intefaz Telefónica.

Finalmente las conclusiones del capítulo VI denotan los resultados obtenidos y los comentarios finales.

En lo sucesivo usaremos solo el nombre de "Interfaz" en lugar de "Interfaz de Señalización Teléfono=DAMA".

## II.- ANTECEDENTES

### 2.1.- Sistema de comunicación rural

Un sistema de comunicación telefónica rural vía satélite típicamente puede representarse como el de la Figura 1, donde se indican los bloques básicos tanto para una localidad rural como para un centro urbano. Una estación terrena rural como la representada en la Figura 2 muestra la interacción de la Interfaz con el sistema controlador DAMA y un conmutador (García Muñoz y Pomalaza Díaz, 1981). Los bloques principales de la estación terrena rural son:

#### A.- Conmutador telefónico e Interfaz (bloque 1).

Funciones principales:

- a) Detectar el estado telefónico
- b) Generación y envío de tonos de señalización
- c) Reconocimiento de dígitos

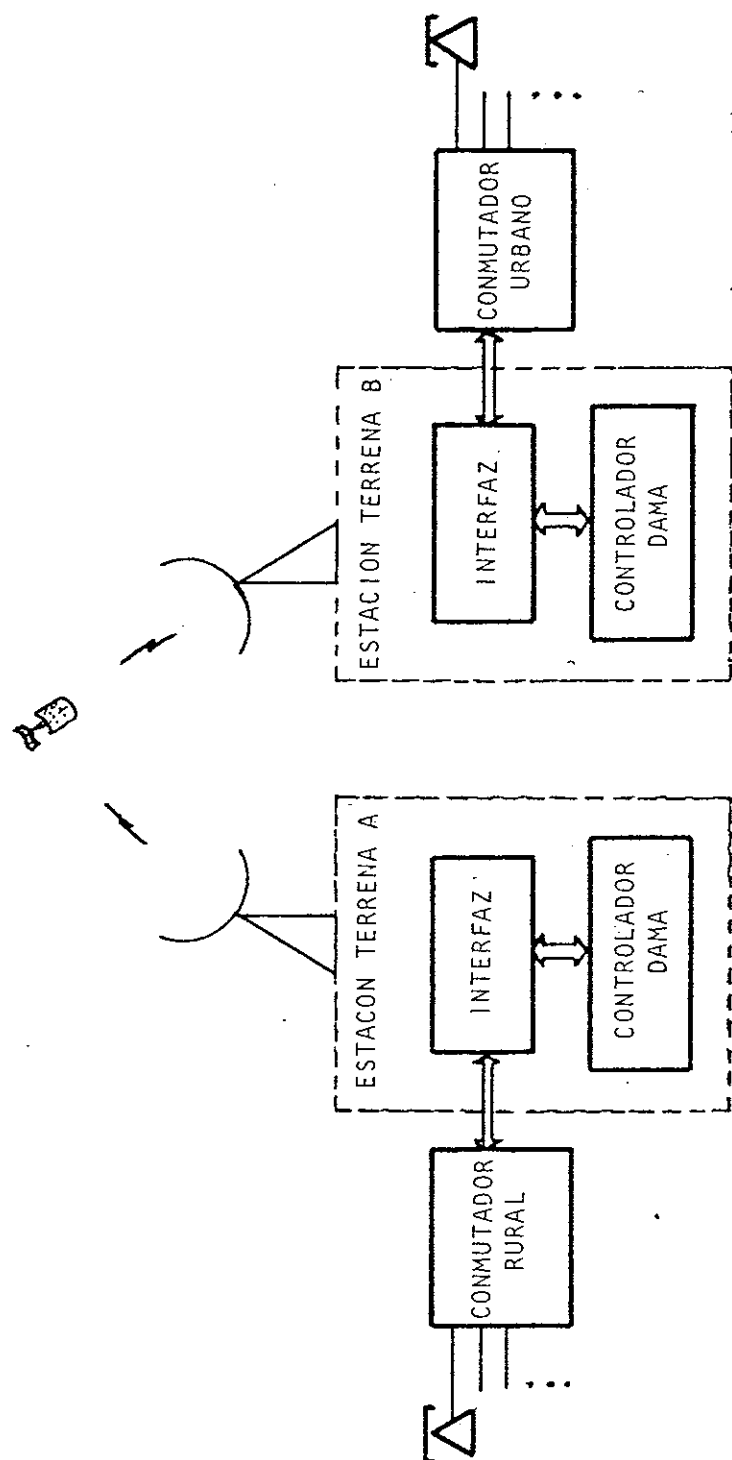


FIGURA 1.- SISTEMA DE COMUNICACION TELEFONICA RURAL VIA SATELITE

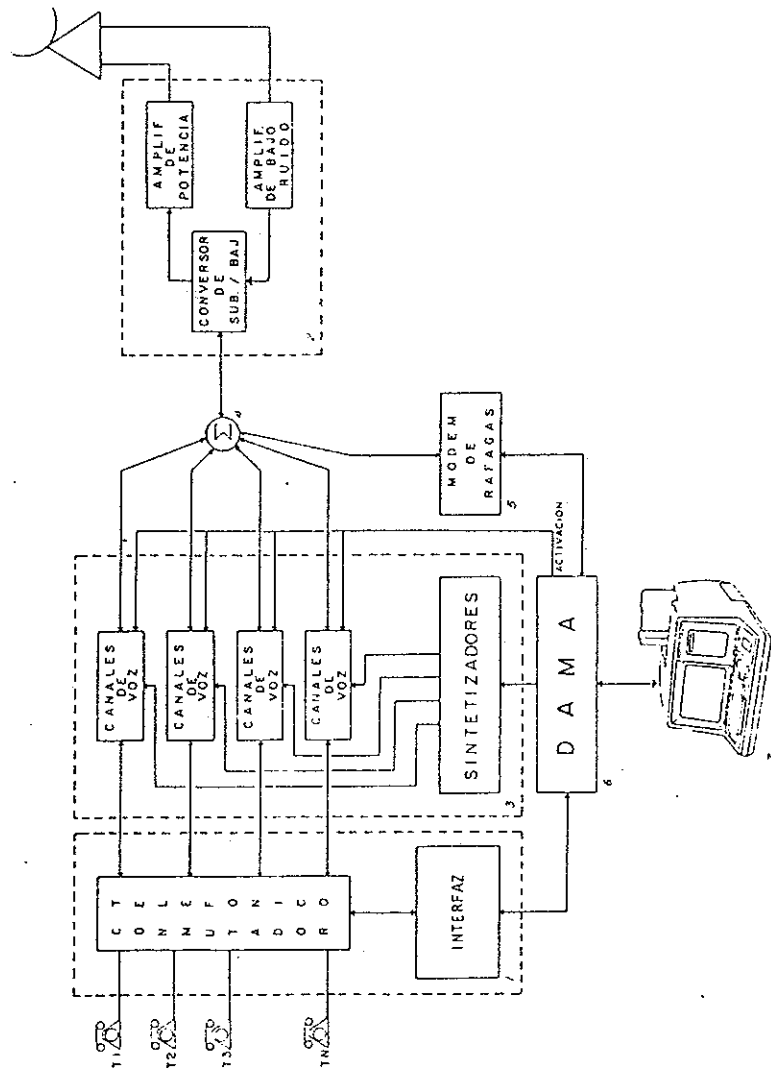


FIGURA 2.- ESTRUCTURA DE LA ESTACION TERRENA RURAL

d) Enrutamiento

e) Transformar las señales de dirección y señales telefónicas al sistema de señalización CCITT No.6 y viceversa.

B.- Equipo de radiofrecuencia (bloque 2).

Compuesto por:

a) Conversor de subida/bajada. Transforma la frecuencia intermedia de 70 MHz a 6 GHz en la transmisión y en la recepción de 4 GHz a 70 MHz.

b) Amplificador de bajo ruido. Refuerza la señal que débilmente llega del satélite.

c) Amplificador de potencia. Circuito utilizado como última etapa en el proceso de la amplificación de la señal para dar la potencia necesaria a la antena, en la salida.

C.- Canales de voz (bloque 3).

Compuestos por:

a) Modems con activación de voz.

b) Sintetizadores. Seleccionan uno de los 400 canales bidireccionales del transponder del satélite para el establecimiento de un enlace.

D.- Multi-Demulticanalizador (número 4). Une y distribuye las señales moduladas que se transmiten o reciben respectivamente.

F.- Modem de ráfagas (bloque 5). Usado para enviar y recibir mensajes digitales del canal común de señalización (CCS).

G.- Controlador DAMA (bloque 6).

Tareas Principales:

---

- a) Analiza y procesa señales provenientes de la Interfaz Telefónica y del Canal Común de Señalización (CCS).
- b) Selecciona canales espaciales.
- c) Establece las llamadas telefónicas.
- d) Actualiza listas de canales espaciales.
- e) Realiza la tasación de las llamadas.
- f) Tiene el control, diagnóstico y estadísticas de la red.

H.- Terminal de monitoreo (bloque 7). Usada para observar y modificar tablas de datos, inicializar el sistema, monitorear la red y enviar señales de prueba a estaciones terrenas.

## 2.2.- Operación de la Interfaz.

Como parte integral de un sistema de comunicación telefónica rural vía satélite (ver Fig. 2), la operación de la Interfaz debe cumplir principalmente con la tarea de conversión de señales, ya que por un lado la señalización entre ésta y el conmutador es la usada por la red Telefónica Nacional y por el otro, se ha elegido el Sistema de Señalización CCITT No. 6 para comunicación entre Estaciones Terrenas, el cual, diseñado para comunicación digital entre centrales telefónicas (Anón., 1977), ha sido modificado para



adaptarlo a la señalización entre la Interfaz y el sistema DAMA. Los mensajes en este diálogo se definen como IAM's (Mensaje Inicial de Dirección) y pueden ser múltiples o simples. Los IAM's se forman de palabras de 8 bits y se requiere un IAM múltiple (15 palabras de 8 bits) y dos IAM's simples (cada uno formado de 2 palabras de 8 bits) en el establecimiento de un enlace entre dos teléfonos. Información más detallada de este sistema de señalización se encuentra en las referencias (Quiroz Morones, 1983); (Acosta Villarreal, 1983); (Preciado Velasco, 1983).

La señalización usada por la red Telefónica Nacional en los registros de sus centrales, emplea códigos de multifrecuencias de secuencia obligada (MFC) y se rige por las especificaciones del Sistema Regional R2 modificado. Este sistema de señalización usa señales de frecuencia vocal que constan cada una de dos frecuencias simultaneas (Lara Palacios, 1977).

Básicamente la Interfaz procesa señales que vienen desde los teléfonos y desde el controlador DAMA, y genera señales hacia los teléfonos y hacia el controlador DAMA.

La contribución de esta tesis en el diseño y

construcción de la Interfaz, es el desarrollo de la circuitería necesaria en la señalización desde y hacia los teléfonos. Esta señalización se divide en señales de Abonado y señales de Dirección o Enrutamiento. Las señales de Abonado son:

- Estado telefónico (colgado o descolgado).
- Invitación a marcar.
- Eco.
- Ocupado.
- Congestión.
- Timbre.
- Colgar.

y las señales de dirección son:

- . Pulsos en teléfonos de disco.
- . Señales de frecuencias duales en teléfonos de teclas.

### 2.3.- Características de la Interfaz.

De acuerdo a las señales mencionadas en la sección 2.2,

la circuitería de la Interfaz de Señalización Telefónica (IST) se forma de:

- Circuitos de acceso individual.
- Circuitos generadores de tonos.
- Generador de timbre.
- Circuito detector de señales multifrecuencia.
- Una matriz para conexión de tonos.

Cada uno de estos circuitos estarán en contacto con el Sistema de Control de la Interfaz (SCI), cuya programación es desarrollada por J. G. Perez en su tesis de maestría y se basa principalmente en el microprocesador MC 6809 (Perez, 1983).

### III.- DISEÑO.

#### 3.1.- Consideraciones generales.

Para el diseño de la Interfaz es importante considerar:

- a) El tipo de teléfonos que manejará.
- b) El protocolo de señalización.

La Interfaz debe contener circuitería para el manejo tanto de teléfonos de teclas como teléfonos de disco, y circuitería para la obtención de todas las señales necesarias para el diálogo entre los teléfonos y el Sistema de Control de la Interfaz (SCI). Estas señales de Abonado, y de Dirección que se mencionaron en la sección 2.2, se obtienen como sigue:

### Señal de Estado Telefónico (ESTEL).

Para obtener la señal ESTEL (colgado o descolgado) usaremos el circuito de línea (SLIC) basado en el integrado MC 3419, el cual reviste importancia por ser el medio de transmisión y recepción de las señales de Abonado y de Dirección existentes en el diálogo Teléfono-SCI. Las características de este circuito se describen en la sección 3.3.6.

### Señal de Dirección.

En caso de tener teléfonos de disco, la señal de Dirección se toma de la salida del SLIC que indica el Estado Telefónico (ESTEL). Esta señal que en estado de descolgado y a través de un convertidor a nivel TTL es +5 volts continuos, se interrumpe en función del dígito marcado (Fig. 3). Es decir, si se marca el dígito 3, en la salida del Convertidor a TTL de la Figura 5 obtenemos un tren de 3 pulsos con período de 100 mseg. Estos pulsos entran a un contador, el cual, entrega al SCI un formato binario del número 3 marcado.

Cuando un teléfono es de teclas, el caracter de

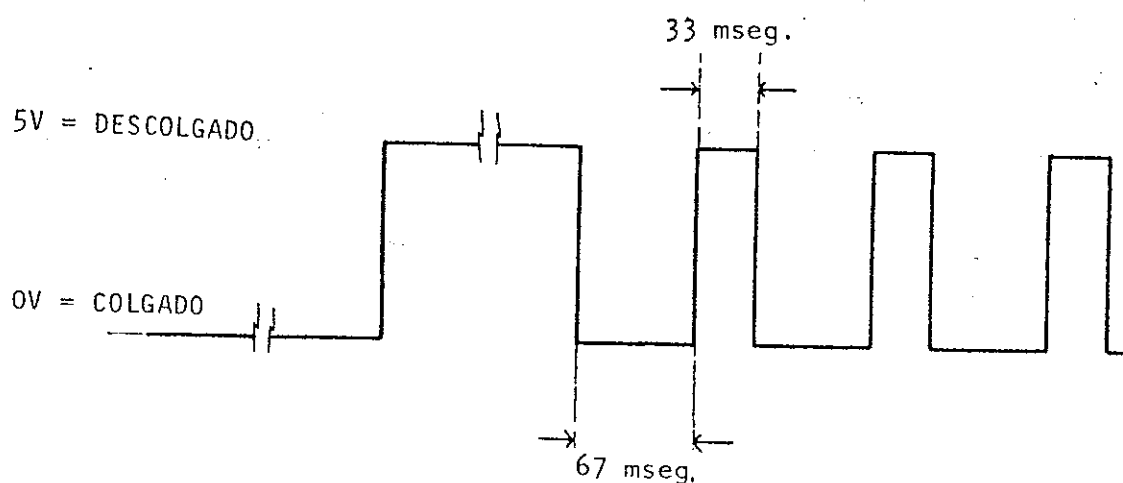


FIGURA 3.- PULSOS DE DISCADO .

dirección corresponderá al envío de una señal compuesta de dos frecuencias elegidas en base a un arreglo 2 de 7 como lo muestra la Figura 4. Posteriormente, para que el Sistema de Control de la Interfaz (SCI) identifique el número marcado, un circuito detector de frecuencias duales (DTMF) entregará al SCI un formato binario por caracter marcado. La señal de entrada al DTMF se obtendrá en la terminal de transmisión (Tx) del SLIC.

|                                 |     | GRUPO DE FRECUENCIA ALTAS (HZ) |      |      |      |
|---------------------------------|-----|--------------------------------|------|------|------|
| GRUPO DE FRECUENCIAS BAJAS (HZ) |     | 1209                           | 1336 | 1477 | 1633 |
|                                 | 697 | 1                              | 2    | 3    |      |
|                                 | 770 | 4                              | 5    | 6    |      |
|                                 | 852 | 7                              | 8    | 9    |      |
|                                 | 941 | *                              | 0    | #    |      |

FIGURA 4.- FORMATO DE SEÑALES DE MULTIFRECUENCIAS

Señal de Invitación a marcar.

La generación de la señal de Invitación a Marcar debe ser un tono continuo de 425 Hz. Este será enviado a través del SLIC, habilitado previamente por el SCI a petición de algún abonado.

### Señal de Ocupado.

Para la generación de la Señal de Ocupado se considera el uso de un temporizador que interaccione con la señal continua de 425 Hz para obtener una señal con cadencia de 0.25 seg. de señal continua por 0.25 seg. de silencio. En esa señal se usará un temporizador (LM 555).

### Señal de Eco.

La generación de la Señal de Eco es similar a la de ocupado, salvo que tendrá una cadencia de 1.0 seg. de señal continua por 3.0 seg. de silencio.

Tanto la Señal de Eco como la de Ocupado pasarán por el SLIC controladas también por el SCI.

### Señal de Timbre.

Para la obtención de la señal de timbre se usará una señal de 3 seg. de silencio por 1 seg. de señal. Esto dará



cadencia a una señal de 90 volts de corriente alterna, la cual controlada por el SCI será enviada al abonado aislando la Unidad de Línea. Para ésto usaremos el relevador AROMAT MC ZEO - JP. 5 VDC.

#### Señales de Congestión y Colgar.

Para la generación de estas señales no está contemplada una circuitería adicional, en su lugar, el SCI elegirá las señales de Ocupado y de Invitación a marcar para indicar señal de congestión y de colgar respectivamente.

Se debe considerar también en el diseño de la Interfaz una Matriz o un arreglo similar para la asignación de los tres tipos de tonos (Ocupado, Eco, e Invitación a marcar) en caso de ser requeridos simultaneamente o no por los abonados. Para este caso se piensa usar el circuito CD 22100 el cual es una matriz de 4x4 puntos de cruce.

### 3.2.- Esquema General.

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores se diseñó el diagrama general a bloques de la Interfaz representado en la Figura 5. Este diagrama muestra las conexiones entre circuitos, así como su interacción con el SCI.

Los circuitos necesarios por teléfono son:

#### Unidad de Línea (SLIC)

Este circuito se utiliza para la obtención de las funciones de: Alimentación, protección, timbrado, supervisión y prueba de la línea, así como también la separación direccional de las señales de transmisión y recepción. Una explicación más detallada se presenta en la sección 3.6.6.

#### Amplificador

Utilizado para tener control de la amplitud de la señal de transmisión proporcionada por el SLIC.

