

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

SEDE LATACUNGA

**CARRERA DE TECNOLOGÍA EN ELECTRÓNICA E
INSTRUMENTACIÓN**

TEMA:

**ANÁLISIS E INVESTIGACIÓN DE SEGURIDAD DE VOZ
(DISTORCIONADOR DE VOZ) EN EL MICROTELÉFONO DE LA
RADIO PRM-4031 HF**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE TECNÓLOGO EN
ELECTRÓNICA E INSTRUMENTACIÓN**

AUTORES:

**CBOS. DE COM. REINOSO SÁNCHEZ LUIS JAVIER
CBOS. DE COM. CRESPATA ALMACHI CLEVER ERNESTO**

Latacunga, Agosto 2008

CERTIFICACIÓN

Se certifica que el presente trabajo de graduación fue desarrollado por los señores Cbos. de Com. Reinoso Sánchez Luis Javier y Cbos. de Com. Crespata Almachi Cléver Ernesto, bajo nuestra supervisión

ING. KATYA TORRES
DIRECTOR DE MONOGRAFÍA

ING. EDDIE GALARZA
CODIRECTOR DE MONOGRAFÍA

AGRADECIMIENTO

Queremos expresar nuestros más sinceros agradecimientos en especial a nuestros padres y familiares que estuvieron en todo momento apoyándonos e incentivándonos para cumplir con nuestros objetivos y metas trazadas.

A tan prestigiosa Institución Militar a la cual nos honramos en pertenecer que confió en nuestras capacidades y nos dio la oportunidad de seguir con nuestros estudios

A nuestros docentes que día a día nos supieron guiar por el camino del bien y que desinteresadamente aportaron con sus sabios conocimientos para alcanzar nuestra formación íntegra en especial a los Sres. Director y Codirector quienes con su guía y sus conocimientos hicieron posible la culminación de este trabajo con éxito.

Y a todas aquellas personas que de una u otra forma, colaboraron o participaron en la realización de esta investigación, hacemos extensivo nuestro sincero agradecimiento.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo primeramente a Dios, ya que sin el nada es posible. Dios es quien nos concede el privilegio de la vida y nos ofrece lo necesario para lograr nuestras metas.

A mis queridos padres María Francisca y Segundo Francisco, quienes me dieron la vida, quienes sin esperar nada, lo dieron todo. A quienes rieron conmigo en mis triunfos y lloraron también en mis fracasos, quienes me guiaron por un camino de rectitud y me enseñaron también que es lo mejor. Que yo se que desde el cielo me cuidan, me guían y me dan sus bendiciones para seguir adelante cumpliendo mis metas y objetivos. Dios les bendiga padres queridos.

A mi esposa porque vive conmigo mis triunfos y fracasos. A ella que me ha comprendido y apoyado durante mi periodo como estudiante. A mis hijos que estuvieron conmigo en los momentos difíciles y me dieron animo para seguir adelante, Con cariño y admiración.

A toda mi familia y amigos por brindarme apoyo anímica y moralmente durante todos estos años

Javier

DEDICATORIA

A mis padres y hermanos por brindarme un hogar cálido y enseñarme que la perseverancia y el esfuerzo son el camino para lograr objetivos.

A mi esposa e hijos que con su ternura e inocencia han contribuido para la cristalización de esta trabajo de graduación.

Cléver

CONTENIDO

CAPÍTULO I.

FUNDAMENTOS.

- 1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA
 - 1.1.1. IMPORTANCIA DEL TEMA
 - 1.1.2. ANÁLISIS DEL PROBLEMA INTERNO
 - 1.1.3. ANÁLISIS DE LAS ALTERNATIVAS DE SOLUCIÓN
- 1.2. DESCRIPCIÓN DE LA RADIO PRM-4031 HF
 - 1.2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA RADIO
 - 1.2.2. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS
 - 1.2.2.1. AMBIENTAL
 - 1.2.2.2. TRANSMISOR
 - 1.2.2.3. RECEPTOR
 - 1.2.3. CONTROL Y FACILIDADES
 - 1.2.4. EQUIPOS Y ACCESORIOS
- 1.3. DESCRIPCIÓN DEL MICROTELÉFONO EN PARTICULAR
 - 1.3.1. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS
 - 1.3.2. CONJUNTO DE MICRÓFONO
- 1.4. DESCRIPCIÓN DEL DSP
 - 1.4.1. INTRODUCCIÓN
 - 1.4.2. HISTORIA DE LOS DSP's
 - 1.4.3. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES
 - 1.4.3.1. TEORÍA RELACIONADA
 - 1.4.3.2. ELEMENTOS BÁSICOS DE UN DSP
 - 1.4.3.3. ARQUITECTURA DE LOS DSP's
 - 1.4.3.4. DIFERENCIAS ENTRE MICROCONTROLADORES Y DSP's
 - 1.4.3.5. ANÁLISIS DE LA ESTRUCTURA INTERNA DEL DSP
 - 1.4.3.6. PARÁMETROS DE SELECCIÓN DEL DSP ADECUADO
 - 1.4.3.7. APLICACIONES DE LOS DSP's
 - 1.4.3.8. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS DSP's
 - 1.4.3.9. FABRICANTES DE DSP's
 - 1.4.4. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES DE VOZ
 - 1.4.4.1. SISTEMA DE CIFRADO DE RADIO MILITAR
 - 1.4.4.2. APLICACIONES CON SEGURIDAD
 - 1.4.4.3. TECNOLOGÍA AVANZADA
 - 1.4.4.4. CARACTERÍSTICAS
 - 1.4.5. MODELOS DE MICROTELÉFONO Y DE IMPLANTE
 - 1.4.5.1. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS
 - 1.4.6. MICROTELÉFONO DEL DSP 9000
- 1.5. DESCRIPCIÓN DE ESTÁNDARES MILITARES