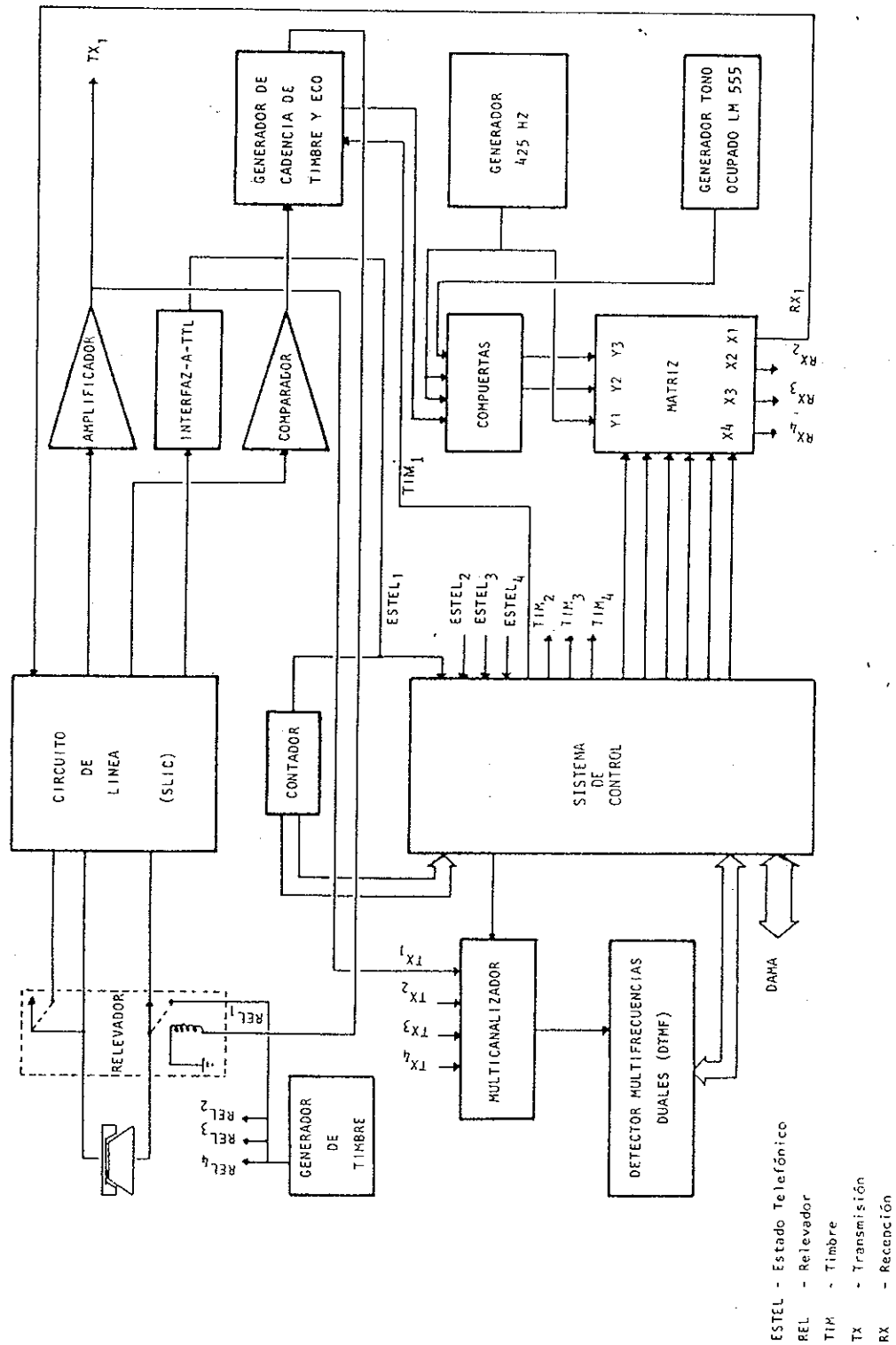


FIGURA 5.- DIAGRAMA GENERAL DE LA INTERFAZ

### Interfaz\_a\_TTL

Es un circuito empleado para obtener niveles compatibles con la lógica que requiere el SCI (lógica TTL).

### Comparador

Se utiliza para indicar al generador de la cadencia del Eco y del Timbre, el momento de quitar la señal de timbrado.

### Contador

Circuito empleado para detectar el número marcado en un teléfono de disco. La información obtenida en forma binaria a la salida de este contador se envía al SCI.

### Relevador

Utilizado para aislar al SLIC de la señal de timbre.

### Generador\_de\_cadencia\_del\_Timbre\_y\_Eco

Este bloque contiene la circuitería necesaria para la

activación y desactivación del relevador correspondiente a cada teléfono.

Los circuitos comunes a los cuatro pares de líneas telefónicas son ( ver Fig. 5 ):

Generador de 425 Hz.

Utilizado para obtener la señal de Invitación a Marcar.

Generador del tono de Ocupado

Este circuito genera la cadencia que modula la señal continua de 425 Hz para obtener el tono de Ocupado.

Detector DTMF

Con este circuito se obtiene un formato binario de cada dígito enviado por un teléfono de teclas. Estos dígitos entran al DTMF en forma de frecuencias duales.

### Multicanalizador

Este circuito nos sirve para que cualquiera de los cuatro teléfonos conectados por tarjeta, pueda tener acceso al DTMF.

### Generador de cadencia de Timbre y Eco

La circuitería común en este bloque es la utilizada para obtener la cadencia de las señales del Timbre y Eco.

### Generador de Timbre

Es utilizado como fuente externa para obtener la señal de 90 v.c.a. a 25 Hz requerida para el timbre.

### Matriz de conexión de tonos y compuertas

Estos circuitos sirven para asignar cualquiera de los tonos (Ocupado, Eco, e Invitación a marcar) a cualquiera de los cuatro teléfonos (salidas Rx1, Rx2, Rx3 y Rx4).

### 3.3.- Diseño y descripción de Etapas.

#### 3.3.1.- Generador de 425 Hz.

En el diseño del circuito que nos proporciona el tono de 425 Hz, se tienen como requisitos:

- Que la señal sea senoidal continua de 425 Hz.
- Que se tenga control de ganancia.

Para obtener la señal pedida tenemos un oscilador y un filtro. En el oscilador usamos un temporizador LM 555. El circuito que nos proporciona la función de oscilación pedida se muestra en la Figura 6. El cálculo de las dos resistencias y el capacitor ( $R_a$ ,  $R_b$ ,  $C_t$ ) nos dará las bases de tiempo deseadas. En este circuito suponiendo el interruptor  $S_1$  abierto, la salida será alta y el capacitor  $C_t$  se cargará tendiendo a  $V^+$  a través de las dos resistencias  $R_a$  y  $R_b$ , cuando el voltaje en  $C_t$  alcance el nivel de umbral  $V_{th2}$  (Voltaje umbral del comparador 2), la salida cambia de estado y motiva al interruptor  $S_1$  a cerrarse. Luego con  $S_1$  cerrado,

el punto entre  $R_a$  y  $R_b$  se aterriza poniendo  $R_b$  y  $C_t$  en paralelo eliminandose  $R_a$  del circuito. La descarga del capacitor es a través de  $R_b$ , y cuando el voltaje en el capacitor es el nivel bajo de umbral  $V_{th1}$  (Voltaje umbral del comparador 1), el circuito cambia otra vez a su estado alto y comienza otro ciclo de operación.

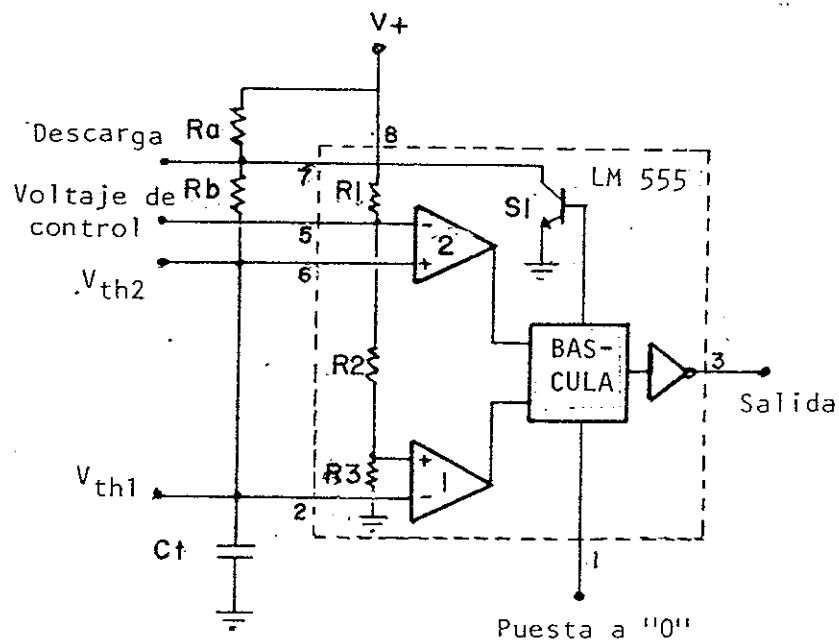


FIGURA 6.- OSCILADOR DE ONDA CUADRADA

Debido a que en el LM 555 se tiene  $R_1 = R_2 = R_3$ , entonces:

$$V_{th2} = \frac{2}{3} V_+$$

$$V_{th1} = \frac{1}{3} V_+$$



y con la expresión para el tiempo de carga y descarga del capacitor (Jung, 1974),

$$t = R_t \cdot C_t \cdot \ln \frac{V_c - V_i}{V_c - V_{th}} \quad (1)$$

donde,

$V_c$  = Voltaje al cual se carga o descarga el capacitor  $C_t$ .

$V_i$  = Voltaje inicial.

$V_{th}$  = Voltaje umbral ( $V_{th2}$  o  $V_{th1}$ ).

$R_t$  = Resistencia de carga o de descarga.

obtenemos expresiones para  $t_1$  y para  $t_2$  (Fig. 7), donde:

$t_1$  = Tiempo de carga del capacitor  $C_t$  (semiciclo positivo).

$t_2$  = Tiempo de descarga del capacitor  $C_t$  (semiciclo negativo).

luego para  $t_1$ , según la ecuación (1) tenemos:

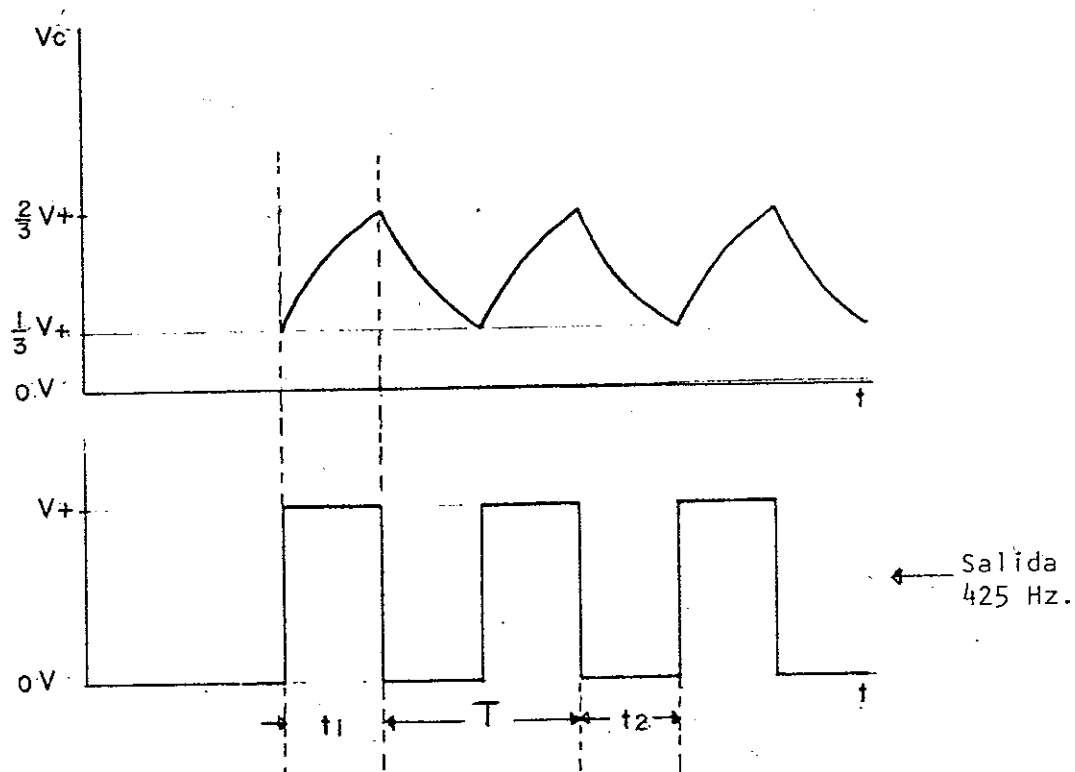


FIGURA 7.- DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL OSCILADOR

$$V_c = V_+.$$

$$V_i = \frac{1}{3} \text{ de } V_+.$$

$$V_{th} = V_{th2} = \text{Voltaje umbral en el comparador 2} = \frac{2}{3} \text{ de } V_+.$$

$$R_t = R_a + R_b.$$

entonces:

$$t_1 = (R_a + R_b) C_t \cdot \ln \frac{\frac{2}{3} V_+}{\frac{1}{3} V_+} \quad (2)$$

y para  $t_2$  (Fig. 7) tenemos que:

$$V_c = 0 \text{ Volts.}$$

$$V_i = 2/3 \text{ de } V_+.$$

$$V_{th} = V_{th1} = \text{Voltaje umbral del comparador 1} = 1/3 \text{ de } V_+.$$

$$R_t = R_b.$$

por tanto,

$$t_2 = R_b \cdot C_t \cdot \ln \frac{-2/3 V_+}{-1/3 V_+} \quad (3)$$

y si  $T = t_1 + t_2 = \text{período}$ , por lo tanto,

$$T = 0.693 (R_a + 2R_b) C_t \quad (4)$$

de aquí obtenemos que:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) C_t} \quad (5)$$

y para nuestro caso que es obtener una onda cuadrada hacemos  $R_b$  mucho mayor que  $R_a$ . Esto proporcionará una resistencia de carga aproximadamente igual a la de descarga. Por tanto si  $f = 425 \text{ Hz.}$ ,

$$R_b = \frac{1.44}{2 \cdot f \cdot C_t} \quad (6)$$

luego, eligiendo arbitrariamente  $C_t = 0.01 \mu F$ ,

$$R_b = 168 \text{ KOhms}$$

en la implementación real del oscilador de 425 Hz usamos:

$$R_b = 200 \text{ Kohms variable.}$$

$$R_a = 1 \text{ Kohm.}$$

$$C_t = 0.01 \mu F.$$

Los componentes  $R_b$ ,  $R_a$ , y  $C_t$  para este circuito se encuentran como  $R_{19}$ ,  $R_{20}$ , y  $C_7$  respectivamente en la Figura 19 de la sección 3.4.

La salida del oscilador entrega una señal con una forma de onda cuadrada correspondiente a un tono poco agradable. Para mejorar este sonido necesitamos convertir esa señal cuadrada a una aproximadamente senoidal. Esto lo logramos usando un filtro pasa-banda, ya que éste tiende a rechazar las frecuencias anteriores y posteriores a la frecuencia central. Estas frecuencias representan el contenido de armónicos que forman la cuadratura de la señal.

La función de transferencia para un filtro pasa-banda (Greame y Tobey, 1971) está dada por:

$$A_v(s) = \frac{(W_o/Q) A_o \cdot S}{S^2 + (W_o/Q) S + W_o^2} \quad (7)$$

donde,

$A_o$  = Ganancia del filtro pasa-banda.

$W_o$  = Frecuencia central en radianes/seg. ( $W_o = 2\pi f_o$ ).

$Q$  =  $f_o/B$  = Índice de selectividad.

$B$  = Ancho de banda.

$s$  = variable de la frecuencia compleja.

$A_v(s)$  = Función de Transferencia del filtro (Respuesta de amplitud) = Relación del voltaje de salida del filtro a su voltaje de entrada.

y puede ser implementado como lo muestra el circuito de la Figura 8. El análisis demuestra que la función de transferencia está dada por:

$$\frac{V_o(s)}{V_s} = \frac{S/(R_{25} \cdot C_{10})}{S^2 + \frac{C_{10} \cdot C_9}{R_{25} \cdot C_{10} \cdot C_9} S + \frac{1}{R_{1'} \cdot R_{25} \cdot C_{10} \cdot C_9}} \quad (8)$$

donde,

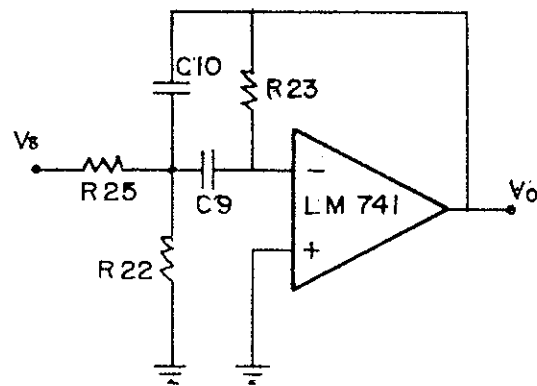


FIGURA 8.- FILTRO PASA-BANDA

$$R' = \frac{R25 \cdot R22}{R25 + R22} \quad (9)$$

$V_o(s)$  = Voltaje de salida.

$V_s$  = Voltaje de entrada.

Igualando los coeficientes de las ecuaciones (8) y (7), las resistencias del filtro se obtienen de la siguiente manera:

$$R25 = Q / (A_o \cdot W_o \cdot C10) \quad (10)$$

$$R22 = \frac{R25 \cdot R'}{R25 - R'} \quad (11)$$

$$R23 = \frac{Q}{W_o \frac{C10 \cdot C9}{C10 + C9}} \quad (12)$$

Para nuestro diseño del filtro con un solo amplificador operacional, fijamos  $Q$  con valor entre 1 y 10 (Jung, 1979), por tanto si tenemos:

$$Q = 3$$

$$A = \text{Ganancia unitaria}$$

$$f_o = 425 \text{ Hz}$$

$$C_{10} = C_9 = 0.22 \mu\text{F}$$

y usando las ecuaciones (10), (11), (12), se obtiene:

$$R_{25} = 10 \text{ K ohms}$$

$$R_{22} = 200 \text{ ohms}$$

$$R_{23} = 200 \text{ Kohms}$$

Para la implementación del filtro se usó un amplificador operacional LM741, y en lugar de resistencias fijas se emplearon potenciómetros para  $R_{23}$  y  $R_{25}$ , para así tener control de la ganancia y de la selectividad.

### 3.3.2.- Cadencias de Eco y Ocupado.

Los circuitos de cadencia para las señales de Eco y Ocupado son de diseño similar al del oscilador de onda cuadrada ( ver Fig. 6), por tanto para el tono de Ocupado se tiene:

$$R_a = 300 \text{ Kohms}$$

$$R_b = 1.6 \text{ Mohms}$$

$$C_t = 0.22 \mu F$$

este circuito proporciona una salida de 0.25seg en nivel bajo y 0.25 seg en nivel alto. Para este caso,  $R_a$ ,  $R_b$  y  $C_t$  corresponden a R36, R37 y C13 del diagrama de la Figura 19 en la sección 3.4.

Para la cadencia de tono de Eco se encontró que:

$$R_a = 6.9 \text{ Kohms}$$

$$R_b = 11.7 \text{ Kohms}$$



$$C_t = 0.22 \mu F$$

obteniéndose una cadencia de 1 segundo en el nivel bajo y 3 segundos en nivel alto. En el circuito detallado de la Interfaz (Sección 3.4, Figura 19),  $R_a$ ,  $R_b$ , y  $C_t$ , corresponden a  $R_{32}$ ,  $R_{33}$ , y  $C_{11}$  respectivamente.

### 3.3.3.- Circuito de conexión de tonos.

Al no contar con el integrado CD22100 para implementar la función matricial se diseñó un circuito de reemplazo, el cual implica más circuitería y más líneas de control para el SCI. En este circuito el elemento relevante es un demulticanalizador analógico (Fig. 9).