CAPÍTULO II

ANÁLISIS

- 2.1. ANÁLISIS DE LOS DIAGRAMAS DE BLOQUES
 - 2.1.1. SUBCONJUNTO DEL TRANSEPTOR
 - 2.1.1.1. CONSTRUCCIÓN Y LOCALIZACIÓN
 - 2.1.1.2. PRINCIPIO, FUNCIONAMIENTO Y DIAGRAMA
 - 2.1.1.3. DESCRIPCIÓN DE LOS CIRCUITOS INTERNOS
 - 2.1.2. AMPLIFICADOR DE POTENCIA Y SUBCONJUNTO DE FILTRO
 - 2.1.2.1. DESCRIPCIÓN GENERAL
 - 2.1.2.2. CONSTRUCCIÓN Y LOCALIZACIÓN
 - 2.1.3. PRINCIPIO, FUNCIONAMIENTO Y DIAGRAMA DE BLOQUES
 - 2.1.3.1. TRANSMISIÓN
 - 2.1.3.2. RECEPCIÓN
 - 2.1.3.1. DESCRIPCIÓN DE LOS CIRCUITOS INTERNOS
 - 2.1.4. UNIDAD DE SINTONIZACION DE ANTENA (ATU)
 - 2.1.4.1. DESCRIPCIÓN GENERAL
 - 2.1.4.2. DESCRIPCIÓN MECÁNICA
 - 2.1.4.3. DESCRIPCIÓN DE LAS DIFERENTES ETAPAS
 - 2.1.5. SUBCONJUNTO DEL SINTETIZADOR
 - 2.1.5.1. DESCRIPCIÓN GENERAL
 - 2.1.5.2. PRINCIPIO, FUNCIONAMIENTO y DIAGRAMA
 - 2.1.5.3. DESCRIPCIÓN DE LOS CIRCUITOS INTERNOS
 - 2.1.5.4. FUENTES DE ALIMENTACIÓN
- 2.2. ESTUDIO PARA LA SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES
 - 2.2.1. UBICACIÓN DEL TABLERO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS
 - 2.2.2. UBICACIÓN DEL TECLADO DEL DSP 9000
 - 2.2.3. TRAYECTORIA DEL LOS CABLES DE CONEXIÓN
- 2.3. ANÁLISIS DE LAS CONEXIONES INTERNAS
 - 2.3.1. CONEXIONES QUE SE UTILIZAN PARA UN VEHÍCULO
 - 2.3.2. CONEXIONES DE LA UNIDAD DE RETRANSMISIÓN
- 2.4. ESTUDIO MINUCIOSO DEL CARGADO DE CLAVES (SOFTWARE)
 - 2.4.1. EQUIPAMIENTO
 - 2.4.2. CONEXIONADO
 - 2.4.3. PROGRAMACIÓN DEL DSP 9000 EN CCS
 - 2.4.3.1. CREACIÓN DE UN ARCHIVO
 - 2.4.3.2. CREACIÓN DE UN NUEVO PROYECTO
 - 2.4.3.3. COMPILACIÓN DE ARCHIVOS
 - 2.4.3.4. CARGADO DEL PROGRAMA EN EL DSP
 - 2.4.3.5. EJECUTAR, DETENER, O PARAR EL PROGRAMA
 - 2.4.3.6. DEPURANDO EL CÓDIGO
- 2.5. ESTUDIO DEL MATERIAL DE ESTÁNDAR MILITAR

CAPÍTULO III

RESULTADOS

- 3.1. ANÁLISIS DE POSIBLES PRUEBAS
 - 3.1.1. ANTECEDENTES
 - 3.1.2. EN EL MICROTELÉFONO DEL TRANSMISOR
 - 3.1.3. EN EL TRANSMISOR DE LA RADIO
 - 3.1.4. EN EL ESPACIO LIBRE
 - 3.1.5. EN EL RECEPTOR DE LA RADIO
 - 3.1.6. EN EL MICROTELÉFONO DEL RECEPTOR
- 3.2 VENTAJAS Y DESVENTAJAS

CAPÍTULO IV

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

BIBLIOGRAFÍA

ANEXOS

- a) GLOSARIO DE TÉRMINOS
- b) DIAGRAMA DE CONEXIÓN DEL SISTEMA
- c) DIAGRAMA DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA
- d) PLANOS DE COMUNICACIONES

INTRODUCCIÓN

Enlace es el acuerdo tanto moral, como intelectual y el contacto que permite desarrollar una acción común, debe existir entre todos los elementos de una nación y en especial dentro de las Fuerzas Armadas.

El radio es uno de los principales medios de comunicación utilizado por el Ejército. Se emplean estos equipos de enlace para facilitar al comandante las comunicaciones necesarias para el ejercicio del mando y establecer el enlace entre las unidades y dentro de ellas.

La historia de las comunicaciones en el Ecuador se remonta al Reino de Quito, que entre uno de sus logros trascendentes, organizó un sistema que le permitió conocer las situaciones que se suscitaban en sus territorios mediante la conformación de mensajeros denominados los "URUYAS", que fueron el inicio de las comunicaciones por medio de mensajeros y complementados con otros sistemas de comunicación como son los ópticos y acústicos.

Antes de que existiera la tecnología SATCOM (Comunicaciones Satelitales), los radios HF eran los únicos medios para comunicarse con las embarcaciones en el mar. El hecho de que con HF se puede comunicar más allá del horizonte la hace una herramienta indispensable para mensajes a larga distancia y en el campo en donde se realizan operaciones militares.

En la actualidad, estos radios siguen siendo utilizados para compartir la carga total de las comunicaciones de larga distancia, así como también dentro de la

región Oriental por cuanto HF mantiene todavía la ventaja de no requerir y depender de ninguna infraestructura.

Pero la virtud incomparable del radio HF ha creado también algunos desafíos. Las transmisiones mundiales de radio son fáciles de interceptarlas y el espectro de HF se ha complicado por señales emanadas por un sinnúmero de transmisores individuales ubicados alrededor del mundo. Deben implementarse técnicas especiales en los radios para sacar provecho del largo alcance y otras facilidades de los mismos mientras que se preserva la calidad del canal y se reduce la interceptación.