Basándonos en que cada teléfono requiere sólo de un tipo de tono (Invitación a marcar, Eco u Ocupado) en un tiempo dado, la salida de cada uno de los interruptores del demulticanalizador (patas 2, 4, 9 y 10) las conectamos a la terminal Rx de sus Circuitos de Línea correspondientes, y a la entrada de cada uno de ellos (patas 1, 3, 8 y 11) el tono

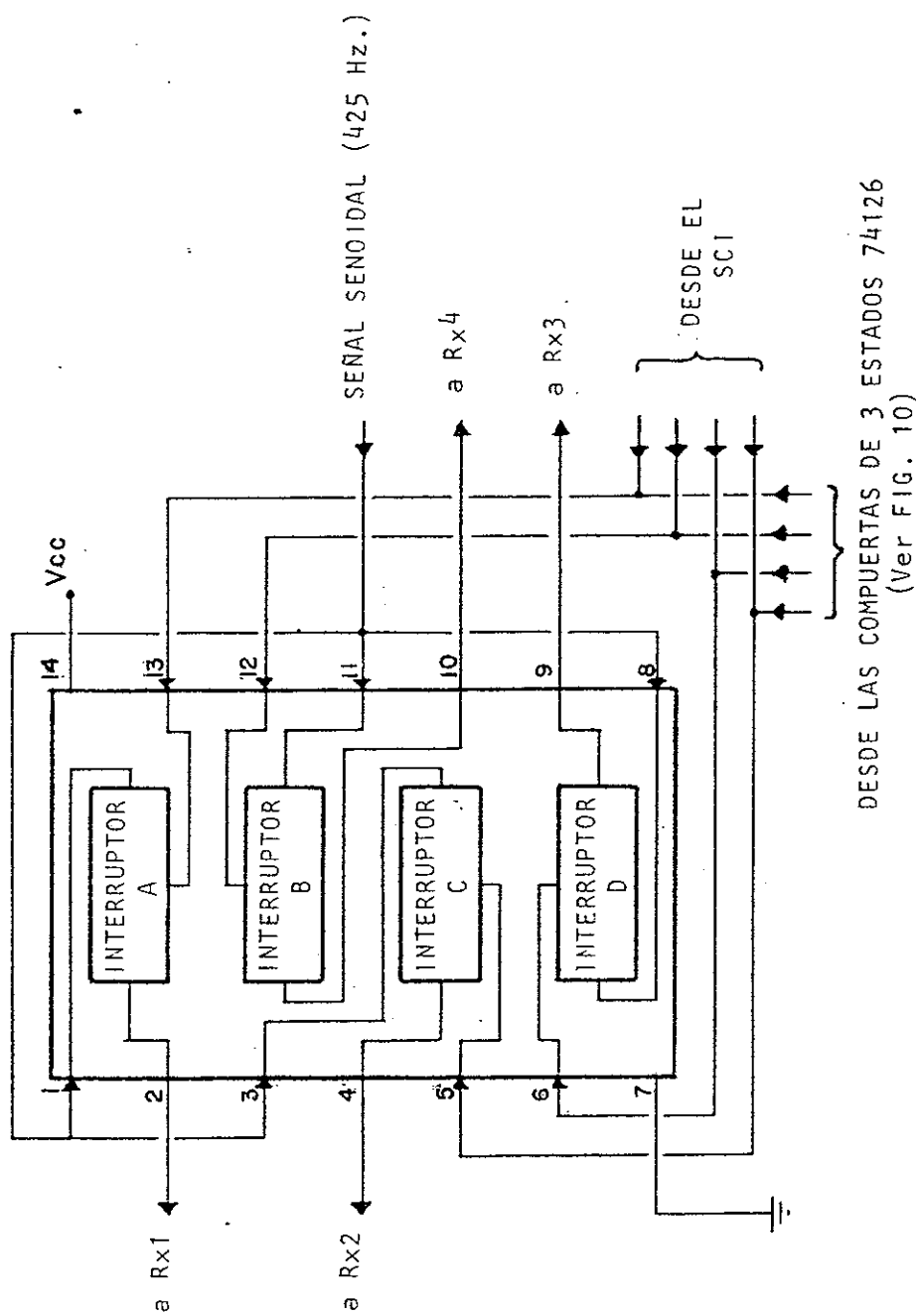


FIGURA 9.- DEMULTICANALIZADOR CD 4066

continuo de 425 Hz. Los interruptores tendrán control directo sólo para el tono de Invitación a marcar. Cuando es necesario un tono de Ocupado o de Eco, el control es indirecto ya que proviene de circuitos con compuertas de tres estados. Cuatro de estas compuertas tendrán a la entrada la señal de cadencia de Ocupado y otras cuatro la señal de cadencia del Eco. Las terminales de control de cada una de estas compuertas manejadas por el SCI, proporcionarán en su salida la cadencia solicitada la cual ahora será la señal que controla el interruptor en el demulticanalizador. La Figura 10 muestra los elementos que se utilizaron en la implementación del circuito de conexión de tonos.

#### 3.3.4.- Multicanalizador.

En caso de tener teléfonos de tonos conectados a las Unidades de Línea, es necesario implementar un multicanalizador el cual será manejado por el SCI para conectar cualquiera de las terminales de transmisión Tx de los circuitos de Línea a la entrada del circuito detector de multifrecuencias (DTMF). El circuito multicanalizador elegido, cuyo diagrama esquemático se vé en la Figura 11, es el CD4052, el cual entre otras características tiene:

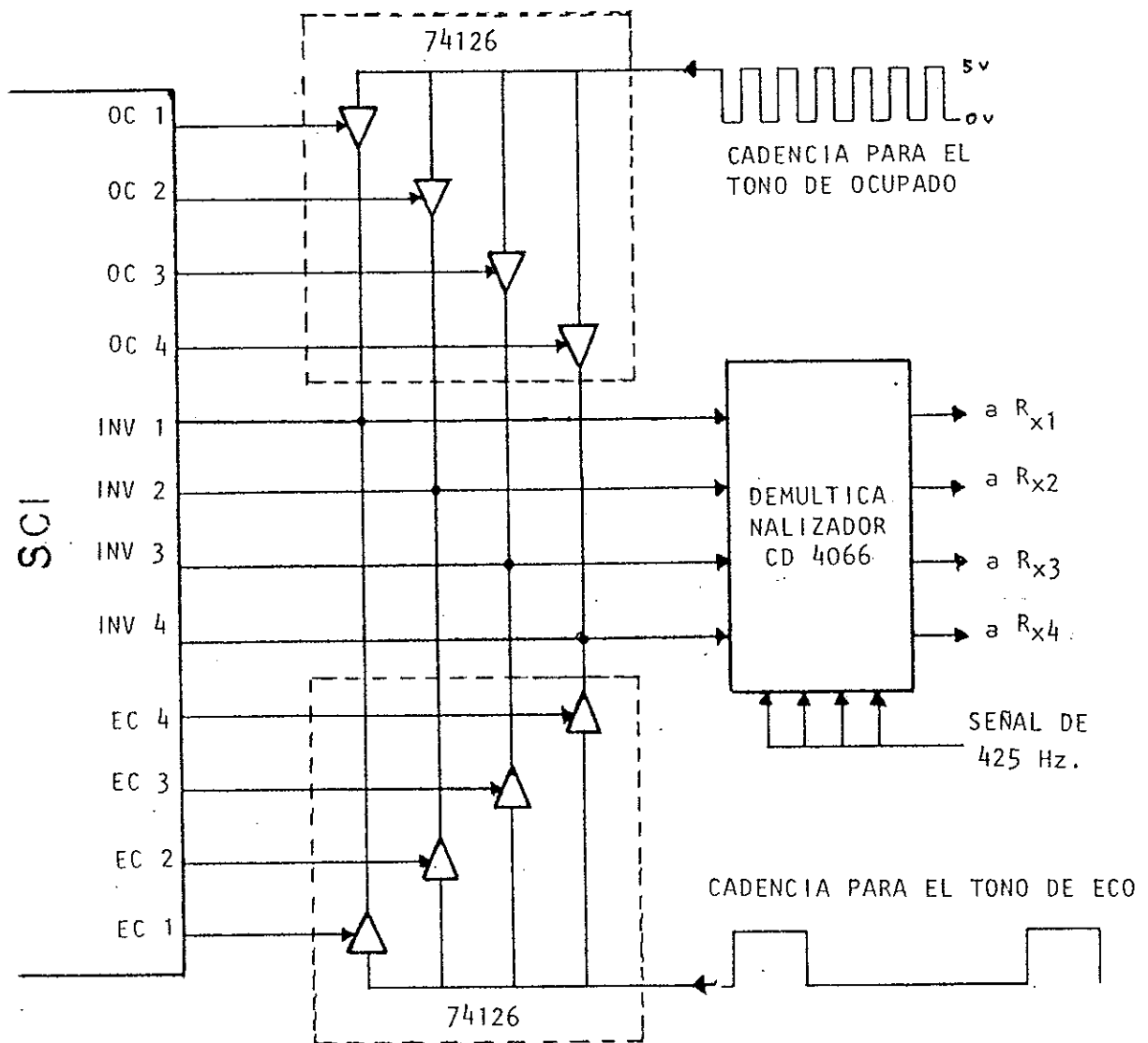


FIGURA 10.- CIRCUITO DE CONEXION DE TONOS

- Dos entradas de control digitales que seleccionan la conexión de uno de los cuatro canales "y" con la salida común. Los canales "x" no se utilizan en este caso.
- Baja disipación de potencia ( $1 \mu W$ ), cuando los voltajes de alimentación son:  $V_{DD} = 10$  volts,  $V_{EE} = V_{SS} = 0$  volts, y la frecuencia de conmutación es baja.
- Intervalo amplio para señales analógicas y digitales (3-15 volts para digitales y 15 Vp-p para analógicas).

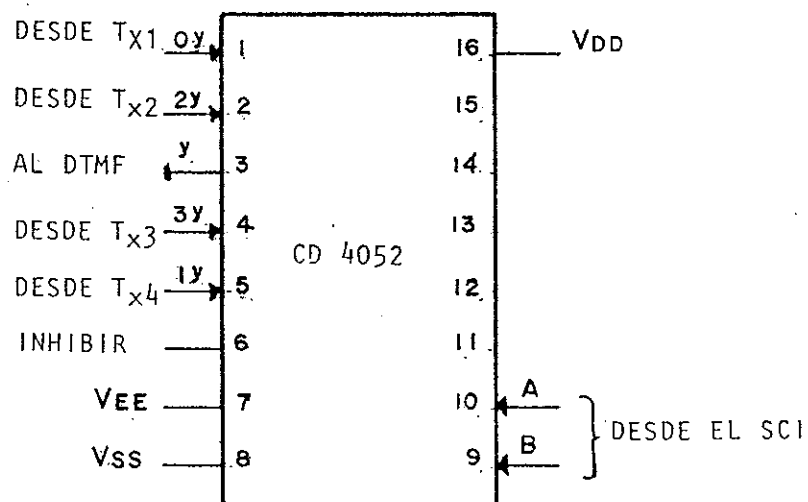


FIGURA 11.- MULTICANALIZADOR

Las señales binarias proporcionadas por el SCI para el acceso de los teléfonos al DTMF aparecen en la Tabla de Verdad de la figura 25 (Apéndice I).

### 3.3.5.- Detector de tonos multifrecuencia.

Las señales que llegan a la entrada del receptor DTMF son una combinación de dos frecuencias representando un dígito o un símbolo tecleado (ver Fig. 4), el cual se expone a la salida del circuito en un formato binario de cuatro bits. El circuito receptor DTMF elegido para nuestro diseño es el M-947 de TELTONE, cuyas principales características son:

- Decodifica las 16 señales provenientes del teclado.
- Entrada de señal acoplada por capacitor.
- Salida binaria en 4 bits.
- Alta inmunidad a la voz y ruido.
- Señal indicadora de presencia de tono.
- 12 V d.c. de alimentación.

Otra cualidad importante de este receptor DTMF es que combina en una sola pastilla circuitos digitales y analógicos de alta integración como lo es el uso de filtros activos con capacitores conmutados (Jacobs et al., 1979).

En el diagrama esquemático de la Figura 12 donde se muestran los circuitos básicos que componen un sistema receptor DTMF, la señal de entrada compuesta de 2 frecuencias (alta y baja) se filtra del tono de marcar y del ruido, posteriormente es dividida en su frecuencia alta y su frecuencia baja por filtros divisores de banda. Cada una de éstas, tienen entrada común a filtros pasa-banda, donde cuatro de éstos forman el grupo de las bajas frecuencias (657, 770, 852, y 941 Hz) y los otros cuatro forman el grupo de las altas frecuencias (1209, 1336, 1477 y 1633 Hz). Cuando se tienen las componentes de alta y baja frecuencia se analizan para determinar si el par compuesto es válido o no. Si la señal no es válida se ignora, pero si lo es se decodifica y se almacena para ser mostrada en la salida, manteniéndose ahí hasta que se procesa otra señal válida, o hasta que un 1 lógico se aplica a la entrada de LIMPIAR, la cual reinicializa los circuitos que determinan la validez del dato, forzando a las salidas DATO a ponerse en ceros.

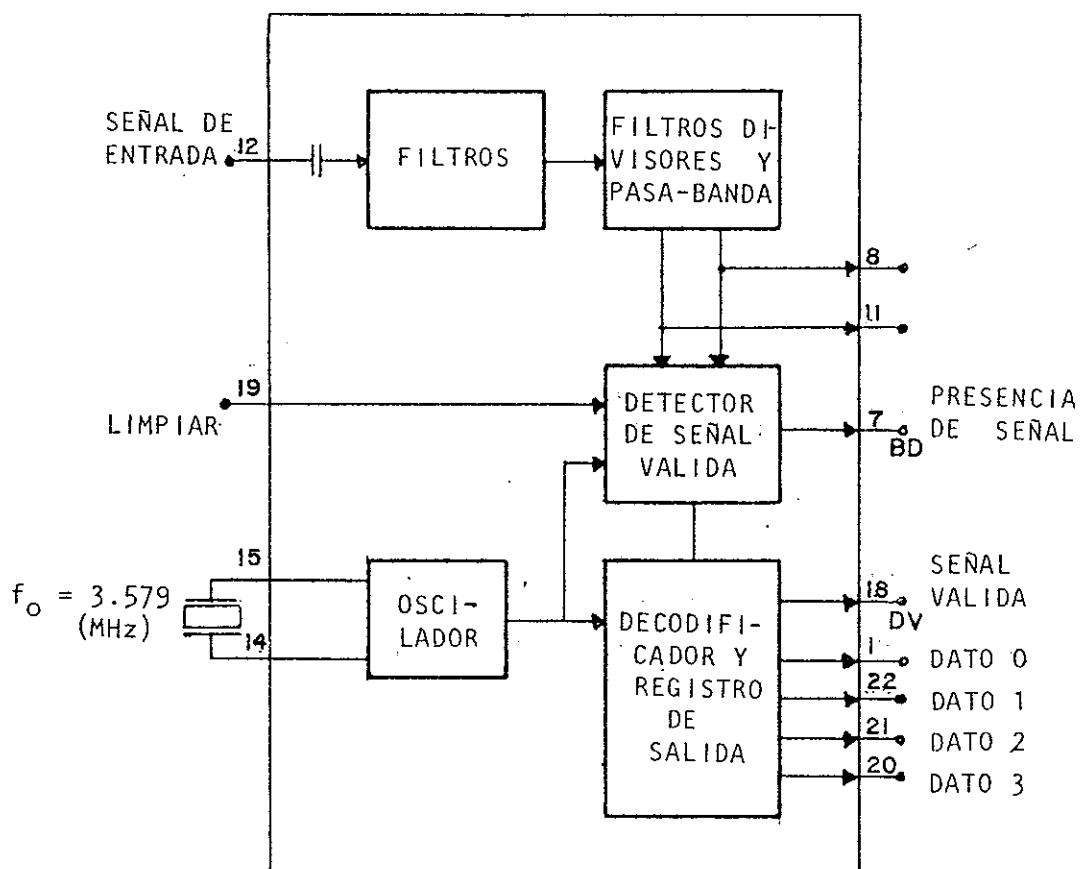


FIGURA 12.- RECEPTOR DTMF M-947 (DE TELTONE)



El M-947 tiene también una salida (pata7) que nos indica con anterioridad la presencia de señal, y otra (pata 18) que nos dá sincronía durante la presencia de la señal o después de ella.

Es necesario además colocar externamente al circuito un oscilador de cristal de 3.579 MHz entre las patas 14 y 15 para obtener la base de tiempo ( $1/8$  de la frecuencia del cristal) con la cual trabaja la lógica interna del circuito integrado. En el Apéndice I se anexan las hojas de especificaciones del M-947.

### 3.3.6.- Circuito de Interfaz en la Línea de Abonado.

Por lo general entre un lazo de abonado y una central telefónica, un conmutador ó un sistema de control con aplicaciones telefónicas, existe una parte importante que proporciona funciones necesarias tanto para la transmisión y recepción de audio como para señalización de supervisión, prueba y alimentación de la línea. A este sistema lo llamamos Circuito de Línea, Unidad de Línea ó SLIC (Subscriber Line Interface Circuit).

Un Circuito de Línea debe proporcionar principalmente:

- a) Alimentación a la línea ( típicamente -48 Volts).
- b) Protección a la línea de sobrevoltajes.
- c) Señal de timbre.
- d) Detección del estado telefónico (colgado ó descolgado).
- f) Codificación y decodificación.
- g) Función híbrida (conversión de 2 a 4 hilos).
- h) Terminales para pruebas y supervisión de línea.

Actualmente se construyen circuitos de alta integración para el diseño de SLIC's. Esta tecnología en comparación con la usada en el diseño de los SLIC's tradicionales tiene como ventajas:

- . No usar transformadores.
- . Tamaño reducido.
- . Poco peso.
- . Baja diafonía.
- . Parámetros programables.
- . Respuesta de frecuencia uniforme.

. Alta estabilidad.

Antes de enunciar las características del SLIC elegido, definiremos algunos términos utilizados en telefonía.

Rechazo transhíbrido.

Es la característica que tiene el SLIC para mantener separación entre señales de transmisión y señales de recepción en el puerto de 4 hilos, puesto que, las señales que se reciben en éste, se transmiten a través del Circuito de Línea al puerto de 2 hilos, y las señales de este puerto se regresan al puerto de salida de 4 hilos.

Diafonía.

Es la interferencia de señales de una línea de transmisión a otra.

Interferencia longitudinal en el SLIC.

Son señales que aparecen en el entrada de 2 hilos y se

deben a diafonías de líneas telefónicas adyacentes, líneas de potencia o fuentes de ruido eléctrico.

#### Terminales Tip y Ring.

Son las líneas que unen a los teléfonos con la Unidad de Línea, donde la terminal Ring se conecta al circuito de alimentación del teléfono, y la terminal Tip se conecta a tierra.

La contribución de esta tesis en lo que se refiere al Circuito de Línea fué su adaptación en base al SLIC de Motorola, del los elementos externos que principalmente intervienen en las señales de Transmisión, Recepción, Estado Telefónico, Timbre y Supervisión, así como también la construcción en tarjeta de 6 Circuitos de Línea. Las características principales de este SLIC de Motorola basado en el integrado MC 3419 ( Figura 13) son (Brown y Bynum, 1980):

. Conversión de 2 a 4 hilos (función híbrida).



- . Selección de ganancia independiente en transmisión y recepción.
- . Control de rechazo transhíbrido ajustable.
- . Selección independiente de impedancia a c.a. en el circuito de salida (cálculo de  $R_{tx1}$  y  $R_{tx2}$ ).
- . Rechazo de interferencia longitudinal desde c.d. hasta 3,400 Hz.
- . Tamaño y peso reducidos en comparación con SLIC's convencionales.
- . Protección de la línea a cortos circuitos.
- . Salidas analógicas para indicación del estado de las terminales Tip y Ring (salidas TSO y RSO respectivamente).
- . Alimentación desde -20 a -56 Volts.
- . Entrada digital para desactivación de potencia ( $\overline{PDI}$ ).
- . Limitación máxima de corriente en el lazo de abonado.
- . Alimentación de corriente d.c. a la línea.
- . Salida digital indicando el estado del teléfono (HSO).

La conversión de dos a cuatro hilos o función híbrida es aquella donde el SLIC separa direccionalmente las señales. Es decir, los componentes electrónicos que dan la configuración del SLIC, permiten la programación de los parámetros de c.a. ( $R_{ax}$ ,  $R_{tx1}$ , y  $R_{tx2}$ ) que intervienen en la separación direccional de las señales de transmisión y recepción, en vez de tener la función híbrida por transformador. Esta separación direccional tanto en transmisión como en recepción, evita ecos y oscilaciones y

facilita el procesamiento y la transmisión de las señales, además impide que las señales en el puerto receptor aparezcan en el puerto transmisor.

Para seleccionar las ganancias tanto en transmisión como en recepción, se calculan las resistencias  $R_{vtx}$  y  $R_{rx}$  respectivamente (ver Fig. 13).

El rechazo transhíbrido se logra con el cálculo de la resistencia  $R_b$ .

El cálculo de las resistencias  $R_{tx2}$  y  $R_{tx1}$  determina tanto la impedancia de lazo en la salida como la polarización de las fuentes de corriente controladas por corriente (espejos de corriente) internos en el integrado MC 3419. En sistemas telefónicos las impedancias terminales más comunes son 600 y 900 ohms.