La inscripción disminuye la utilización no amigable de las señales interceptadas y sofisticados esquemas de codificación ayudan a combatir la congestión de señales. Pero estas técnicas pueden reducir la salida comparadas con la de un canal en claro. A pesar de esto los radios HF continúan jugando un rol indispensable en las herramientas de un comunicador

Por tal razón este trabajo de graduación se concentra en realizar un estudio para una posterior implementación en el microteléfono del radio PRM-4031 HF, una tarjeta electrónica DSP-9000 el mismo que es un sistema de cifrado militar.

La placa DSP 9000 SH es el DSP 9000 a 40 MHz, y 24 bits, en el que, cada instrucción tiene una longitud de 24 bits. Estas características junto con la tecnología de punta con la que está diseñado hacen que se pueda implantar en el microteléfono y lograr la comunicación segura.

Esta tecnología es diseñada e implementada exclusivamente para sistemas de comunicaciones (radios HF, UHF, VHF y otros.) del Ejército de los Estados Unidos. Estos equipos no han podido ser adquiridos por el Ecuador por su alto costo. Además cabe señalar que el radio PRM-4031 HF es de fabricación inglesa y no ha sido implementado el DSP 9000 en esta radio anteriormente.

No es posible profundizar este estudio en su totalidad por cuanto esta información es confidencial y no se ha podido tener acceso a la misma. Razón por la cual se realizará una adaptación superficial de este dispositivo al microteléfono.

CAPÍTULO I

FUNDAMENTOS

1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

La primera transmisión radiofónica del mundo se realizó en la Nochebuena de 1906, utilizando el principio heterodino, Fessenden transmitió desde Brant Rock Station hasta Massachusetts. Buques desde el mar pudieron oír una radiodifusión que incluía a Fessenden tocando en el violín y leyendo un pasaje de la Biblia.

En el período comprendido entre 1914 y 1918, la radio se consolida en EEUU y en otros importantes estados europeos, como Francia y Gran Bretaña. El uso de la radio como elemento comunicativo empieza así a utilizarse entre los ejércitos durante la Primera Guerra Mundial. La utilidad de este medio radica en su valor estratégico de la comunicación sin hilos y sirve para mantener conversaciones privadas entre los ejércitos y los soldados.

Unos años antes del inicio de la Segunda Guerra Mundial, los alemanes se dieron cuenta de la importancia de las transmisiones en la posible guerra que se avecinaba y desde el principio de ésta dotaron a sus unidades militares de los mejores sistemas de comunicaciones disponibles en la época, pero a diferencia

de algunos de sus enemigos, el ejército alemán no contó con un equipo radio transmisor portátil ligero hasta casi el final de la contienda, y lejos de destinarlo a sus pelotones de infantería, para mantener una comunicación fluida con el mando de la compañía, el Alto Mando alemán decidió, quizás motivado por la cada vez más escasa capacidad de producción de las fábricas alemanas, dotar con estos equipos radio transmisores únicamente a sus observadores de artillería.

El equipo de transmisiones Kleinfunksprecher¹, conocido también por el más sencillo nombre de Dorette, se utilizó por primera vez en el teatro de operaciones europeo en el mes de octubre de 1944. Este equipo de transmisiones portátil está compuesto por dos pequeñas cajas metálicas de forma rectangular (una de color verde oliva y la otra marrón claro), un cable de alimentación eléctrica, una antena, auriculares y un micrófono laringófono.

1.1.1. IMPORTANCIA DEL TEMA

Debido a la creciente expansión del mercado de las comunicaciones, se hace cada vez más importante la necesidad de sistemas de codificación o cifrado que permitan dotar de un cierto grado de privacidad a la información transmitida por los sistemas de telecomunicaciones y radiocomunicaciones militares. En la figura 1.1 se hace una relación considerando los elementos críticos en la planificación de guerra, ejecución, estrategia, tácticas y logística subordinadas a las comunicaciones y la inteligencia.

¹ <http://www.edisombra.com>

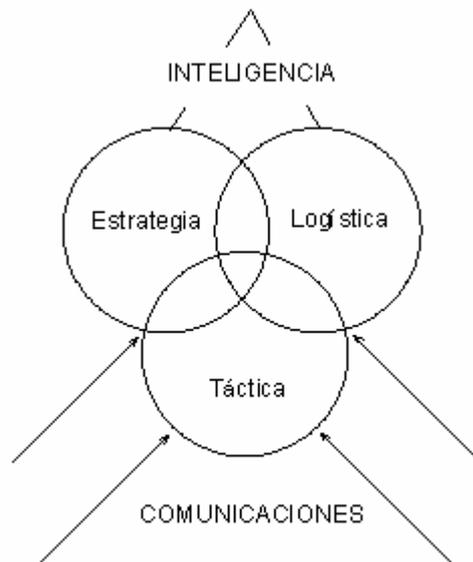


Fig. 1.1 Estructura y relación de los factores militares en la guerra

Al analizar la figura anterior se puede ver la gran importancia que tienen las comunicaciones dentro de la planificación en la estrategia de guerra, tomando en cuenta este aspecto, es primordial que las Fuerzas Armadas cuenten con medios de comunicaciones seguras y confiables, capaces de garantizar la privacidad de la información que se transmite y se recibe a través de redes inalámbricas en todo momento.

Motivo por el cual es necesario investigar y analizar la manera como solucionar este inconveniente utilizando sistemas de seguridad de voz para lo cual el CALEFT ha facilitado los medios de consulta y la información necesaria que se requiere a fin realizar dicho estudio.

Para cumplir con este objetivo se recopila la mayor cantidad de información posible y se analiza con la finalidad de dejar listo el estudio del proyecto, para que en un futuro no muy lejano éste pueda ser implementado.

1.1.2. ANÁLISIS DEL PROBLEMA INTERNO

El avance tecnológico de la informática y las telecomunicaciones hacen del flujo de información y de la transmisión de datos, factores esenciales en la toma de decisiones del comandante. El trabajo que cumplen los Soldados de Comunicaciones, es fundamental, tanto en tiempos de paz como en la guerra, por lo que requiere de sus hombres una alta capacidad para transmitir información desde una fuente hasta un destinatario en forma eficaz y confiable, dando respuesta al ritmo vertiginoso de los últimos avances tecnológicos.