La protección contra altos voltajes se logra agregando un arreglo de diodos (MDA 220) y un par de resistencias  $R_{pr}$  y  $R_{pr}$  (ver Fig. 13).

Las salidas analógicas TSO y RSO son útiles para supervisión y prueba de la línea. En la salida TSO obtenemos una corriente proporcional al voltaje entre la terminal de entrada Tip y Tierra. La corriente en la salida RSO es

proporcional al voltaje entre la terminal Ring y la terminal de la batería. Estas corrientes de salida en TSO y RSO son un sexto de las corrientes que fluyen en las resistencias  $R_T$  y  $R_R$  respectivamente.

El voltaje de alimentación en centrales telefónicas es nominalmente -48 Volts, sin embargo el SLIC puede operar en cualquier voltaje entre -20 y -56 Volts.

La alimentación a la línea del abonado proporcionada por el SLIC se inhibe cuando un nivel lógico bajo (0) se aplica en la pata 15 ( $\overline{PDI}$ ). Esto dejará sin energía al abonado con excepción de las pequeñas corrientes proporcionadas por  $R_R$  y  $R_T$ .

La función principal del SLIC es la de detectar e indicar que el abonado ha descolgado. La manera de como el SLIC detecta un descolgado es sensando la magnitud de la resistencia en el lazo de abonado. Así mismo una corriente de salida indica al sistema supervisor la condición de descolgado. O sea que en la salida HSO (pata 14) un estado de colgado se manifiesta por ausencia de corriente. Poniendo una resistencia desde la salida HSO a -Vee (que es el voltaje de alimentación), trasladamos la corriente a un voltaje necesario para la lógica digital usada. En esta terminal obtenemos también los pulsos enviados por el teléfono de



disco. Estos pulsos consisten en interrupciones periódicas a través del teléfono.

La alimentación de línea que el SLIC proporciona al abonado es proporcional al voltaje de alimentación y a la resistencia del lazo del abonado ( $R_L$ ). En lazos grandes de abonado (1900 Ohms) el circuito debe presentar baja impedancia de salida c.d. para alimentar adecuadamente al teléfono. Cuando se tienen lazos cortos, en el circuito resultan corrientes en exceso (120 mA). Para esto el SLIC de Motorola implementa circuitos Darlington externos al integrado MC 3419 aumentando con ello la estabilidad debido a la disminución de temperatura en el mismo.

La disipación de potencia puede reducirse significativamente limitando la corriente. La corriente ( $I_{Q2}$ ) debida al voltaje de polarización de los espejos de corriente ( $V_{Q2}$ ) es proporcional a la corriente de lazo. Por tanto una resistencia entre  $V_{Q2}$  y  $V_{EE}$  reducirá el voltaje  $V_{Q2}$  conforme se incrementa la corriente de línea. Esto incrementará ligeramente el valor de la resistencia de alimentación de c.d. ( $R_F$ ) y reduce el voltaje de alimentación a la línea limitando así la corriente. Es posible también usar en lugar de  $R_{Q2}$ , un regulador de corriente para proporcionar la característica de alimentación

a la línea con corriente constante. Motorola recomienda el diodo regulador 1N5305.

Las componentes del SLIC externos al integrado MC 3419 que contribuyen a la obtención de las funciones antes dichas se mostraron en la Figura 13. Para el cálculo de las resistencias se tienen los siguientes datos :

$V_{EE}$  = Voltaje más negativo =  $-48 \text{ v} \pm 6 \text{ v}$

$V_{AG}$  = Voltaje de referencia analógico =  $-6 \text{ v} \pm 1 \text{ v}$

$R_F$  = Resistencia de alimentación c.d. = 400 Ohms

Corriente máxima = 60 mA.

$R_L$  = Resistencia nominal de lazo = 900 Ohms

$R_o$  = Resistencia de salida en c.a. = 900 Ohms

$G_{TX}$  = Ganancia en la transmisión = 0 dB

$G_{RX}$  = Ganancia en la recepción = 0 dB

#### Cálculo de $R_F$ y $R_L$

Refiriendonos a la Figura 14, en el estado de descolgado, el MC 3419 proporciona corriente a la línea. La resistencia de fuente ( $R_F$ ) con la cual el SLIC impulsa a la

línea es (Pace, 1981):

$$R_F = \frac{(R_R + R_T + 2R_m) |V_{QB}|}{98 (|V_{QB}| - 2V_m)} \quad (13)$$

donde,

$R_F$  = Resistencia de fuente en c.d..

$R_m$  = Resistencia de entrada de los espejos de corriente  $A_1$  y  $A_3$  (Fig. 14).

98 es la ganancia nominal de los espejos de corriente  $B_1$  y  $B_2$

$V_{QB}$  = Alimentación = -48 v

$V_m$  = Voltaje de compensación a la entrada de  $A_1$ ;  $A_2$ , nominalmente 2 volts.

Para las resistencias  $R_F$ ,  $R_{PT}$ , y  $R_{PR}$  se tomaron valores nominales dados por Motorola para el MC 3419 (Anón., 1981). Estos valores son:

$R_F = 400$  Ohms.

$R_{PT} = R_{PR} = 40$  Ohms.

Por tanto empleando la ecuación (13) obtenemos:

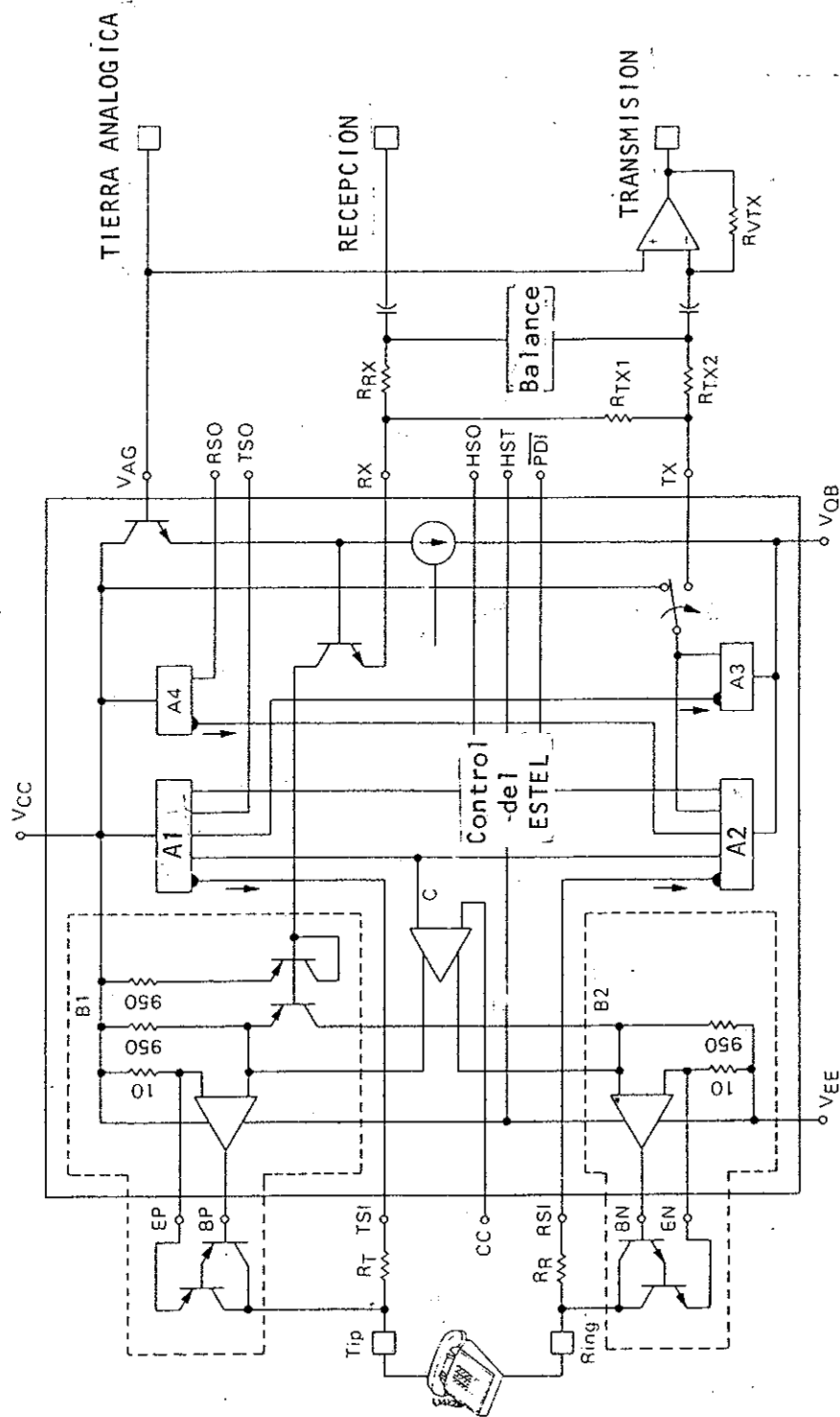


FIGURA 14.- DIAGRAMA A BLOQUES DEL MC 3419

$$R_R = R_T = 17.4 \text{ Kohms.}$$

Los capacitores  $C_T$  y  $C_R$  son para estabilización y sus valores deben tener un mínimo de 2000 pF. Con esto y eligiendo  $C_C = 2000$  pF (Pace, 1981), tenemos que:

$$(R_t + 600)C_t = R_c \cdot C_c \quad (14)$$

donde,

La resistencia de entrada de A (espejo de corriente en la Figura 14) = 600 Ohms.

Por lo cual  $R_c$  es:

$$R_c = 18 \text{ KOhms}$$

#### Cálculo de la resistencia $R_M$

El valor de  $R_M$  puede determinarse de la Figura 15, donde para garantizar detección de descolgado la resistencia de línea máxima es 2,500 ohms, y para garantizar detección de colgado la resistencia de línea debe ser mayor que 10 kohms

(Anón., 1981). Por tanto:

$$R_H = 261 \text{ KOhms}$$

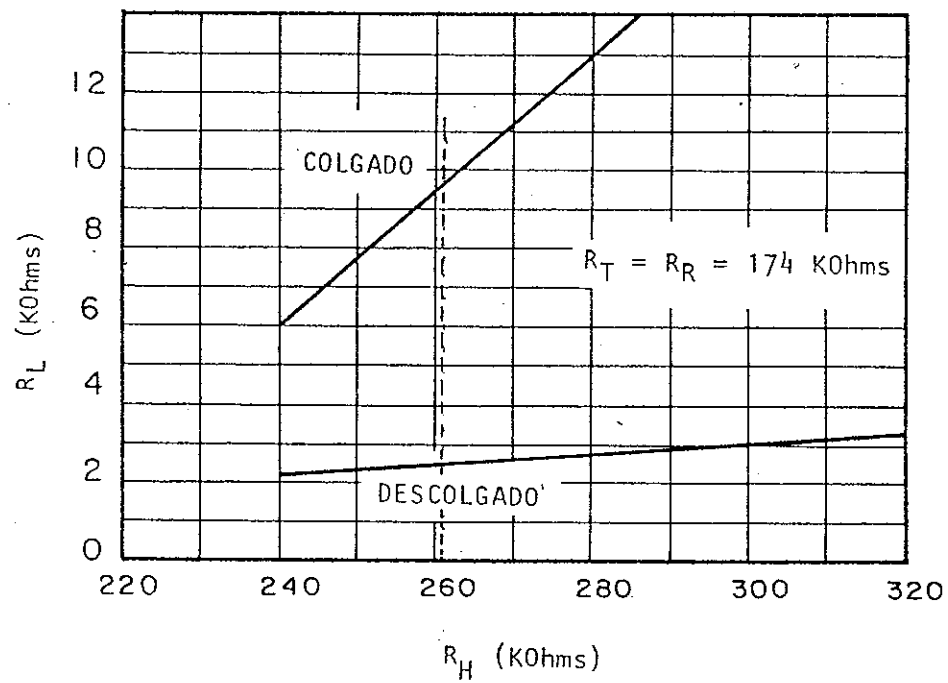


FIGURA 15.- DETECCION DEL ESTADO TELEFONICO

### Cálculo de Rtx1 y Rtx2

En la terminal Tx , las resistencias Rtx1 y Rtx2 dividen la señal de c.a. para reducir la retroalimentación de c.a. de tal manera que la impedancia de salida Ro en la señal a 2 hilos es mayor que la resistencia de fuente a c.d. (Rf ). La impedancia de salida se determina de la siguiente forma (Pace, 1981):

$$R_o = \frac{R_R + R_T + 2R_m}{1 + 2K_1 \cdot K_2 \cdot K_5} \quad (15)$$

donde:

$$K_1 = \text{Ganancia de los espejos } A_2, A_3 = 1/2$$

$$K_2 = \text{Ganancia de los espejos } B_1, B_2 = 98$$

$$K_5 = R_{tx1} / (R_{tx1} + R_{tx2})$$

y Rtx1 está dado por:

$$R_{tx1} = R_R + R_T + 600 - \frac{(V_{A0 \max} + 3.9)}{0.01 I_{L \max}} \quad (17)$$

y sustituyendo los valores de RR, RT, VA0 y IL max (60 ma) en la ecuación (17),

$$R_{tx1} = 17.2 \text{ KOhms}$$

Utilizando la ecuación (15) con el valor especificado por la resistencia  $R_o$  de salida (900 ohms), encontramos el factor  $K_s = 0.402$ . Y empleando esto en la ecuación (16) encontramos:

$$R_{tx2} = 11.36 \text{ KOhms}$$

Las ganancias en la transmisión y en la recepción ( $G_{tx}$  y  $G_{rx}$ ) se definen en 0 dB, mientras no se tengan especificaciones de longitud o de niveles de señal en las líneas de transmisión y recepción que se conectan a los Modems (ver Figura 2). En caso de tener esas especificaciones, los cálculos de las resistencias  $R_{vtx}$  y  $R_{rx}$  (Pace, 1981), nos darán las ganancias pedidas.



### Cálculo de $R_{VTX}$

La ganancia en transmisión  $G_{TX}$  desde la línea de abonado a la línea del puerto a 4 hilos esta dada por:

$$G_{TX} = \frac{V_{TX}}{V_L} = \frac{R_{VTX} 2K_1 (1-K_3)}{R_R + R_T + 2R_m} \quad (18)$$

Posteriormente estableciendo una ganancia de 0 dBs para  $G_{TX}$  tenemos que:

$$R_{VTX} = 60 \text{ Khms}$$

### Cálculo de $R_{RX}$

El voltaje de entrada en la recepción  $V_{RX}$  se convierte a corriente por medio de la resistencia  $R_{RX}$  en la terminal Rx de baja impedancia y se suma con la corriente de retroalimentación proveniente de Tx (ver Fig. 14). Los espejos de corriente  $B_1$  y  $B_2$  amplifican la corriente de Tx con ganancia  $K_2$  e impulsan diferencialmente la línea con ganancia en la recepción dada por:

$$G_{RX} = \frac{V_L}{V_{RX}} = \frac{-K_2}{R_{RX}} (Z_L \parallel R_o) \quad (19)$$

donde,

$Z_L$  = Impedancia resistiva del lazo = 900 ohms

Teniendo  $G_{RX}$  especificada en 0 db (ganancia unitaria)  $R_{RX}$  resulta:

$$R_{RX} = \frac{98 \cdot 900 \cdot 900}{900 + 900} = 42.8 \text{ KOhms}$$

#### Cálculo de $R_b$

Las señales en Rx que son impulsadas a la línea de abonado por el SLIC son reflejadas a Tx a través de las resistencias sensoras de línea y espejos de corriente. De este modo si combinamos las expresiones para  $G_{RX}$  y  $G_{TX}$ , la ganancia transhibrida reflejada es:

$$\frac{V_{TX}}{V_{RX}} = \frac{V_L \cdot V_{TX}}{V_{RX} \cdot V_L} = G_{RX} \cdot G_{TX} \quad (20)$$

y la resistencia  $R_b$  de balance que puede ser capaz de cancelar las señales transhíbridadas reflejadas idealmente esta dada por:

$$R_b = \frac{R_{V_{TX}}}{G_{RX} G_{TX}} \quad (21)$$

y para ganancias  $G_{RX}$  y  $G_{TX}$  unitarias tenemos que:

$$R_b = R_{V_{TX}} = 60 \text{ KOhms}$$

Finalmente los valores para Ctx y Crx se eligieron de 1 $\mu$ F a 50 volts.

Una lista de valores para los elementos externos que se usaron para el SLIC, así como una explicación básica del funcionamiento interno del MC 3419 se proporciona en el Apendice I.

### 3.3.7.- Circuito convertidor de nivel a TTL.

Los niveles de voltaje que maneja el sistema de control de la Interfaz (SCI) son 0 y 5 volts, por tanto como tenemos en la salida HSO del SLIC, -0.6 volts en descolgado y -11.4 volts en colgado, se necesita un circuito convertidor de estos voltajes a los niveles 0 y 5 volts. Para esto usamos un circuito con un transistor en configuración de emisor común y un inversor como lo muestra la Figura 16. En este circuito cuando hay -11.4 volts en la base del transistor, o sea en un estado de teléfono colgado, el transistor está en corte teniendo por tanto +5 volts en el colector a la salida, y esto despues del inversor resulta en un cero. Este

inversor nos sirve además de reforzador. Cuando el teléfono es descolgado tenemos  $-0.8$  volts en la base del transistor logrando con esto la conducción del transistor el cual nos da un cero lógico para luego invertirlo a la salida del reforzador.

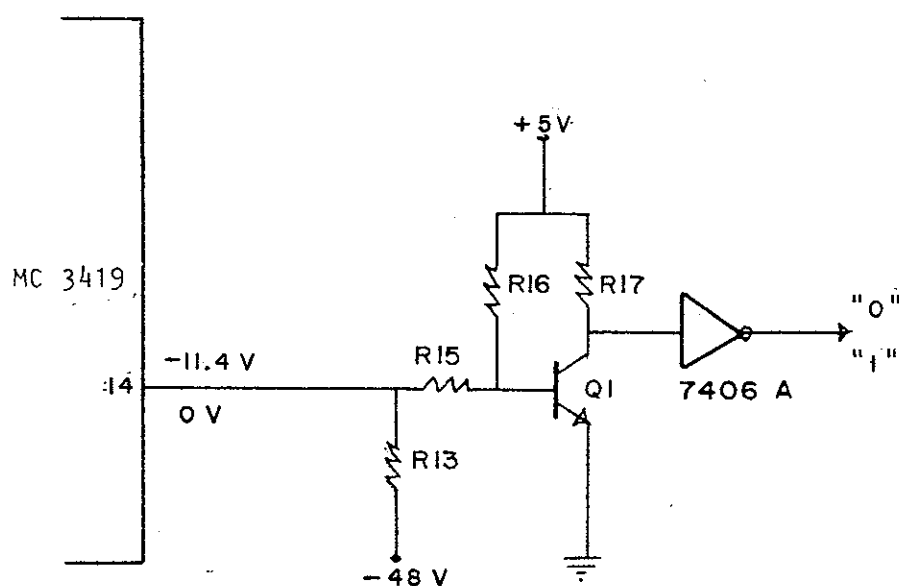


FIGURA 16.- CONVERTIDOR A NIVEL TTL

### 3.3.8.- Circuito comparador.

Este circuito nos sirve para indicar al controlador del Timbre y Eco (Ver Fig. 5), el momento de habilitar o deshabilitar el relevador que conecta o desconecta la señal de Timbre (90 volts de c.a., 25 Hz.). La descripción es la siguiente ( Fig. 17):

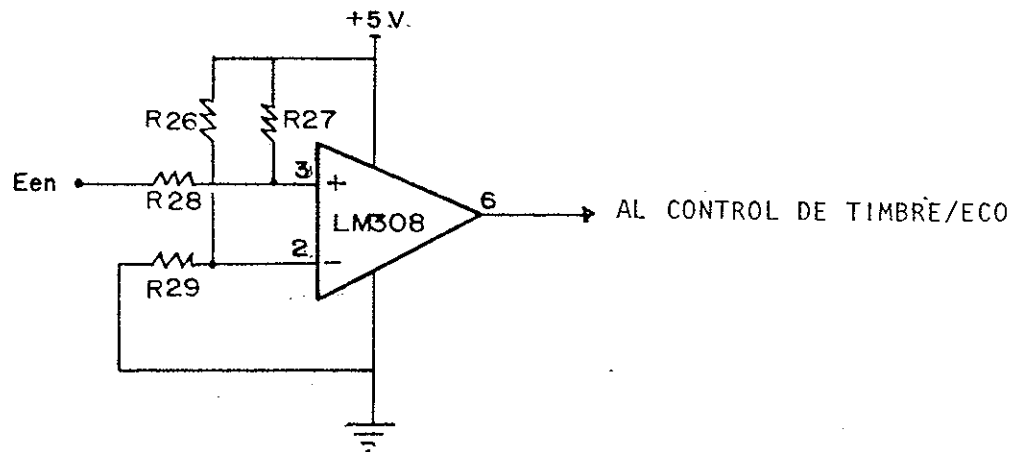


FIGURA 17.- COMPARADOR

El circuito basado en el integrado LM 308 tiene dos entradas y una salida. Una de las entradas (la pata 2 ) está referenciada a tierra, y la otra (Een), se conecta a la salida TSO del SLIC (pata 13). En esta salida obtenemos una corriente proporcional a la que circula en la terminal de entrada Tip (pata 4 del MC 3419), sólo si se descuelga el teléfono en estado de Timbre. La corriente que circula en la salida TSO la convertimos en voltaje colocando una resistencia entre la pata 13 del SLIC y el voltaje  $V_{Ag}$ .