Con este propósito en el año 1980 las Fuerzas Armadas Ecuatorianas adquieren alrededor de 1000 radios PRM-4031 HF las mismas que son de fabricación inglesa. A partir de su adquisición fueron entregadas como dotación a todas las unidades militares de las Fuerzas Armadas. Dichos medios de comunicación son empleados hasta la actualidad en todo tipo de terreno obteniendo resultados satisfactorios en las comunicaciones, en especial en el Oriente Ecuatoriano, ya que no es necesaria la utilización de repetidoras por su gran capacidad de transmisión y recepción, pues éstas trabajan en el rango de frecuencias de HF.

En 1995, durante el Conflicto del Cenepa, el arma de Comunicaciones, participó creando los llamados ECOS DE COM², similares a los equipos de combate en la que se puso en operación las radios PRM-4031 HF en las que se pudo comprobar sus ventajas y desventajas. Cada uno proporcionó los enlaces establecidos tanto para las tropas a pie como para el empleo de los medios aéreos, la comunicación tierra aire a distancias cortas ya fue posible y tomo su importancia en este acontecimiento trascendental. Todo este esfuerzo permitió que el Ecuador escriba la página más brillante de su historia, desde la batalla de Tarqui, devolviéndole a su pueblo un don preciado.... LA DIGNIDAD

La mayor desventaja es esta radio es la de no poseer ningún tipo de seguridad tanto al transmitir como al recibir información. Las ondas electromagnéticas que se transmiten a través del espacio libre son propensas a la interferencia. Por esta razón, es muy importante establecer frecuencias confiables y la potencia de

² Equipos de Comunicaciones

transmisión necesaria, que permita a cada categoría de información etiquetar como uso secreto, o a su vez implementar medios de encriptación de voz para evitar fuga de información.

1.1.4. ANÁLISIS DE LAS ALTERNATIVAS DE SOLUCIÓN

En el mundo real podemos encontrar multitud de aplicaciones que hacen uso de dichas técnicas, siendo un ejemplo paradigmático los sistemas de *secrafonía*, cuyo objetivo consiste en cifrar una señal de voz para dificultar la comprensión del mensaje transmitido, es decir, evitar el acceso no autorizado al contenido de la conversación en curso en un enlace telefónico o por radio.

También con frecuencia se utiliza una sencilla transformación frecuencial, por ejemplo generando una señal con el mismo ancho de banda que la original, pero invertida en el espectro, lo que la hace incomprensible si no se invierte el proceso. Esta técnica de inversión espectral, consiste en alterar el contenido frecuencial de la señal transmitida de forma que se produzca una inversión del espectro alrededor de una frecuencia dada. De ese modo, las componentes de baja frecuencia se desplazan a la zona de altas frecuencias y viceversa, con lo que la señal mantiene toda la información necesaria para su descifrado, pero es ininteligible de cara a un posible espía que tenga acceso al canal.

Una solución recomendada es la implementación del sistema DSP 9000 HS, el mismo que es una familia de sistemas de cifrado militar que provee seguridad estratégica para las comunicaciones transmitidas a través de canales de banda angosta. Éste sistema utilizado por las Fuerzas Armadas de Estados Unidos, está disponible en configuraciones para estación base, mochila microteléfono y de tablero de circuito de implante. La interfase programable y un diseño que cumple con las especificaciones militares hacen que el DSP 9000HS sea capaz de dar seguridad a virtualmente cualquier aplicación en HF, VHF o UHF.

Luego de analizar las diversas técnicas presentadas, se ha visto factible realizar el estudio de este último sistema de cifrado militar para que en algún momento pueda ser adquirido e implementado en los distintos medios de comunicaciones que posee las Fuerzas Armadas del Ecuador, en especial en el microteléfono del radio transceptor PRM-4031HF el cual es objeto de nuestro estudio, ya que proporciona mayor seguridad y fiabilidad, además está diseñado específicamente para empleo militar.

1.3. DESCRIPCIÓN DE LA RADIO PRM-4031 HF

El PRM.4031HF mostrado en la figura 1.2 es un transceptor de HF (alta frecuencia) que funciona en los modos de SSB (Banda Lateral Única), Am (Modulación de Amplitud) y CW (Ondas Continuas). Aunque ha sido principalmente diseñado como un conjunto portátil, el equipo se puede utilizar como una estación de tierra o una radio de vehículo.



Fig. 1.2. Radio PRM-4031 HF

El transceptor es un equipo portátil de peso liviano, completamente hermético al agua que funciona en el rango de frecuencias de 1,6 a 29,9999MHz. La unidad proporciona 284000 canales controlados, sintetizador separador por pasos de 100 Hz, y tiene facilidades para telegrafía y frecuencias vocales, funcionando en los modos de SSB (superior o inferior) AM o CW.

El diseño del conjunto portátil le permite ser operado o transportado por un solo operador aunque se han incluido facilidades para que dos operadores usen el conjunto portátil simultáneamente.

La potencia suministrada al conjunto portátil se obtiene de una batería alojada en una cubierta acoplada a la base de la cubierta principal del transceptor. El suministro de potencia es una batería de níquel-cadmio (NICAD) recargable tipo MA.4025 y tiene una capacidad de funcionamiento continuo de potencia alta durante 13 horas con una relación de tiempo de emisión/recepción de 1:9. Alternativamente se puede suministrar una batería no recargable, utilizando elementos primarios (12 pilas comerciales de 1.5 voltios conectadas en serie).

Como una radio portátil con una antena extensible, el transceptor proporciona ondas terrestres de funcionamiento seguro de comunicación de SSB (Banda Lateral Única) en distancia de hasta 25 Km. día o de noche, sobre terreno ondulado. Como una estación de tierra utilizando una antena bipolar, el alcance de ondas espaciales puede ser de varios miles de kilómetros. Se puede obtener facilidades de control remoto, incluyendo intercomunicación y llamadas con las cajas de control MA. 986B y MA. 985B³.

Se puede obtener facilidades manuales de redifusión en conjunto con las unidades de control MA.4009 o cableado del control del vehículo.

1.2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA RADIO

Los subconjuntos que componen el transceptor se ilustran en el diagrama de conjuntos en la figura. 1.3.