Definiremos los niveles de salida del circuito comparador LM 308 como sigue:

Un "0" lógico indicará al circuito que controla al Timbre y al Eco que el relevador puede ser o no activado.

Un "1" lógico indica que el teléfono en estado de Timbre ha sido descolgado. Este "1" lógico servirá para que el circuito de control del Timbre y Eco desactive el relevador.

Los voltajes del circuito comparador son los siguientes:

Cuando el teléfono está colgado,  $E_{en} = -5$  volts, el voltaje en la pata 3 del comparador es  $-0.55$  volts, el voltaje de referencia en la pata 2 es  $0$  volts, y la salida del LM 308 (pata 6) tiene un nivel "0" lógico. Cuando el teléfono es descolgado,  $E_{en} = -2.5$  volts, el voltaje en la pata 3 es  $0.63$  volts el cual, rebasa el nivel de referencia de la pata 2 ( $0$  volts), haciendo que la salida (pata 6) cambie al nivel "1" lógico indicando con ésto, al circuito de control del Timbre y Eco que el relevador debe desactivarse.

### 3.3.9.- Circuito de control para el Timbre y Eco.

Las funciones del circuito de control del Timbre y Eco son:

- a) Activar el relevador para la señal de Timbre.
- b) Dar cadencia a la señal de Timbre y al Eco.
- c) Desactivar el relevador cuando se descuelga el teléfono que timbra.

La activación del relevador vendrá desde el microprocesador del SCI, siendo un 1 lógico la habilitación y un 0 lógico la deshabilitación.

Para la cadencia usamos un oscilador de onda cuadrada del tipo "carrera libre" (ver Fig. 6) cuyo período será de 4 segundos, siendo 1 segundo para el nivel alto y 3 segundos para el nivel bajo. Esta señal servirá para conmutar el relevador a la señal de timbre y también como señal de entrada a las compuertas de tres estados (ver Figura 10) para la señal del eco.

Para desactivar el relevador cuando se descuelga el teléfono en estado de timbre usamos la salida del integrado LM 308.

El circuito de la Figura 18 nos ayudará a obtener dichas funciones. Este circuito consta principalmente de una compuerta " Y " (AND) de tres entradas (DM 7411), 3 inversores (D 7406), un transistor 2N 3019 y un oscilador (LM 555). El primer inversor dará un cero a la compuerta cuando se descuelga el teléfono que timbra. Además a la salida de la compuerta tendremos un cero lógico el cual polarizará al



transistor 2N 3019 a la no conducción y esto desenergizará la bobina del relevador cortando así la señal del Timbre.

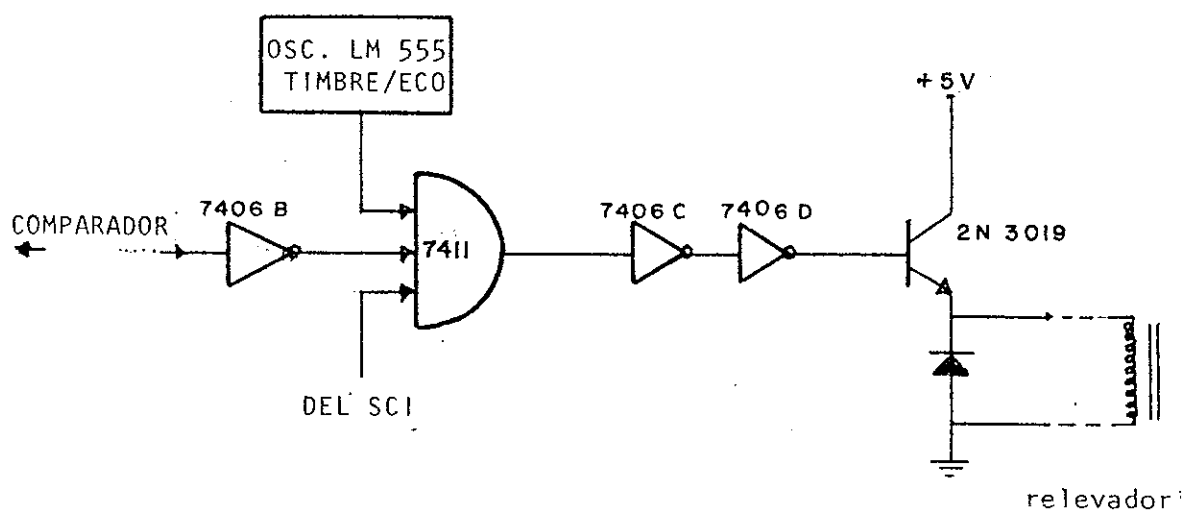


FIGURA 18.- CONTROL PARA LA CADENCIA DEL TIMBRE/ECO

Cuando es activado el timbre, la cadencia dada por el oscilador estará en la salida de la compuerta (Dm 7411) y consecuentemente esta activará y desactivará el relevador. Como muestra la Figura 18, la compuerta AND tiene como entradas: el control del SCI, la salida del oscilador LM 555

y la salida invertida del comparador.

El seguidor de emisor basado en el transistor 2N 3019, es necesario para proporcionar a la bobina del relevador la corriente suficiente (55 mA) para su energización.

La cadencia para la señal del Eco es tomada también del oscilador LM 555 y es la entrada común a cuatro compuertas de tres estados en el circuito de conexión de tonos (ver Fig. 10).

### 3.4.- Circuitería.

La Figura 19 presenta en forma detallada las conexiones y las componentes que forman la Interfaz de Señalización Telefónica. Este diagrama muestra la circuitería adicional para el manejo de un teléfono, sin embargo el sistema esta diseñado para la implementación de la circuitería correspondiente a 4 teléfonos añadiendo principalmente un SLIC por cada uno de ellos. Puede notarse que los elementos principales requeridos por teléfono están encuadrados con línea interrumpida, las componentes restantes son las que serán compartidas por los cuatro teléfonos que se conecten. Cabe mencionar también que el sistema de Control de la Interfaz solo es puesto aquí para representar las líneas que maneja, ya que en realidad la comunicación entre el SCI y la Interfaz se hará por medio de un ducto de entrada y salida existente en las tarjetas de alambrado.

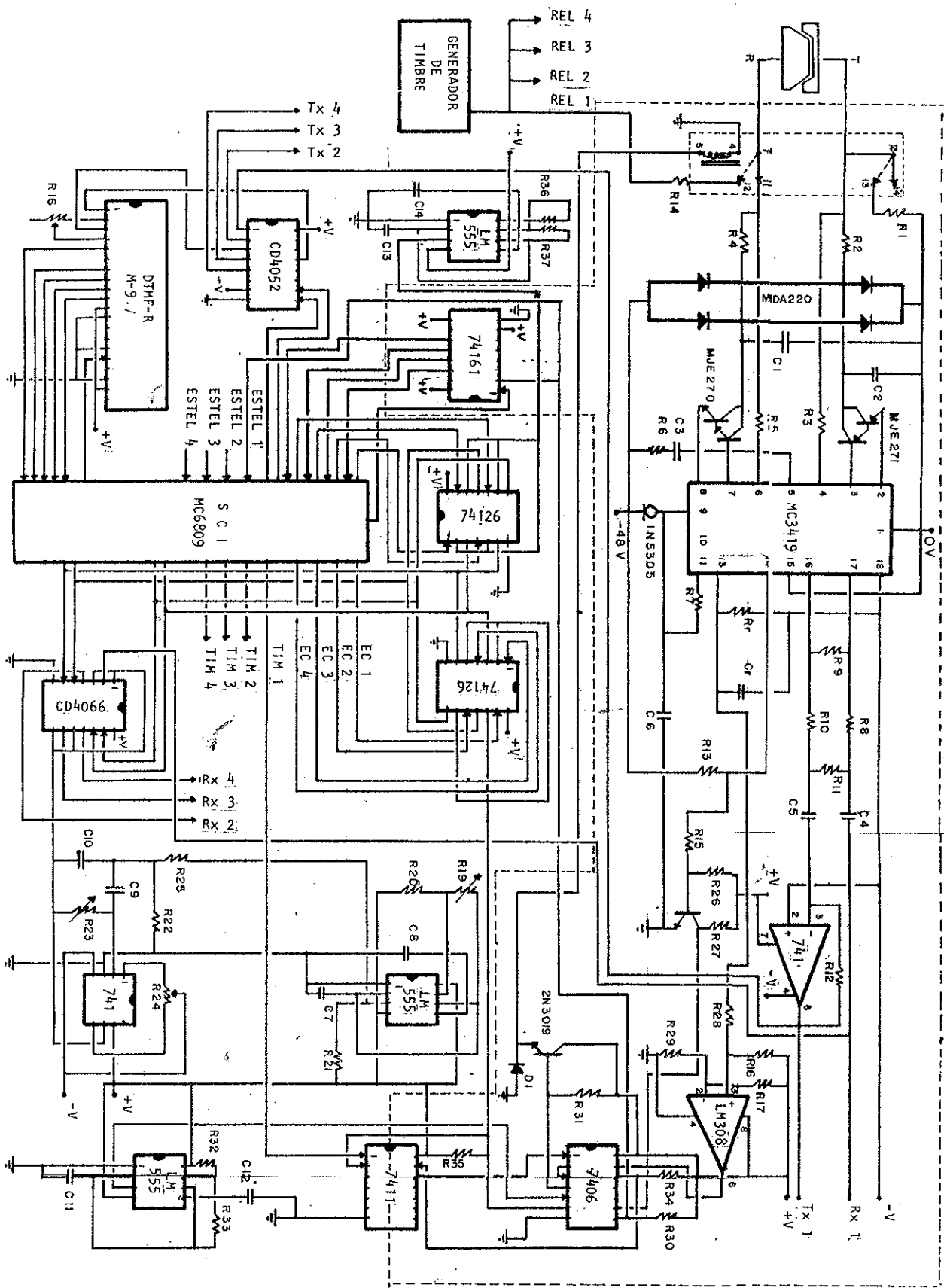


FIGURA 19. DIAGRAMA DETALLADO DE LA INTERFAZ

#### IV.- REPORTE DE LABORATORIO

##### 4.1.- Circuito de remplazo a la matriz.

En el diseño inicial cuyo diagrama general a bloques se dió en la Figura 5, se consideró una matriz para la asignación de los tonos (ocupado, eco, e invitación a marcar). A falta de la disposición de la matriz, se diseñó un circuito para su reemplazo mostrado en la Figura 10. Este arreglo aunque efectivo, utiliza mas líneas de control del SCI y ligeramente mas circuitería, como podemos ver comparando la Figura 10 con la Figura 20 mostrada a continuación.

La matriz requiere del SCI las siguientes líneas de control:

Entrada Dato.- Es usada para abrir o cerrar cualquier par de puntos de cruce seleccionado aplicando un cero lógico o un uno lógico respectivamente.

---

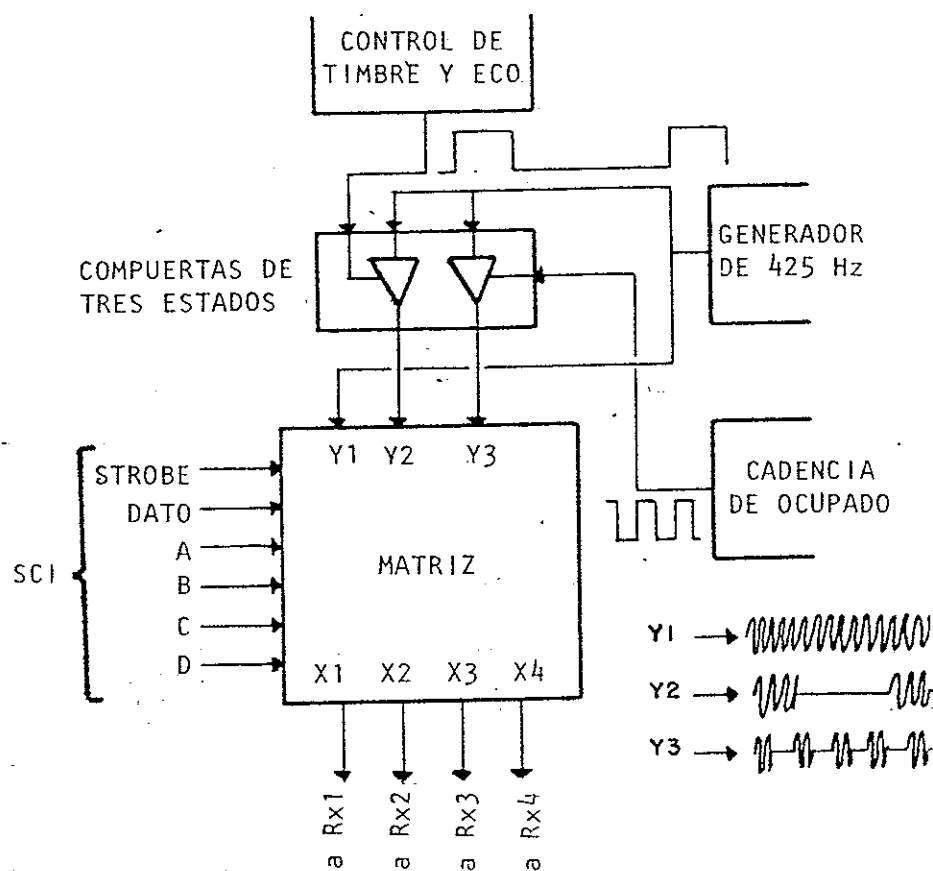


FIGURA 20.- MATRIZ DE CONEXION DE TONOS

.Entrada Strobe.- Es usada para abrir todos los puntos de cruce poniendo un uno lógico. Esto es, porque los puntos de cruce pueden estar en estado indeterminado cuando se inicia la operación del circuito.

.Lineas de Dirección A,B,C,D.- Seleccionan un punto de cruce específico.

La matriz además tiene como entradas Y1, Y2 y Y3 que se utilizan para las señales de invitación a marcar, de ocupado y de eco respectivamente.

Una terminal de control de una de las compuertas de tres estados es la cadencia de ocupado (0.25 seg nivel alto/ 0.25seg nivel bajo), y para la otra compuerta la pata de control es la cadencia del eco (1seg nivel alto/ 3seg nivel bajo). Estas compuertas tienen como entrada común la señal de 425 Hz, la cual también tendremos en las salidas, pero una de éstas modulada por la cadencia del eco y la otra por la cadencia de ocupado.

El circuito de reemplazo a la matriz ( ver Fig. 10) que finalmente fue implementado en la tarjeta de alambrado de la

Interfaz, tiene las siguientes características:

- Utiliza un demulticanalizador CD4066.- Este circuito dá al teléfono elegido la señal activada por el SCI.
- Emplea dos integrados 74126.- Estos integrados contienen cuatro compuertas de tres estados cada uno. De este modo se usan cuatro compuertas para la cadencia Ocupado y las otras cuatro para la cadencia del Eco.

Las compuertas de tres estados usadas en este circuito de selección de tonos, se caracterizan por tener alta impedancia (circuito abierto) entre entrada y salida cuando en su terminal de control (líneas que van al SCI) tienen un "0" lógico, y muy baja impedancia (cortocircuito) cuando en su terminal de control tiene un "1" lógico.

Un aspecto importante es la unión de las líneas de control definidas para el tono de Invitación a Marcar con las salidas de las compuertas de 3 estados 74126 como lo muestra la Figura 10, ya que si un tono de Eco u Ocupado es requerido por el SCI, su cadencia aparecerá en la salida de la



salida de la compuerta correspondiente con el propósito de activar el interruptor del demulticanalizador. Si la línea de control correspondiente al tono de Invitación a Marcar que se une a dicha compuerta no está en un nivel alto ("1" lógico), el nivel de la señal con cadencia disminuye y no activará el interruptor del Demulticanalizador CD4066. Esto se debe a la configuración interna de los circuitos de salida que tienen los dispositivos periféricos de entrada y salida (PIAs) del Sistema de Control de la Interfaz (Anón., 1975).

#### 4.2.- Contadores de pulsos.

Para no sobrecargar la programación de la Interfaz, se añadió en la salida que detecta el estado telefónico de cada SLIC, un contador de pulsos, el cual entrega al SCI un formato binario del número marcado. Esta representa una pastilla adicional por cada unidad de línea cuando el teléfono es de disco. La Figura 21 muestra el diagrama de alambrado de los contadores para los cuales se usaron circuitos integrados 74161.

Debido a que en la tarjeta de alambrado de la Interfaz

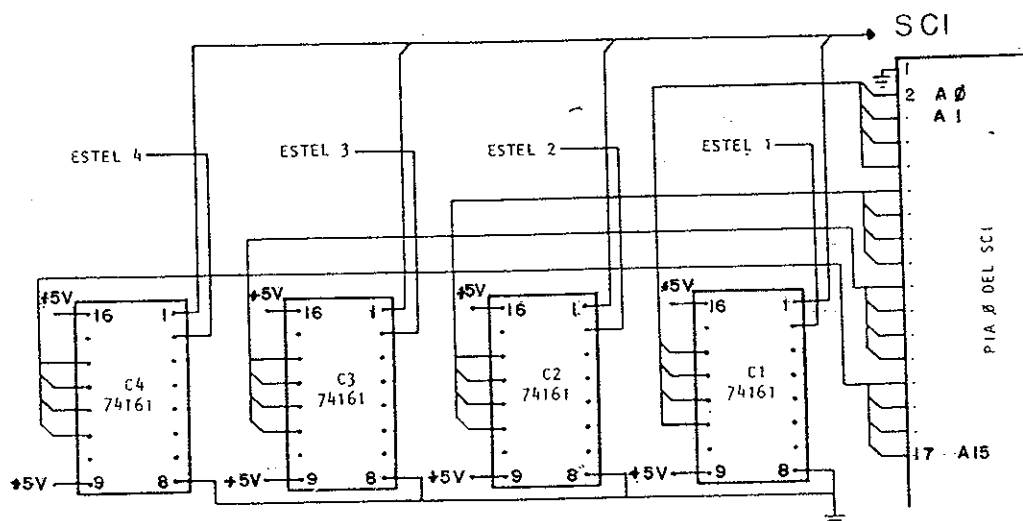


FIGURA 21.- ALAMBRADO DE LOS CONTADORES AL PIA 8 DEL SCI

no existía espacio suficiente para estos contadores, su alambrado se llevó a cabo en una de las tarjetas del SCI (tarjeta que contiene los puertos de entrada y salida).

La descripción del diagrama de la Figura 21 es como sigue:

En la pata 2 de los contadores llegan los pulsos de los dígitos marcados. Estos pulsos provienen del reforzador 7406

(ver Figura 19). El SCI tiene el control para habilitar cualquiera de los contadores por medio de un uno lógico en la pata 1. Si el contador está habilitado, un formato binario procedente de las patas 11, 12, 13 y 14 se enviará al puerto de entrada del SCI (PIAØ). Es decir que cada contador usa cuatro líneas de estos dispositivos periféricos de entrada y salida (PIAs) del SCI.

#### 4.3.- Pruebas .

##### 4.3.1.- Pruebas en la tarjeta alambrada de la Interfaz.

Sin enumerar pruebas detalladas de cada circuito implementado para lograr el prototipo deseado de la Interfaz, se obtuvieron resultados satisfactorios al efectuar sobre la tarjeta de alambrado final (Fig.22) las pruebas siguientes:

- a) Detección del estado telefónico. Esto se detecta en las terminales 69-72 del ducto de entrada y salida de

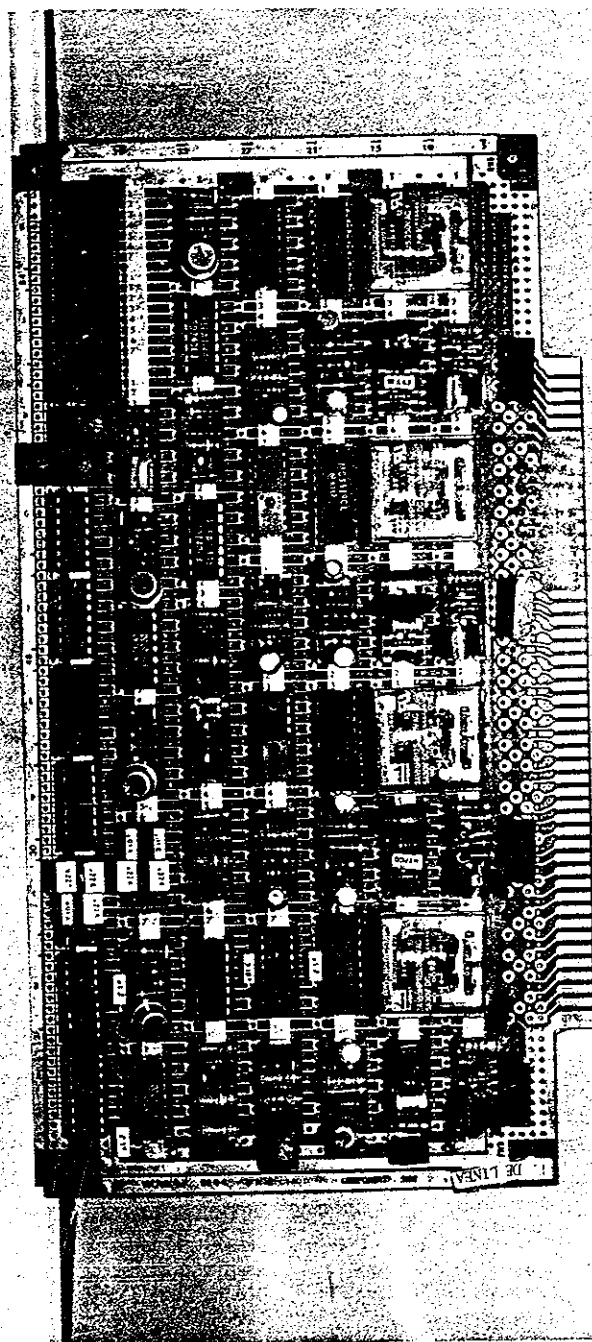


FIGURA 22.- TARJETA ALAMBRADA DE LA INTERFAZ DE SEÑALIZACION TELEFONICA

la tarjeta y están marcadas como ESTEL1-ESTEL4 para cada teléfono en el diagrama detallado. De este modo un uno lógico significa teléfono descolgado y un cero lógico significa teléfono colgado.

b) Envío del tono de invitación a marcar. Esto se logra poniendo un uno lógico en una de las salidas del ducto (salidas 85-88), según el teléfono elegido. Estas líneas de salida están marcadas como INV1-INV4 en el diagrama de la Figura 23, siendo el tono una señal de 425 Hz con potencia mínima aproximada de -10 dB.

c) Envío del tono de Eco. Esto se logra poniendo un uno lógico en una de las salidas 73-76 del ducto de la tarjeta según el teléfono elegido. En el diagrama de la Figura 23 están marcadas como EC1-EC4. Esta señal está formada por la señal continua de 425 Hz modulada por la cadencia de un segundo de nivel alto por tres segundos de nivel bajo.

AL SISTEMA  
DE CONTROL  
DE LA  
INTERFAZ  
( S C I )



DEL DTMF

|          |     |    |
|----------|-----|----|
| + 5 V    | 51  | 1  |
| 90 V.c.a | 52  | 2  |
| RING 1   | 53  | 3  |
| +12 V    | 54  | 4  |
| -12 V    | 55  | 5  |
| Rx1      | 56  | 6  |
| Tx1      | 57  | 7  |
| -48 V    | 58  | 8  |
| - 5 V    | 59  | 9  |
| TIP 1    | 60  | 10 |
| RING 2   | 61  | 11 |
| TIP 2    | 62  | 12 |
| Tx2      | 63  | 13 |
| Rx2      | 64  | 14 |
| Tx3      | 65  | 15 |
| Rx5      | 66  | 16 |
| Tx4      | 67  | 17 |
| Rx4      | 68  | 18 |
| ESTEL 1  | 69  | 19 |
| ESTEL 2  | 70  | 20 |
| ESTEL 3  | 71  | 21 |
| ESTEL 4  | 72  | 22 |
| EC 4     | 73  | 23 |
| EC 3     | 74  | 24 |
| EC 1     | 75  | 25 |
| EC 2     | 76  | 26 |
| OC 4     | 77  | 27 |
| OC 3     | 78  | 28 |
| OC 1     | 79  | 29 |
| OC 2     | 80  | 30 |
| TIM 1    | 81  | 31 |
| TIM 2    | 82  | 32 |
| TIM 3    | 83  | 33 |
| TIM 4    | 84  | 34 |
| INV 2    | 85  | 35 |
| INV 3    | 86  | 36 |
| INV 4    | 87  | 37 |
| INV 1    | 88  | 38 |
| DATO 0   | 89  | 39 |
| DATO 1   | 90  | 40 |
| DATO 2   | 91  | 41 |
| DATO 3   | 92  | 42 |
| CLEAR    | 93  | 43 |
| BD       | 94  | 44 |
| DV       | 95  | 45 |
|          | 96  | 46 |
|          | 97  | 47 |
|          | 98  | 48 |
|          | 99  | 49 |
| 0 V      | 100 | 50 |

RING 3  
TIP 3  
RING 4  
TIP 4

FIGURA 23.- DUCTO GENERAL DE ENTRADA/SALIDA.

d) Envío del tono de Ocupado. El envío de esta señal se obtiene poniendo un uno lógico en una de las salidas 77-80 marcadas como OC1-OC4 en el diagrama del ducto de la Interfaz (Fig. 23). Este tono consiste de la señal de Invitación a marcar modulada por la cadencia de 0.25 seg. de nivel alto por 0.25 seg. de nivel bajo.

e) Envío de la señal de Timbre. Para proporcionar la señal del timbre a alguno de los 4 teléfonos, se tienen las salidas marcadas como TIM1-TIM4 en el diagrama de la Figura 23, donde un uno lógico dado por el SCI activa el circuito de cadencia del Eco. Esta cadencia habilita el relevador el cual a su vez conecta la señal de 90 voltios de c.a. tomada de un generador externo a la tarjeta de la Interfaz. Para los cuatro teléfonos se tienen las líneas 81-84 del ducto general de entradas y salidas.

f) Envío de señales simultáneas. Esta prueba consistió en transmitir a un telefono cualquiera de las señales mencionadas anteriormente, cuando los teléfonos

restantes tenían también alguna de esas señales.

g) Detección de pulsos de discado en el SLIC. La detección de estos pulsos se verificó para cada teléfono en las salidas 69-72 del ducto general. Estos pulsos se manifiestan como interrupciones de la señal de descolgado en la pata 14 del SLIC (salida HSO).

h) Detección de dígitos en los contadores. Los dígitos marcados por algún teléfono determinado, fueron detectados en su contador correspondiente ubicado en el SCI. El formato de salida se da en código BCD (Decimal-Codificado-Binariamente).

i) Enlace de 2 SLIC's. Los 2 Circuitos de Línea acoplados en esta prueba fueron los correspondientes a los teléfonos 1 y 3. Esto se hizo uniendo la línea de transmisión Tx1 con la línea de recepción Rx3 (salidas 57 y 66 del ducto), y uniendo la línea de transmisión



Tx3 con la línea de recepción Rx1 (salidas 65 y 56 del ducto respectivamente). La comunicación en este enlace fue básicamente voz.

#### 4.3.2.- Pruebas en conjunto con el SCI.

Las pruebas en conjunto con la programación del SCI fueron las mismas que se explicaron en la sección 4.3.1. La Figura 24 muestra el acoplamiento de las tres tarjetas (2 del SCI y una de la Interfaz) donde se probó la programación y circuitería usando el sistema de desarrollo Exorciser II de Motorola.

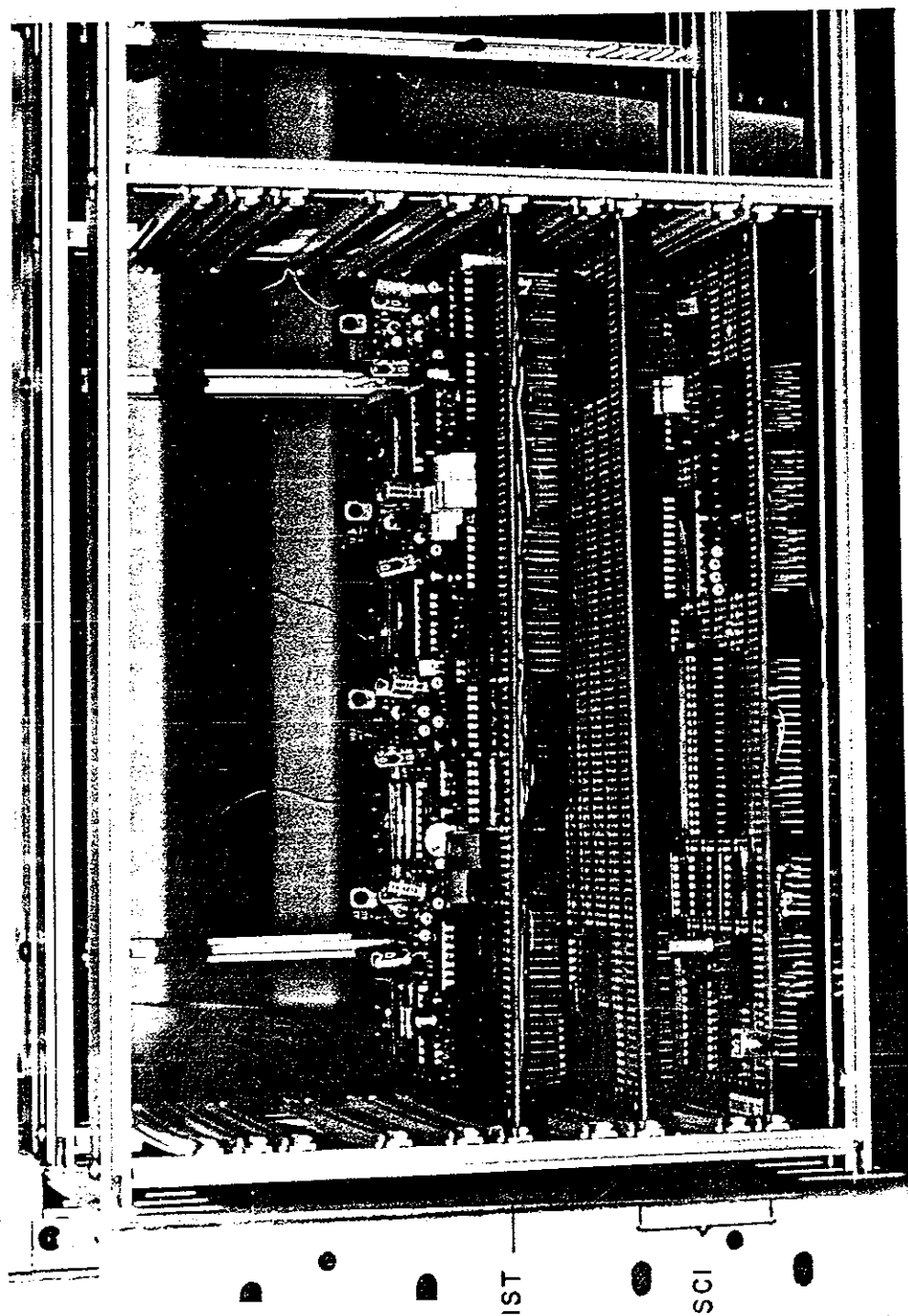


FIGURA 24.- TÁRJETAS ALAMBRADAS DE LA IST Y EL SCI

## V.- PROTOTIPO.

### 5.1.- Montaje.

El objetivo pretendido es obtener el prototipo de la Interfaz de señalización construido en tarjeta de alambrado. En esta tarjeta se podrá dar servicio a cuatro teléfonos ya sean de disco o de teclas.

Con excepción del generador de timbre, el sistema de control de la Interfaz (SCI) y el contador, la tarjeta de la Figura 22 (Secc. 4.3.1) contiene todos los elementos mostrados en el diagrama detallado de la Interfaz (ver Fig. 19). Esta tarjeta al igual que las correspondientes (dos) del SCI fueron montadas en una estructura (ver Fig. 24) con capacidad de aceptar una tarjeta más para la conexión de otros cuatro teléfonos.

---

## 5.2.- Ducto de entrada/salida.

La señalización entre la Interfaz y el SCI se hace a través de un ducto general de entrada y salida. El diagrama de la Figura 23 de la sección 4.3.1 especifica la señal asignada en cada una de las terminales de este ducto general.

---

## VI.- CONCLUSIONES.

En resumen se tiene una parte importante de un sistema convertidor de señalización que actúa como interfaz entre aparatos telefónicos y un sistema controlador DAMA, y su fin principal es contribuir al logro de la comunicación telefónica rural vía satélite propuesta por el PNTR.

Las aportaciones principales para llegar a la conclusión del proyecto fueron: el diseño general a nivel sistema del prototipo, el acoplamiento de sus diferentes etapas, la adaptación de los diseños de cada etapa a nuestros casos específicos, y su construcción final en tarjeta de alambrado.

El sistema es modular ya que cada tarjeta contiene la circuitería necesaria para dar servicio a 4 abonados y esto facilita una expansión futura del sistema.

Fueron considerados en el diseño, dispositivos LSI especiales para aplicaciones telefónicas, tales como el MC

---

3419 para los Circuitos de Línea, el detector DTMF y otros integrados buscando el uso mínimo de componentes.

Para optimizar el sistema se sugiere el uso de una matriz para la asignación de los tonos, esto reduce circuitería y líneas de control al SCI.

La potencia máxima total de la tarjeta, suponiendo condiciones de consumo de corriente máxima en todos los circuitos es de 6.5 Watts aproximadamente.

Una de las principales dificultades encontradas en el desarrollo del prototipo, fue la eliminación de inducciones traducidas como ruido debido a las fuentes de alimentación y a la propia circuitería. Esto se redujo en parte usando capacitores de desacoplamiento.

La evaluación general de costos a precios de actualidad (Abril de 1983) fue aproximadamente de 37,846 pesos sin tomar en cuenta los costos horas-hombre.

---

El prototipo fué probado satisfactoriamente en conjunto con el controlador DAMA en lo que respecta a la señalización que va desde la Interfaz hacia el DAMA.

Finalmente se puede decir que la concepción de esta tesis proporciona una infraestructura para la comunicación telefónica rural vía satélite y además que es una prueba objetiva de la contribución del CICESE, como institución formadora de recursos humanos en el área de telefonía y comunicación vía satélite.

## LITERATURA CITADA

Acosta Villarreal, V. 1983. Procesamiento de las señales: Mensaje Inicial de Dirección, Abonado Ocupado, Abonado Libre, del CCS en una Red Telefónica Rural Vía Satélite. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California. Manuscrito.

Anón. 1975. Microprocessor Applications Manual, p. 3-10 y 3-11. Motorola Semiconductor Products, Inc. New York. 642 pp.

Anón. 1977. Especificaciones del Sistema de señalización No. 6. Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico. (CCITT). Sexta Asamblea Plenaria, p. VI.2(13)-VI.2(49). Unión Internacional de Telecomunicaciones., Ginebra, Suiza. 155 pp.



Anón. 1979. Plan Nacional de Telefonía Rural: Documento Básico, p. 3-50. Dirección General de Telecomunicaciones. Secretaría de Comunicaciones y Transportes., México, D. F. 266 pp.

Anón. 1981. Subscriber Loop Interface Circuit, p. 1-16. Motorola Semiconductors Products, Inc., Phoenix, Arizona. 17 pp.

Brown, L. y B.G. Bynum. 1980. One Chip Closes In on SLIC Functions, p. 1-7. Linear IC Design, Motorola Semiconductors., Meza, Arizona. 8 pp.

Dobrski, A. y R. Miller. 1981. Overcoming Signalling Problems in Rural Networks, p. 14-15. Telephony Publishing Chicago, IL. 38 pp.

García Muñoz, R. y J.C. Pomalaza Díaz. 1981. Especificaciones de un Sistema DAMA para Telefonía Rural. MEXICON 81, Mem. IEEE., Tomo II: 195-200.

Greame, J.G. y G.E. Tobey. 1971. Operational Amplifiers Design and Applications, p. 286-293. Mc. Graw-Hill, Inc., New York. 437 pp.

Jacobs, G.M., G.F. Landsburg y B.J. White. 1979. Analog Filter Join Logic On Tone Receiver Chip, p. 105-109. Mc. Graw-Hill, Inc., Irvine, California. 8 pp.

Jung, W. G. 1974. I. C. OP-AMP Cook book, p. 512-513. Sams Publications., Indianapolis, Indiana. 591 pp.

Lara Palacios, G. 1977. Principios de los Sistemas de Señalización utilizados en la Red Telefónica Mexicana, p. 44-47 y 51-52. Reporte técnico. Centro de Investigación y Desarrollo. Tel-Mex., México, D. F. 56 pp.

Pace, W. D. 1981. A Monolithic Telephone Subscriber Loop Interface Circuit. IEEE Journal of

Solid-Estate Circuits. SC 16 (4): 270-278.

Perez, J. G. 1983. Programación para la Interfaz Telefónica DAMA-CICESE. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California. México. Manuscrito.

Preciado Velasco, J. E. 1983. Análisis y procesamiento de señales telefónicas entre un conmutador telefónico rural y un controlador DAMA. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California, México. 188. pp.

Quiroz Morones, E. E. 1983. Controlador de llamadas telefónicas vía satélite: Procesamiento de las señales a partir del Diálogo. Tesis de Maestría en Ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada., Ensenada, Baja California, México. 248 pp.

## GLOSARIO

CCITT. Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía.

CCS. Canal Común de Señalización.

c.a. Corriente alterna.

c.d. Corriente directa.

DAMA. Acceso Múltiple en Función de la Demanda. Siglas en Inglés: "Demand Assignment Multiple Access".

DTMF. Detector de Tonos de Frecuencias Duales. Siglas en Inglés: Dual-Tone Multi-Frequency.

EC. Línea de control para la señal del Eco.

ESTEL. Estado Telefónico.

Espejos de corriente. Son fuentes de corriente controladas por corriente, y corresponden a la electrónica interna del MC 3419.

---

HSO. Terminal de salida en el MC 3419 usada para detectar el Estado telefónico. Siglas en inglés: Hook Status Output.

INV. Línea de control para la señal de Invitación a marcar.

IST. Interfaz de Señalización Telefónica.

LSI. Circuitos elaborados con alta escala de integración. Siglas en inglés: "Large Scale Integration".