³ Manual de la radio Racal PRM-4031 HF

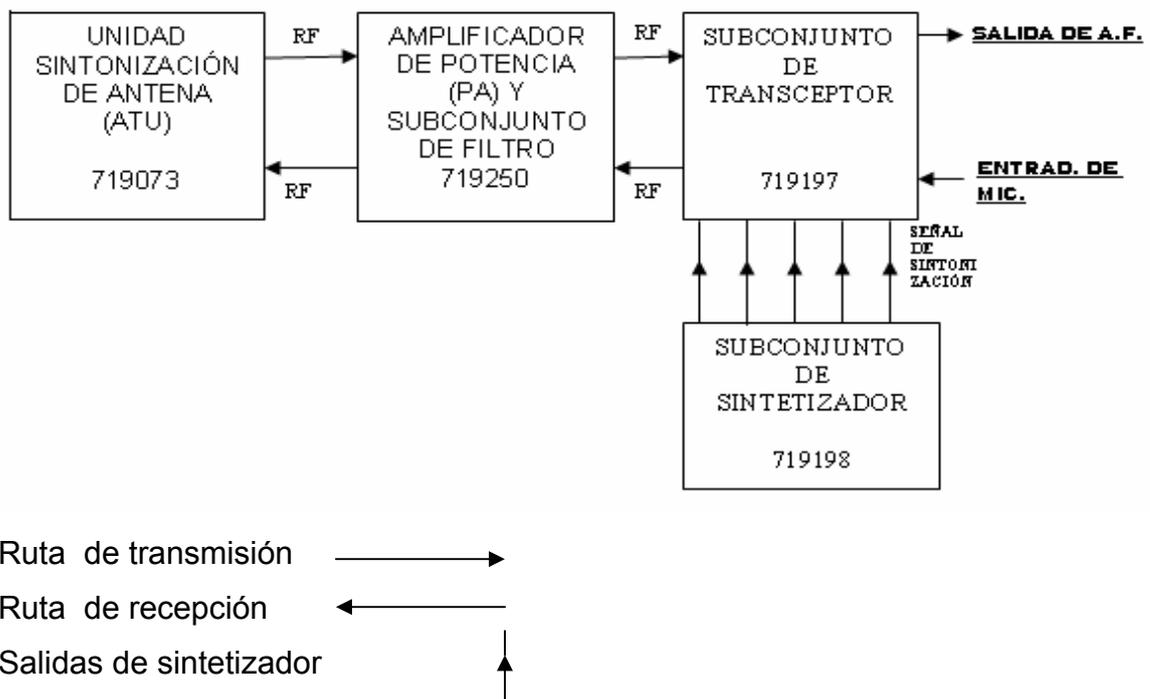


Fig. 1.3. Diagrama de conjunto: PRM.4031 HF

Las cuatro etapas por las que esta compuesta la radio son:

- Subconjunto de transceptor 719197
- Unidad de sintonización de antena (atu) 719073
- Amplificador de potencia (pa) y subconjunto de filtro 719250
- Subconjunto de sintetizador 719198

1.2.2. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

a) Alcance de frecuencia:

1,6 - 29,999 Mhz.

b) Canales:

284.000 canales en paso de 100 Hz. Derivados de un solo TCX0 (oscilador de cristal termo estabilizado) de alta estabilidad seleccionados por medio

de seis interruptores. Tiempo de retención máximo del sintetizador, menos de un segundo.

c) Modos de funcionamiento:

USB (Banda Lateral Superior)

USB CW (Banda Lateral Superior Ondas Continúas.)

LSB CW (Banda Lateral Inferior Ondas Continuas)

LSB (Banda Lateral Inferior) Compatible con la anterior

AM (Modulación por Amplitud)

d) Estabilidad de frecuencia:

Superior a la variación de temperatura de funcionamiento con respecto a la temperatura de 25 grados centígrados

e) Suministro de potencia:

12 voltios nominal de batería recargable de níquel cadmio de 4 amp./h.
Tipo MA.4025A, o unidad de suministro de potencia asociada.

f) Antenas:

Extensible de 2,4 m (8 pies)

Monofilar larga (antena látigo)

Bipolar

Antena corta helicoidal⁴ de batalla

g) Sintonización de antena:

⁴ Superficie alabeada por una recta que se mueve apoyándose en una hélice

Sintonización de control único. Unidad ATU (unidad de sintonización de antena) incorporada sintoniza las antenas anteriores para transmisión y recepción

h) Peso:

PRM. 4031 básico solamente 3,5 Kg. (8 lb.). Conjunto portátil con microteléfono, batería de níquel cadmio y mochila, 8 Kg. (17,6lbs).

i) Dimensiones:

Equipo básico (sin batería)

Ancho 230 mm (9,1")

Alto 75 mm (3,0")

Profundidad 253 mm (10,0")

Equipo básico con batería

Ancho 230 mm (9,1")

Alto 80 mm (3,2")

Profundidad 335 mm (13,2")

1.2.2.1. Ambiental

a) Temperatura:

Funcional -10 grados centígrados a + 70 grados centígrados

b) Humedad:

La unidad está alojada en una caja desecada sellada

1.2.2.2. Transmisor

	<u>Potencia Alta</u>	<u>Potencia Baja</u>
a) Potencia de salida (SSB)	Pot. Envolvente de pico aprox. de 6 dB	Reducción
b) Banda lateral única	10 vatios \pm 1,5 dB	
c) CW	10 vatios \pm 1,5 dB	Reducción aprox. de 6dB
d) Ondas continuas	Todo en una carga de 50 ohmios	
e) Emisiones armónicas:		

No serán Superiores a -40 dB con relación a la potencia envolvente de pico en carga de 50 ohmios.

f) Supresión de ondas portadoras (SSB, CW):

Superior a -45 dB con relación a la potencia envolvente en carga de 50 Ω

g) Distorsión de ínter modulación:

Máx. de -25 dB con relación a la salida total de potencia envolvente de pico.

h) Alcance dinámico de entrada del compresor:

Superior a 30 dB por encima de umbral de compresión.

i) Consumo de corriente:

- SSB (banda lateral única), dos tonos en el umbral de compresión: 1,8 amp.
- CW (ondas continuas):3,0 amp.

j) Respuesta general de AF:

Superior a - 6 dB a 500 y 2500 Hz

1.2.2.3. Receptor

a) Sensibilidad:

No menos de 5 mW de salida de AF en 300 ohmios para entrada de RF de 1 μ V pd (diferencia de potencial) a relación S/N indicada, (señal /Ruido)

b) Relación de señal/ruido:

SSB: No menos de 15 Bd para una entrada de RF de un μ V pd (diferencia de potencial).

CW: No menos de 22 Bd para una entrada de RF de un μ V pd (diferencia de potencial).

AM: no menos de 10 Bd para una entrada de RF de tres μ V pd con modulación de 30%.

c) Selectividad:

SSB: Ancho de banda de 6 dB 2.0 Khz. min.

AM: Ancho de banda de 40 dB 5.0 Khz. max.

CW: Ancho de banda de 3 dB 100 hz \pm 30 Hz. Centrado en un Khz.

d) Consumo de corriente:

Máximo 170 mA

Típico 150 mA

e) Supresión de la portadora de Imagen:

Superior a 70 dB

f) Supresión de frecuencia interna:

Superior a 70 dB

g) Potencia de salida de HF:

Teléfono no menos de 45 mW en 50 Ohmios

h) AGC (control de ganancia automática):

La salida de AF cambia menos de 6 dB para variación de entrada de RF de 100 dB por encima de 2 μ V pd (diferencia de potencial).

1.2.3. CONTROL Y FACILIDADES

a) Controles de selección de frecuencia:

Los seis interruptores de control se usan para seleccionar la frecuencia requerida.

b) Interruptor de modo:

Interruptor giratorio de seis posiciones se usan para seleccionar el modo de funcionamiento del equipo. Las posiciones del interruptor son:
AM (modulación por amplitud); LSB-CW (banda lateral inferior-Ondas continuas); LSB (Banda Lateral Inferior); USB (banda lateral superior); USB-CW (banda lateral superior ondas-Ondas continuas) y Tune (sintonización).

c) Interruptor de potencia:

El interruptor giratorio de tres posiciones se usa para seleccionar una condición de salida de potencia de alta o baja y también se usa para desconectar la unidad. Las posiciones del interruptor son:

OFF (desconexión); LP. (Potencia Baja) y HP (Potencia Alta)

d) Gain (Ganancia):

Este potenciómetro (concéntrico con el interior de selección de la frecuencia de 100 Hz) controla las ganancias de las salidas de audio del microteléfono

e) Tune (Sintonización):

Este control sintoniza la antena excepto en los casos en que se usa una ATU (unidad de sintonización de antena) remota.

f) Medidor:

El medidor indica el voltaje de la batería cuando la unidad está en condición de recepción y el interruptor de potencia está en la posición de HP (potencia alta) el voltaje de agc, (control de ganancia automático). Cuando la unidad está en la posición de LP. (Potencia Baja) y la corriente de la antena (cuando la unidad está en condición de transmisión). El medidor incorpora una indicación por diodos emisores de luz de sintonización aproximada.

g) Toma de audio 1:

Esta toma tiene las clavijas A a F conectadas en paralelo con la clavijas A a F del toma de audio 2 se muestra en la figura 1.4. y permite la conexión de equipos auxiliares (tales como auriculares, tecla Morse, suministro de

potencia externa o equipo para el cargue de la batería) al transceptor. La clavija G permite iniciar la sintonización cuando se usa una ATU (unidad de sintonización de antena) remota con el equipo.



Fig. 1.4. Toma de audio 1 y 2

h) Toma de audio 2:

Esta toma proporciona las mismas facilidades de la toma de Audio 1 figura 1.4. Con la excepción que la clavija G tiene una salida de audio fija para usar, por ejemplo, con un cableado de vehículo.

i) Toma de antena extensible:

Esta toma permite la conexión de una antena extensible al equipo.

50 Ω BNC 1,6-8 MHz

50 Ω BNC 8-30 MHz

Estas tomas permiten la conexión de una antena dipolar al equipo.

j) Panel trasero:

Toma W/B (Banda Ancha):

Ésta toma proporciona una conexión a un filtro externo, a una ATU (Unidad de Sintonización de Antena) remota o un amplificador de RF.

k) Toma de ATU (Unidad de Sintonización de Antena):

Esta toma proporciona al equipo un retorno desde el filtro externo con el fin de poder utilizar la ATU interna para acoplar la antena.

l) Terminal a tierra:

El terminal permite hacer una conexión a tierra del equipo.

1.2.4. EQUIPOS Y ACCESORIOS

a) Batería recargable Ma.4024A (ST719004):

Es una batería de níquel cadmio de 12 voltios 4 amperios. Se acopla con tornillos directamente en la base del transceptor, en una disposición que facilita el cambio rápido de la batería, puede ser recargada sin retirarla del conjunto portátil o también retirándola por medio del cargador tipo MA.945B o el generador manual tipo MA.4175A⁵, el operador puede cargar y descargar la batería cientos de veces sin que su capacidad de carga sea afectada, a diferencia de otras baterías las de níquel cadmio no requieren ningún mantenimiento ya que se encuentran completamente selladas, eliminando de esta forma cualquier efecto adverso del clima (humedad).

b) Batería primaria MA. 4025B (719063):

Ésta batería se atornilla directamente a la base del transceptor como la MA.4025A contiene 10 elementos tamaño "d" que se pueden cambiar fácilmente retirando dos tuercas del transceptor, lo cual permite desmontar la cubierta de extremo.

c) Bastidor portátil para el transporte (ST719097):

⁵ Manual de la radio Racal PRM-4031 HF

Es un bastidor metálico con revestimiento plástico el cual puede acomodar un transceptor con una batería MA.4025A o MA.4025B.

d) Equipos de audio:

Microteléfono (ST719215 o ST711013).- Este es un microteléfono en nylon de peso liviano completo con enchufe y cable en espiral extensible hasta 1,8 m.