OC. Línea de control para la señal de Ocupado.

PIA. Puerto de entrada/salida del SCI. Siglas en inglés: "Peripheral Interface Access".

RSO. Salida que refleja el estado de la terminal Ring. Siglas en inglés: "Ring Sense current Output".

SCI. Sistema de Control para la Interfaz.

SLIC. Circuito de Línea. Siglas en inglés: "Subscriber Line Interface Circuit".

TIM. Línea de control para señal del timbre.

---

TSO. Salida del MC 3419 que refleja el estado de la terminal  
Tip. Siglas en inglés: "Tip Sense current Output".

TTL. Siglas en inglés: Transistor - Transistor - Logic.

Tip y Ring. Hilos que conectan el SLIC con el teléfono,  
siendo el Tip el que se conecta a Tierra y Ring el que  
se conecta al circuito de alimentación del Timbre del  
teléfono.

# APENDICE I

El presente apendice consta de dos partes. La primera proporciona la Tabla de verdad del Multicanalizador CD4052 (Fig. 25), las hojas de especificaciones del DTMF y describe algunas de las principales características del funcionamiento interno del MC 3419. La segunda parte presenta una lista de todas las componentes usadas en la interfaz así como los valores de los capacitores y resistencias empleadas.

| ENTRADAS |   |   | CANAL HABILITADO |
|----------|---|---|------------------|
| INH      | B | A |                  |
| 0        | 0 | 0 | 0 Y              |
| 0        | 0 | 1 | 1 Y              |
| 0        | 1 | 0 | 2 Y              |
| 0        | 1 | 1 | 3 Y              |
| 1        | 0 | 0 | NINGUNO          |

FIGURA 25.- TABLA DE VERDAD DEL CD 4052

### Descripción del MC 3419.

El circuito integrado MC 3419 puede implementarse en acoplo con elementos externos ( circuitos Darlington, Diodos, red de balance, resistencias sensoras, etc. ) para proporcionar las funciones de un sistema SLIC, comunmente llamadas BORSCHT : alimentación a la línea, protección contra altos voltajes, señal de timbre, supervisión, codificación, función híbrida y prueba. Cabe mencionar que de todas las funciones anteriores, la codificación es la función no implementada en el diseño de nuestros circuitos de línea particulares.

El circuito integrado MC 3419 se basa en "espejos de corriente" --fuentes de corriente controladas por corriente-- para implementar las funciones principales de un sistema SLIC. Las señales análogicas que el circuito maneja se suman o se restan facilmente interconectando adecuadamente las salidas de los espejos de corriente. La Figura 26 muestra una representación simbólica de espejos de corriente con



polaridad n-p-n y p-n-p que puede ser usada en la descripción funcional del circuito MC 3419.

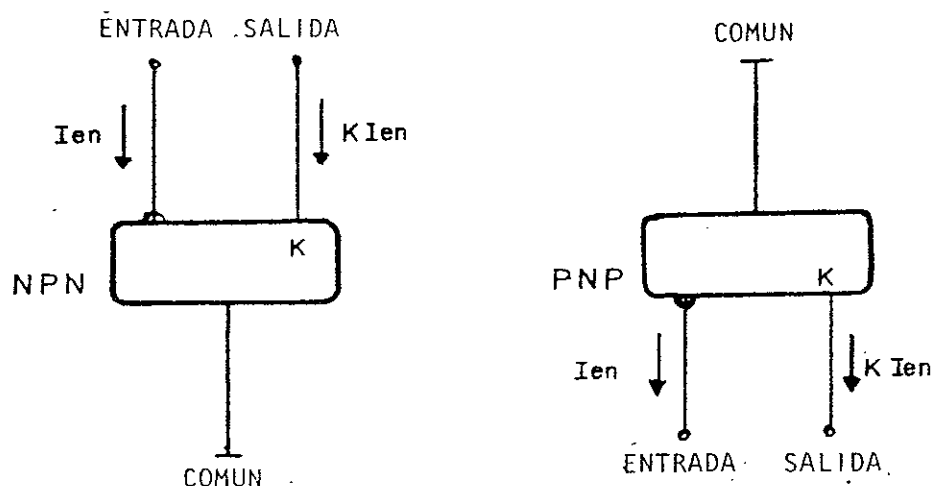


FIGURA 26.- SIMBOLOS PARA LOS CIRCUITOS ESPEJOS DE CORRIENTE

Los espejos de corriente tienen requerimientos estrictos para la ganancia. El acoplamiento y la precisión de las constantes de la ganancia en los espejos determina la tolerancia de transmisión y el rechazo longitudinal (Pace, 1981). La Figura 27 muestra la configuración interna de uno de los espejos de corriente del MC 3419 (espejo A1, ver Fig. 14). En este circuito las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  tienen

una caída de voltaje en cada transistor acoplado entre 100 y 500 mV. sobre un intervalo de corriente de lazo de 20 a 100 mA.. Esto disminuye los errores de ganancia realzando la estabilidad de la temperatura en el espejo. La resistencia  $R_4$  conectada en la base de  $Q_6$  reduce la sensibilidad de ganancia incrementando las corrientes de salida del espejo para compensar la corriente de base perdida a la entrada del espejo.

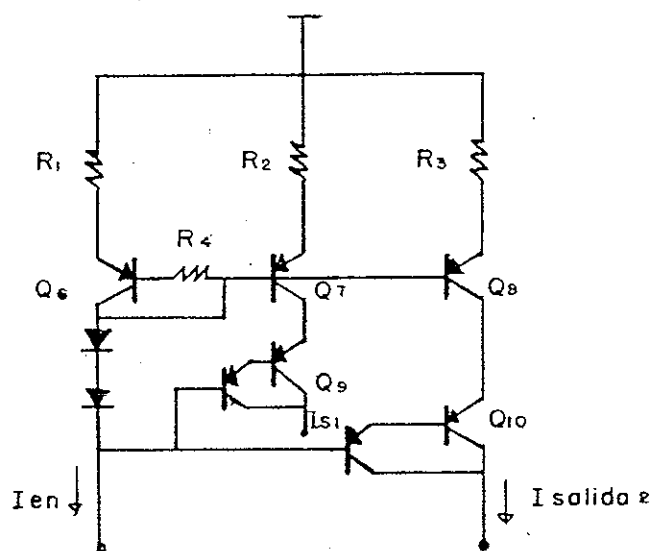


FIGURA 27.- ESPEJO DE CORRIENTE A1

Los transistores Darlington  $Q_9$  y  $Q_{10}$  refuerzan a los

transistores acoplados en el manejo de voltajes altos a la salida.

Las características más importantes del MC 3419 son:

#### A.- Función híbrida.

El lazo de abonado bidireccional se acopla a la entrada del SLIC, el cual a su vez tiene a la salida puertos unidireccionales para transmisión y recepción. Esta función se conoce como híbrida ó como función de conversión de 2 a 4 hilos. Con referencia a la Figura 28, los voltajes de corriente alterna en la entrada de 2 hilos incrementan o decrementan simultaneamente las corrientes en el lazo sentido por las resistencias  $R_T$  y  $R_R$ . Esas corrientes se reflejan en  $A_1$  y  $A_2$  y se suman en la terminal Tx donde  $R_{Tx1}$  y  $R_{Tx2}$  dividen una porción hacia la entrada del operacional externo, el cual con una resistencia de retroalimentación  $R_{Vtx}$  proporciona baja impedancia para la señal que se transmite ademas de ajuste de ganancia. La ganancia en transmisión es:

$$G_{Tx} = \frac{V_{Tx}}{V_L}$$



El voltaje de entrada  $V_{RX}$  se convierte a corriente por  $R_{RX}$  y ésta se suma con la corriente de retroalimentación proveniente de Tx. Los espejos de corriente B1 y B2 amplifican la señal Tx y la impulsan al lazo con ganancia de recepción:

$$G_{RX} = \frac{-K_2}{R_{RX}} (Z_L \parallel R_o)$$

donde,  $K_2 = \text{Ganancia de los espejos B1, B2} = 95$

La ganancia de recepción puede ajustarse simplemente con  $R_{RX}$ .

Las señales que se reciben, y que por medio del SLIC se pasan al abonado son también reflejadas a través de las resistencias sensoras y espejos de corriente derivados hacia la línea transmisora. Esta ganancia reflejada está dada por:

$$\frac{V_{TX}}{V_{RX}} = \frac{V_L V_{TX}}{V_{RX} V_L} = G_{RX} \cdot G_{TX}$$

Puesto que las señales que se reciben en Rx son transmitidas por el SLIC al puerto de 2-hilos, y de ahí retornan a la salida de transmisión Tx, es necesario un medio

de cancelación para mantener separación de señales en el puerto de 4-hilos (rechazo transhíbrido).

Una red de balance externa (Ver Fig. 28) proporciona un rechazo transhíbrido atenuando esas señales reflejadas. Para lazos resistivos, una sola resistencia desde la entrada de recepción al nodo de entrada del amplificador operacional, cancela las señales reflejadas para una resistencia de lazo particular. La resistencia ideal para esta cancelación es:

$$R_b = \frac{R_{VTX}}{G_{RX} G_{TX}}$$

Cuando el lazo es reactivo, la red de balance debe ser también reactiva. Las variaciones de impedancia del lazo dan como resultado un menor grado de rechazo transhíbrido cuando se tiene una resistencia de balance fija (Fig. 29).

#### B.- Detección del estado telefónico.

El circuito de control del estado telefónico proporciona corrientes de polarización para la operación de los amplificadores operacionales de los espejos B en el MC 3419

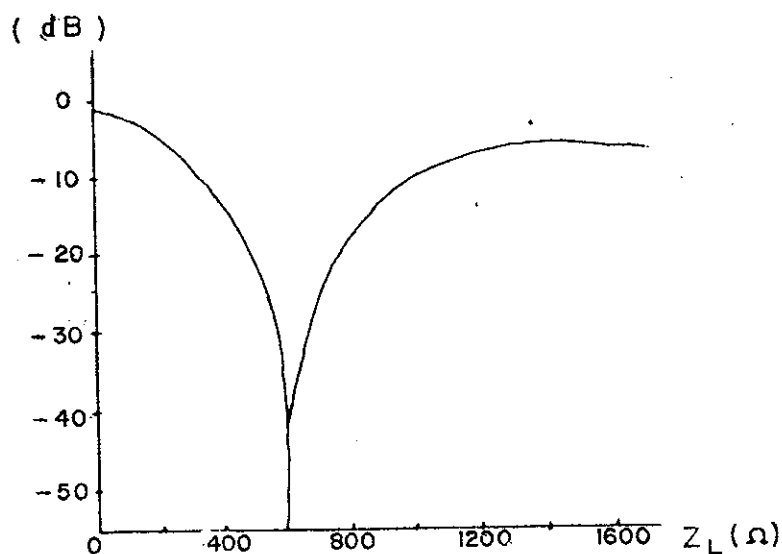


FIGURA 29.- RECHAZO TRANSHIBRIDO vs. IMPEDANCIA DE LAZO

(ver Fig. 14). Si la terminal  $\overline{\text{PDI}}$  tiene un uno lógico, el circuito de control del estado telefónico sensa las dos señales que vienen de los espejos A1 y A2. Si ambas corrientes son mas grandes que la corriente programada  $I_{\text{hst}}$  establecida por RH en la terminal HST (pata 11), el circuito de control proporciona la corriente de polarización para B1 y B2 y al mismo tiempo activa una salida digital HSO, la cual proporciona corriente c.d. ( $I_{\text{Hso}}$ ) típicamente de 400  $\mu\text{A}$

El estado telefónico (colgado o decolgado) es detectado

por el MC 3419 sensando la magnitud de la resistencia del lazo de abonado. Un teléfono colgado se identifica cuando la resistencia de lazo es mayor que 10 Kohms, y un teléfono descolgado se detecta cuando la resistencia es menor que 2.5 Kohms.

Las salidas analógicas TSO y RSO suministran corrientes que son proporcionales al voltaje que hay entre las resistencias  $R_R$  y  $R_T$ . Las corrientes en éstas salidas son  $1/6$  de las que fluyen en  $R_T$  y  $R_R$  debido a las ganancias ( $K_4$ ) de los espejos A4 y A3.

Si la entrada en  $\overline{PDI}$  es un "0", las salidas en HSO, TSO y RSO del circuito siguen indicando voltajes y resistencia de lazo, pero no hay corriente c.d. de alimentación al lazo del abonado.



### C.- Rechazo de señales longitudinales.

El rechazo longitudinal es una medida del voltaje que resulta en la salida transmisora debido a un voltaje inducido en modo-común. Las señales en modo común producen corrientes en las resistencias  $R_T$  y  $R_R$ , y corrientes en los espejos A2 y A3 (ver Fig. 28) que se cancelan cuando se suman en la terminal Tx. De esta manera el rechazo es inherente dependiendo del buen acoplo de las resistencias y los espejos de corriente.

Cuando existe inducción longitudinal de niveles altos se necesita circuitería adicional para reducir la impedancia de señal en modo-común. El circuito de supresión longitudinal de la Figura 30 detecta entradas en modo-común e impulsa corrientes balanceadas sobre el lazo para reducir la amplitud de la señal de entrada. En respuesta al voltaje en modo-común  $v_{cm}$ , existe una señal de corriente en la terminal CC resultante de los espejos A1 y A2. Un amplificador con transconductancia  $g_m$  genera una corriente proporcional al voltaje en la terminal CC, la cual se suma con la corriente que viene de la terminal en las entradas de los espejos B1 y B2. El peso y polaridad de las señales sumadas produce en los espejos B1 y B2 corrientes de salida en modo-común ( $i_o$ ). La impedancia de entrada en modo-común  $Z_{cm}$  es inversamente

proporcional a la ganancia del circuito de supresión longitudinal. En frecuencias menores que,  $1/R_c C_c$ ,

$$Z_{cm} = v_{cm}/i_o = W C_c R_t / 2K_2 K_4 g_m$$

donde,

$K_2$  = Ganancia de B1, B2 . Nominalmente 95

$K_4$  = Ganancia de A1, A2. Nominalmente 1/6

$g_m$  = Transconductancia . Nominalemnte 80 micromhos

$R_c$  y  $C_c$  compensan el lazo de retroalimentación en modo-común. Con componentes típicos a 60 Hz.,  $Z_{cm}$  es menor que 5 Ohms.

En bajas corrientes d.c. en el lazo, la capacidad longitudinal está limitada por la corriente de lazo ( Fig. 31). Para corrientes altas en el lazo, la capacidad longitudinal está limitada por el máximo voltaje de oscilación en la terminal CC, y por lo tanto también de la corriente c.d. en el lazo.

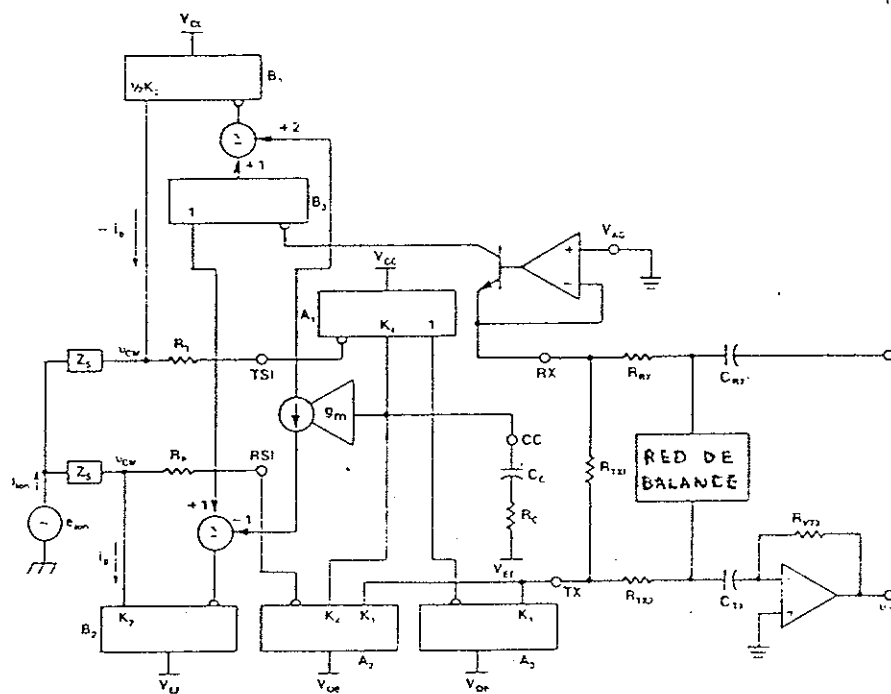


FIGURA 30.- CIRCUITO SLIC CON SUPRESION LONGITUDINAL

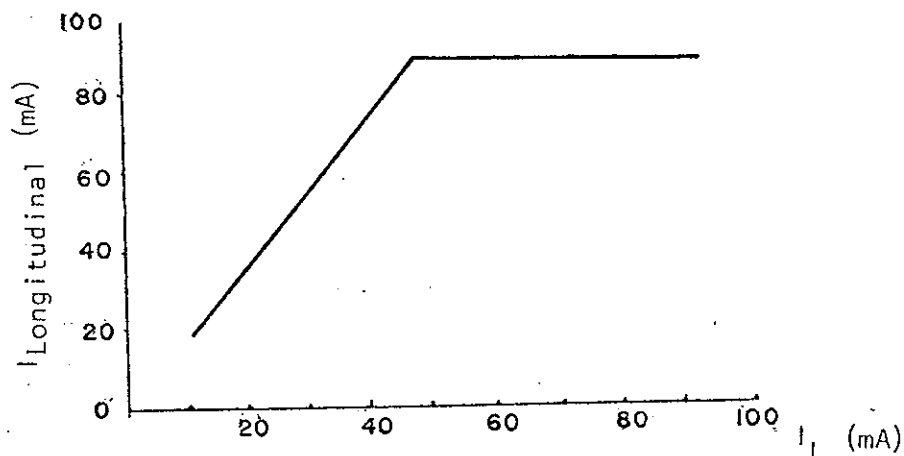


FIGURA 31.- CAPACIDAD LONGITUDINAL vs. CORRIENTE EN EL LAZO

En suma el circuito MC 3419 reúne los requerimientos primarios de interfaz entre lazos de abonado y sistemas de aplicación telefónica. El diseño de circuitos acoplados a transistores de potencia externos aumenta el rendimiento y la confiabilidad del SLIC.

## Lista de componentes de la IST/tarjeta

| Descripción                     | Cantidad |
|---------------------------------|----------|
| Amplificador operacional LM 741 | 5        |
| Amplificador Operacional LM 308 | 4        |
| Compuertas "Y" 7411             | 2        |
| Compuertas de 3 estados 74126   | 2        |
| Darlington MJE 270              | 4        |
| Darlington MJE 271              | 4        |
| Diodos MDA 220                  | 4        |
| Diodos 2N 5305                  | 4        |
| Circuito Integrado MC 3419      | 4        |
| DTMF- Receptor M-947            | 1        |
| Inversores 7406                 | 4        |
| Multicanalizador CD 4066        | 1        |
| Multicanalizador CD 4052        | 1        |
| Relevador Aromat MCZED-JP 5 Vdc | 4        |
| Temporizador LM 555             | 3        |
| Transistores 2N 4264            | 4        |
| Transistores 2N 3019            | 4        |

Valores de resistencias (1/4 W) y capacitores.

|                        |                                   |
|------------------------|-----------------------------------|
| R1 = R14 = 560 ohms    | R24= R25= Pot. de 10 Kohms        |
| R2 = R4 = 40 ohms - 20 | C1=C2= 5000 pF                    |
| R3=R5= 17.4 Kohms 1    | C3 = 2000 pF                      |
| R6 = 18 Kohms 5        | C4 = C5 = 1 microF/ 20 v          |
| R7 = 261 Kohms 1       | C6 = 10 $\mu$ F / 60 v            |
| R8 = 43.2 Kohms 1      | Cr = 10 $\mu$ F , 25 v            |
| R9 = 16.9 Kohms 1      | C7 = C8 = C12 = 0.01 $\mu$ F      |
| R10= 11.3 Kohms 1      | C9 =C10=C11=C13=C14= 0.22 $\mu$ F |
| R11= 75 Kohms 1        | R26= 1 Mohm                       |
| R12= 62 Kohms 5        | R28= 750 Kohms                    |
| R13= 270 Kohms         | R29= 1.8 Kohms                    |
| R15= Rr = 120 Kohms    | R30= 9.1 Kohms                    |
| R16= 68 Kohms          | R31= 100 ohms                     |
| R17= 39 Kohms          | R32= 6.9 Kohms                    |
| R19= Pot. =10 Kohms    | R33= 1.1 Mohm                     |
| R20= 1 Kohm            | R34= 9 Kohms                      |
| R21= 4.7 Kohms         | R35= 1.5 Kohms                    |
| R22= Pot. de 2Kohms    | R36= 300 Kohms                    |
| R23= Pot. de 10 K ohms | R37= 1.6 Mohms                    |
| R24= R25= Pot. de 10 K |                                   |

## APENDICE II.

En esta parte se dan los costos tanto de los componentes como del material usado para obtener el prototipo de la Interfaz en tarjeta de alambrado. Las cantidades dadas se basan en precios (Pesos) de Abril de 1983.