Conjunto de micrófono del tipo de aguilón/auricular (ST719214 o ST711024).- Este es un conjunto de micrófono del tipo de aguilón y auricular doble, completo con enchufe y cable de 1,6 m. que permite el funcionamiento del transceptor sin tener que utilizar las manos. Un interruptor PTT (oprimir para hablar) y fiador de seguridad van incorporados en el cable.

Conjunto de auricular (ST711015).- Es un conjunto de un solo auricular con un cable de 1,3 m.

e) Unidad de amplificador de altavoz MA.988 (ST 700860):

Este es un amplificador de vigilancia del altavoz protegido contra la intemperie con una salida de 0,5 vatios. El suministro de potencia se deriva del transceptor.

f) Tecla morse (ST700059):

La tecla Morse se suministra completo con correa para la rodilla y cable.

g) Antena extensible seccional (ST719094):

Es una antena extensible de 2,4 m. que incluye ocho secciones con un cable de retención en acero inoxidable y un montaje de antena de enchufe flexible que permite la instalación de la antena extensible en el ángulo

operacional requerido, protege la antena extensible y el conjunto portátil contra daños debido a impactos o golpes excesivos.

h) Cargador de batería MA. 945B (ST719238):

Es un cargador que permite recargar la batería de níquel cadmio MA.4025A desde un suministro de 12, 24 voltios de CC, 110, 230 voltios CA.

i) Cajas de control local /remoto MA.935B/MA.986B (ST701683/4):

La incorporación de estas cajas permite el funcionamiento de un transceptor a una distancia de hasta 3 Km. Utilizando un cable doble D 10. También proporciona la intercomunicación entre las posiciones local y remota.

j) Antena dipolar de 3-30 Mhz (ST790008 o ST711169):

Ésta antena viene completa con alimentador, líneas de soporte, carretes y pesas de proyección, si es necesario se puede soportar con el poste de 5,4m.

k) Antena de alimentación en serie (ST790012):

Este juego de antena se suministra completo con líneas de soporte, carrete y pesa de proyección se conecta a la radio utilizando el adaptador ST700074.

l) Caja de interfase de vehículo (VIB) MA.4106:

Se usa cuando el transceptor se instala en un vehículo. La VIB proporciona las siguientes facilidades:

1. Permite un suministro directo al transceptor desde el sistema eléctrico del vehículo. La VIB puede aceptar una entrada de 24 voltios a 32 voltios de CC o con un cambio interno de 12, 16 voltios de CC. e incorpora un regulador.
2. Proporciona acoplamiento de transformador de la entrada de audio para eliminar los problemas de bucle a tierra.
3. Proporciona una salida de audio para activar un altavoz (tipo HOD).

m) Generador manual MA.4175:

Este generador se utiliza con las baterías recargables de 12 voltios y se usa conjuntamente con la abrazadera del árbol ST719348, el generador suministra una salida de más de 1 amperio con la manija girando a 70 r.p.m.

n) Unidad de suministro de potencia de red principal MA.4107:

La unidad MA.4107 funciona con una red principal de 110 a 230 voltios de CA. Y proporciona 12 voltios hasta 4 amperios para la radio. La unidad también suministra 24 voltios para impulsar una unidad AATAMU e incluye un amplificador de audio para proporcionar 3 vatios en un altavoz externo.

1.3. DESCRIPCIÓN DEL MICROTELÉFONO EN PARTICULAR

El microteléfono en el cual se instalará el DSP 9000HS es como se muestra en la figura 1.5 éste es un microteléfono de peso liviano compuesto por un enchufe y cable en espiral extensible hasta 1,8m.



Fig. 1.5 Microteléfono (ST719215 o ST711013)

Está compuesto por las siguientes partes:

1. Cápsula auricular de 300 ohmios
2. Cápsula micro fónica de 600 ohmios
3. Interruptor PTT
4. Bincha de transporte
5. Cable espiral de nylon de 1.8 m.
6. Zócalo de conexión a la radio
7. Seis pines de tipo macho ubicados dentro del zócalo conector

1.3.1. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Este microteléfono es robusto y compacto fabricado en polierutano, un material muy resistente hecho específicamente para aguantar los fuertes golpes que puede generar un ambiente hostil en donde va a emplearse. Completamente hermético, sus partes sensibles están protegidos con un material tipo caucho que sirve como empaque para impermeabilizar del agua.

Internamente cada uno de los 6 cables conectores de cobre están recubiertos con caucho de ½ mm para proteger de cualquier impureza que pudiera afectar a la señal de transmisión y recepción.

El zócalo conector consta de seis pines ubicados en. Estos están nominados desde la letra A hasta la F, indicados en la figura 1.6 cabe señalar que en el zócalo de la radio se encuentra un pin de tipo hembra denominado con la letra G. Esto es para la conexión a tierra tiene una reistencia de 300 ohmios en recepción y 600 en transmisión

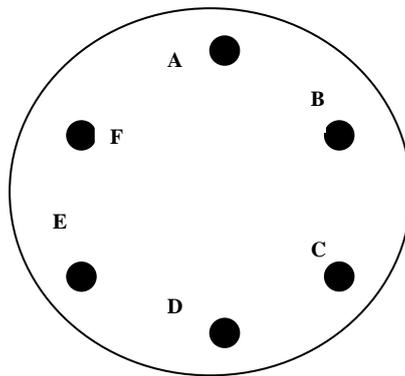


Fig. 1.6 Pines del conector del microteléfono

FUNCIONES DE CADA UNO DE LOS PINES

- A: Micrófono
- B: PTT
- C: Suministro externo de 12 VE (-)
- D: Auricular
- E: Llave criptográfica
- F: Ganancia variable de audio de salida

1.3.2. CONJUNTO DE MICRÓFONO DEL TIPO DE AGUILÓN/AURICULAR (ST719214 o ST711024)

Éste es un conjunto de micrófono del tipo de aguilón y auricular doble, completo con enchufe y cable de 1,6 m. que permite el funcionamiento del transceptor sin tener que utilizar las manos. Un interruptor PTT (oprimir para hablar) y fiador de seguridad van incorporados en el cable.