### Costos.

| Descripción            | Precio unitario | Cant./Tarjeta | Subtotal |
|------------------------|-----------------|---------------|----------|
| Amp. Op. LM 308        | 100.00          | 4             | 400.00   |
| Amp. Op. LM 741        | 100.00          | 5             | 500.00   |
| Alambre de enrollado   | 2500.00         | 1/3           | 833.33   |
| Bases para C. I.       | --              | 48            | 5304.00  |
| Compuertas "Y" 7411    | 51.00           | 2             | 102.00   |
| Compuertas 74126       | 100.00          | 2             | 200.00   |
| Capacitores ( $\mu$ F) | 45.00           | 24            | 1080.00  |
| Capacitores (pF)       | 15.00           | 12            | 180.00   |
| C.I. MC 3419           | 1850.00         | 4             | 7400.00  |

|                     |         |          |    |          |
|---------------------|---------|----------|----|----------|
| Darlington          | MJE 270 | 170.00   | 4  | 680.00   |
| Darlington          | MJE 271 | 170.00   | 4  | 680.00   |
| Diodos              | MDA 220 | 300.00   | 4  | 1200.00  |
| Diodos              | 1N 5305 | 100.00   | 4  | 400.00   |
| Diodos (1 amp.)     |         | 50.00    | 4  | 200.00   |
| Detector            | DTMF    | 8000.00  | 1  | 8000.00  |
| Inversores          | 7406    | 92.00    | 4  | 368.00   |
| Magazines           |         | 12000.00 | 1  | 12000.00 |
| Multiplexor         | CD 4066 | 300.00   | 1  | 300.00   |
| Multiplexor         | CD 4052 | 270.00   | 1  | 270.00   |
| Pot. de 10 vueltas  |         | 200.00   | 3  | 600.00   |
| Postes de prueba    |         | 9.45     | 60 | 567.00   |
| Peines              | R681-1  | 1696.25  | 1  | 1696.25  |
| Relevador Aromat    |         | 1300.00  | 4  | 5200.00  |
| Resistencias (1/4W) |         | 15.00    | 86 | 1290.00  |
| Tarjeta de ensamble |         | 4500.00  | 1  | 4500.00  |
| Temporizador        | LM 555  | 100.00   | 3  | 300.00   |
| Transistor          | 2N 4264 | 100.00   | 4  | 400.00   |
| Transistor          | 2N 3019 | 125.00   | 4  | 500.00   |

El costo total asciende a: \$ 43,150.58 pesos.



## APENDICE III.

En este apéndice se proporcionan las especificaciones de las siguientes componentes:

Circuito empleado para el Slic, MC 3419.

Circuito Multicanalizador CD 4052.

Circuito Demulticanalizador CD 4066.

Circuito Detector DTMF M-947.

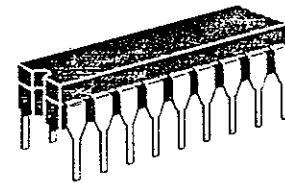
### TELEPHONE LINE FEED AND 2- TO 4-WIRE CONVERSION CIRCUIT

... designed to replace the hybrid transformer circuit in Central Office, PABX and Subscriber carrier equipment, providing signal separation for two-wire differential to four-wire single-ended conversions and suppression of longitudinal signals at the two-wire input. It provides dc line current for powering the telset, operating from up to a 56 V supply

- All Key Parameters Externally Programmable
- Current Sensing Outputs Monitor Status of Both Tip and Ring Leads
- On-Hook Power Below 5.0 mW
- Digital Hook Status Output
- Power Down Input
- Ground Fault Protection
- Size and Weight Reduction Over Conventional Approaches
- The sale of this product is licensed under patent No. 4,004,109.  
All royalties related to this patent are included in the unit price.

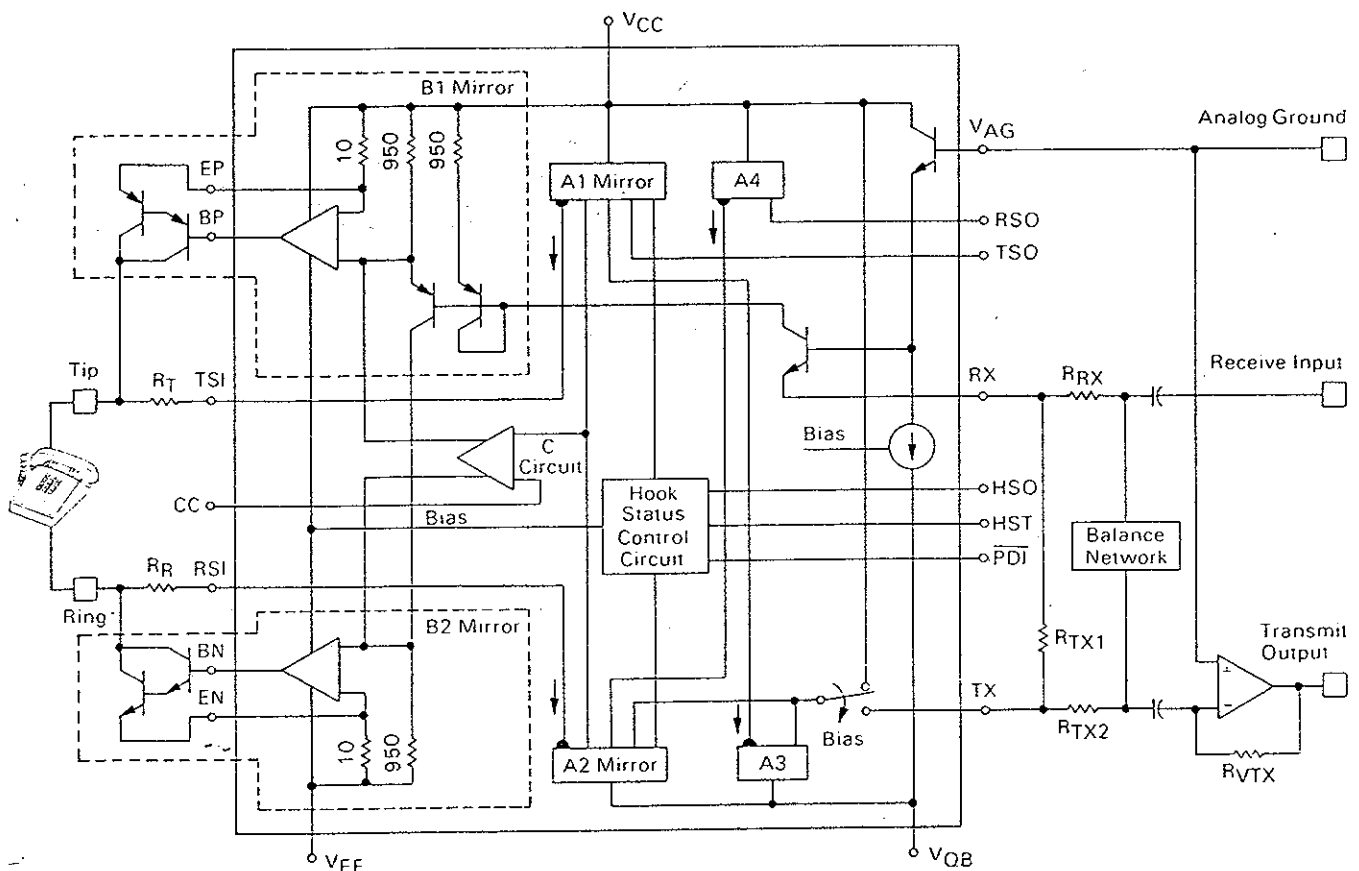
### SUBSCRIBER LOOP INTERFACE CIRCUIT (SLIC)

BIPOLAR LASER-TRIMMED  
INTEGRATED CIRCUIT



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 726

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## Analog Switches

**CD4051M/CD4051C** single 8-channel analog multiplexer/demultiplexer  
**CD4052M/CD4052C** dual 4-channel analog multiplexer/demultiplexer  
**CD4053M/CD4053C** triple 2-channel analog multiplexer/demultiplexer

### general description

These analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low "ON" impedance and very low "OFF" leakage currents. Control of analog signals up to 15 Vp-p can be achieved by digital signal amplitudes of 3–15V. For example, if  $V_{DD} = 5V$ ,  $V_{SS} = 0V$  and  $V_{EE} = -5V$ , analog signals from  $-5V$ – $+5V$  can be controlled by digital inputs of 0–5V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full  $V_{DD} - V_{SS}$  and  $V_{DD} - V_{EE}$  supply-voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logical "1" is present at the inhibit input terminal, all channels are "OFF."

CD4051M/CD4051C is a single 8-channel multiplexer having three binary control inputs, A, B and C, and an inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned "ON" and connect the input to the output.

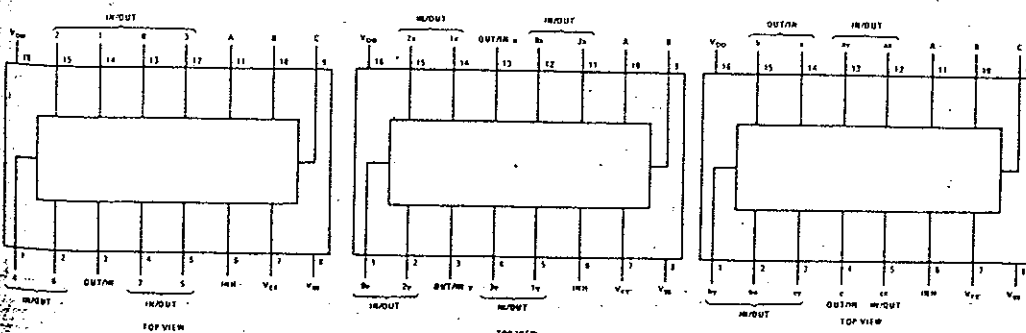
CD4052M/CD4052C is a differential 4-channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary input signals select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

CD4053M/CD4053C is a triple 2-channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B and C and an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

### features

- Wide range of digital and analog signal levels: digital 3–15V, analog to 15 Vp-p
- Low "ON" resistance:  $80\Omega$  (typ) over entire 15 Vp-p signal-input range for  $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- High "OFF" resistance: input leakage  $\pm 10$  pA (typ) at  $V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Logic level conversion for digital addressing signals of 3–15V ( $V_{DD} - V_{SS} = 3$ –15V) to switch analog signals to 15 Vp-p ( $V_{DD} - V_{EE} = 15V$ )
- Matched switch characteristics:  $\Delta R_{ON} = 5\Omega$  (typ) for  $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- Very low quiescent power dissipation under all digital-control input and supply conditions:  $1\mu W$  typ at  $V_{DD} - V_{SS} = V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Binary address decoding on chip

### connection diagrams (Dual-In-Line and Flat Packages)



Order Number CD4051MD  
See Package 2

Order Number CD4051MF  
See Package 5

Order Number CD4051CJ or CD4051MJ  
See Package 17

Order Number CD4051CN  
See Package 23

Order Number CD4052MD  
See Package 2

Order Number CD4052MF  
See Package 5

Order Number CD4052CJ or CD4052MJ  
See Package 17

Order Number CD4052CN  
See Package 23

Order Number CD4053MD  
See Package 2

Order Number CD4053MF  
See Package 5

Order Number CD4053CJ or CD4053MJ  
See Package 17

Order Number CD4053CN  
See Package 23

CD4051M/CD4051C, CD4052M/CD4052C, CD4053M/CD4053C

6



## Analog Switches

### CD4066M/CD4066C quad bilateral switch

#### general description

The CD4066M/CD4066C is a quad bilateral switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with CD4016M/CD4016C, but has a much lower ON resistance, and ON resistance is relatively constant over the input-signal range.

#### features

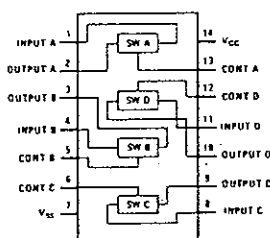
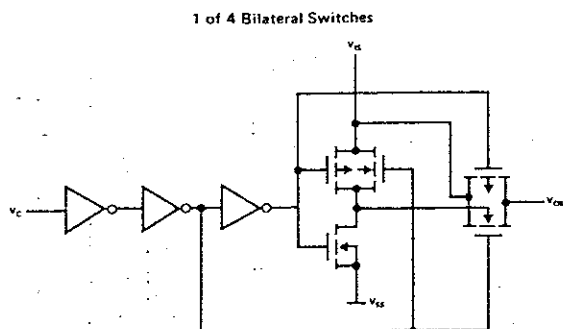
- Wide supply voltage range 3V to 15V
- High noise immunity  $0.45 V_{DD}$  typ
- Wide range of digital and analog switching  $\pm 7.5V_{PEAK}$
- ON resistance for 15V operation  $80\Omega$  typ
- Matched ON resistance over 15V signal input  $5\Omega$
- ON resistance flat over peak-to-peak signal range
- High ON/OFF output voltage ratio 65 dB typ  
@  $f_s = 10$  kHz,  
 $R_L = 10$  k $\Omega$
- High degree of linearity  $<0.5\%$  distortion typ  
@  $f_s = 1$  kHz,  
 $V_{in} = 5V(p-p)$ ,  
 $V_{DD} - V_{SS} = 10V$ ,  
 $R_L = 10$  k $\Omega$

- Extremely low OFF switch leakage 10 pA typ  
@  $V_{DD} - V_{SS} = 10V$ ,  
 $T_A = 25^\circ C$
- Extremely high control input impedance  $10^{12}\Omega$  typ
- Low crosstalk between switches  $-50$  dB typ  
@  $f_s = 0.9$  MHz,  
 $R_L = 1$  k $\Omega$
- Frequency response, switch ON 40 MHz typ

#### applications

- Analog signal switching/multiplexing
  - Signal gating
  - Squelch control
  - Chopper
  - Modulator/Demodulator
  - Commutating switch
- Digital signal switching/multiplexing
- CMOS logic implementation
- Analog to digital/digital to analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal gain

#### schematic and connection diagrams



Order Number CD4066MD  
See Package 1

Order Number CD4066MF  
See Package 4

Order Number CD4066CJ or CD4066MJ  
See Package 16

Order Number CD4066CN  
See Package 22

CD4066M/CD4066C

6

## M-947 DTMF RECEIVER

121

### DESCRIPTION

The TELTONE® M-947 combines switched-capacitor and digital techniques to decode Dual-Tone Multifrequency (DTMF) signals to four-bit binary data. No prefiltering of the DTMF signal is required. The M-947 is contained in a 22-pin DIP, operates from a single 12-volt supply, and uses an inexpensive 3.579-MHz television crystal for frequency reference.

The SIGNAL IN input to the M-947 is typically connected to a TOUCH-TONE® telephone, radio receiver, tape player, or other DTMF signal source. The M-947 filters out dial tone and noise, splits the signal into its high-frequency and low-frequency components, and analyzes these components to determine the validity of the composite pair. Valid signals are decoded and stored at the DATA outputs; invalid signals are ignored. The CLEAR input resets all M-947 functions, while the BD and DV outputs provide, respectively, an early indication of signal presence and a DATA strobe.

All M-947 outputs interface with CMOS, standard voltage-translation IC's, and transistor drivers. For applications incorporating multiple M-947's, the output from one oscillator can be cascaded through them all.

### FEATURES

- Decodes all 16 DTMF signals
- Capacitor-coupled SIGNAL IN input
- Latching four-bit binary output
- Built-in dial tone and noise filtering
- Superior immunity to speech and noise
- Early signal presence and valid data strobe outputs
- Single 12-Vdc supply
- 22-pin DIP for high-density packaging

### TELEPHONE SWITCHING APPLICATIONS

- Central office products
- PBX and key system products
- Radio telephone products

### ACCESS AND CONTROL APPLICATIONS

- Answering and recording devices
- Monitoring and alarm devices
- Equipment control devices

### DATA ENTRY APPLICATIONS

- Computer systems
- Telephone banking, credit, bill-paying, and shopping systems

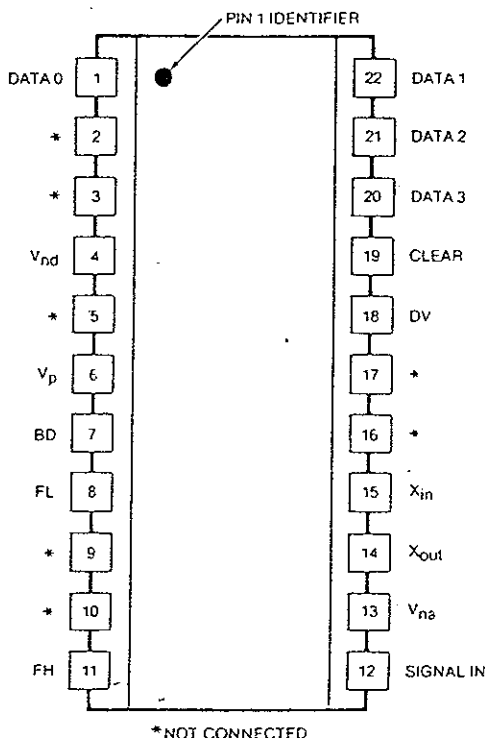


FIGURE 1 PIN DIAGRAM

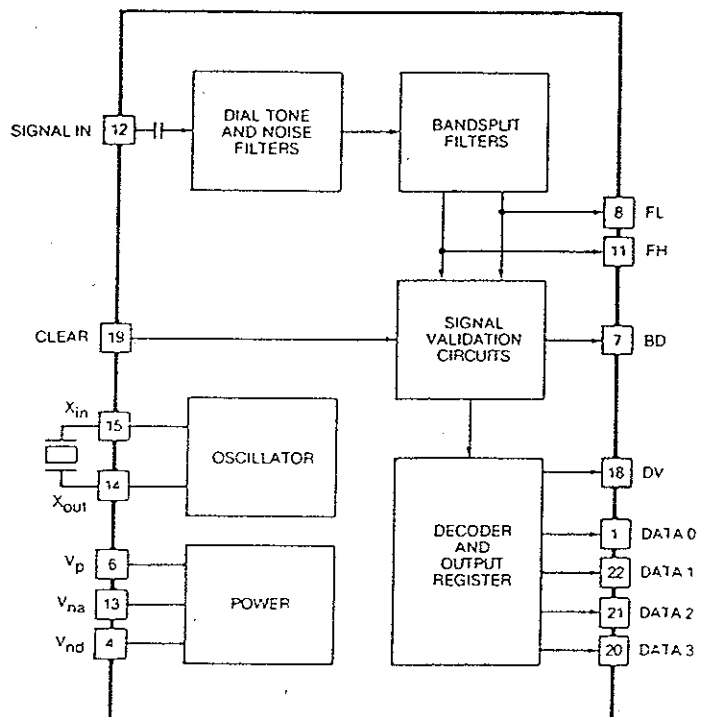


FIGURE 2 BLOCK DIAGRAM