1.4. DESCRIPCIÓN DEL DSP

1.4.1. INTRODUCCIÓN

Los rápidos avances en la electrónica, particularmente en las técnicas de fabricación de circuitos integrados, han tenido, y sin duda continuarán teniendo, un gran impacto en la industria y la sociedad. El rápido desarrollo de la tecnología de circuitos integrados, empezando con la integración a gran escala (LSI, Large Scale Integration), y ahora la integración a muy gran escala (VLSI, Very Large Scale Integration) de circuitos electrónicos ha estimulado el desarrollo de computadores digitales más potentes, pequeños, rápidos y baratos y de hardware digital de propósito general. Estos circuitos digitales baratos y relativamente rápidos han hecho posible construir sistemas digitales altamente sofisticados, capaces de realizar funciones y tareas del procesamiento de señales digitales, que normalmente eran demasiado difíciles y/o caras con circuitería o sistemas de procesamiento de señales analógicas. De aquí que muchas de las tareas del procesamiento de señales que convencionalmente se realizaban analógicamente se realicen hoy mediante hardware digital, más barato y a menudo más confiable.

1.4.2. HISTORIA DE LOS PROCESADORES DIGITALES DE SEÑALES

En 1978, INTEL lanzó el 2920 como un "procesador analógico de señales". Este poseía un chip ADC/DAC con un procesador de señales interno, pero no poseía un multiplicador de hardware, el 2920 no tuvo éxito en el mercado.

En 1979, AMI lanza el S2811, fue diseñado como un microprocesador periférico, al igual que el 2920 no tuvo gran éxito en el mercado.

En el mismo año, BELL LABS introduce el primer chip procesador digital de señales (DSP), luego en 1980 fueron presentados en el ISSCC'80 los primeros DSP completos: el PD7710 de NEC y el DSP1 de AT&T, ambos procesadores fueron inspirados en las investigaciones de PSTN Telecomunicaciones. En ese

mismo año NEC comenzó la producción del PD7710, la primera producción de DSP completos en el mundo.

El primer DSP producido por TEXAS INSTRUMENTS, como el TMS32010, probó ser un suceso mayor. Luego también se junto a la fabricación de los DSP's la marca MOTOROLA que de igual forma fue un acontecimiento trascendental.

Actualmente el TMS320C4X diseñado y producido por TEXAS INSTRUMENTS, surge con ciertas ventajas frente al resto de los procesadores, ya que éste se diseña para ser escalable; es decir, para que pueda trabajar en paralelo con otros dispositivos similares.

Muchos de los procesadores se engloban dentro de la filosofía CISC, (Complex Instruction Set Computers); otros operan bajo la filosofía RISC (Reduced Instruction Set Computers); estos últimos dedicados para aplicaciones concretas como la telefonía móvil⁶.

1.4.3. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

1.4.3.1. Teoría relacionada

Definiciones básicas.

a) Señal.- Es una variable que lleva o contiene algún tipo de información y que puede ser sometida, manipulada o mostrada. Ejemplos de señales: La voz, Señales biomédicas, Video, Imagen, Radar.

b) Señal analógica.- Las señales que son continuas en el tiempo y en amplitud.

c) Señal digital.- Las señales que son discretas en el tiempo y en amplitud. Cuando la amplitud de la señal solamente puede tomar uno de dos valores entonces se trata de una señal digital binaria.

⁶ <http://www.monografias.com>

d) Forma de onda Determinística.- Se puede modelar como una función del tiempo completamente especificada. Los valores de esta señal, tanto presentes, pasados o como futuros, se conocen exactamente, sin incertidumbre. Por ejemplo, si se describe una forma de onda en la cual A_{w0} y w_0 son constantes conocidas, se dice que esta forma de onda es determinística⁷.

e) Forma de onda aleatoria (o forma de onda estocástica).- No se puede especificar por completo como una función del tiempo y debe modelarse probabilísticamente. Ejemplos de formas de onda aleatorias: la salida de un generador de ruido, señales sísmicas y las señales de voz.

f) Proceso aleatorio real (o proceso estocástico).- Es un conjunto indexado de funciones reales de algún parámetro (casi siempre tiempo) que tiene ciertas propiedades estadísticas, como se muestra en la figura 1.7

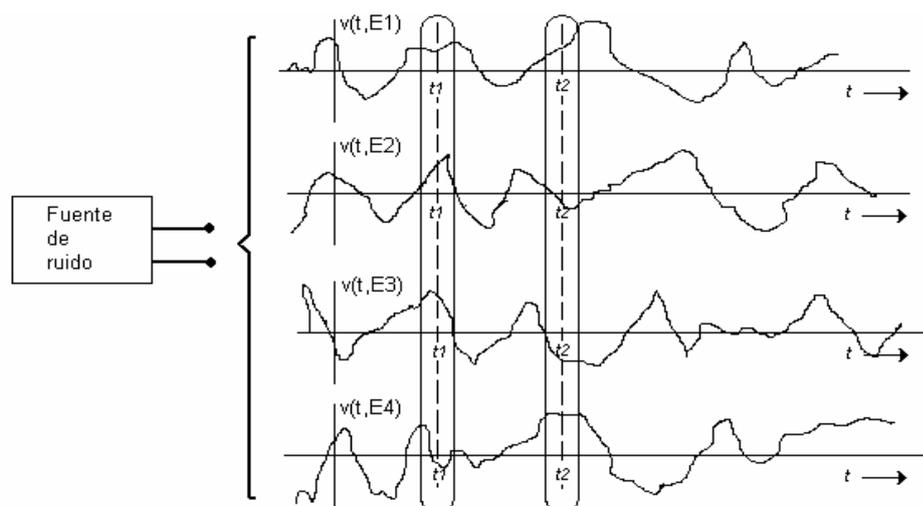


Fig. 1.7 Fuente de ruido aleatorio y algunas funciones muestrales del proceso de ruido aleatorio.

El conjunto de las diferentes formas de onda para una misma fuente de ruido representaría un proceso aleatorio.

⁷ Fundamentos de sistemas digitales (septima edición) Thomas L. Floyd

g) Proceso aleatorio continuo.- Se compone de un proceso aleatorio con variables aleatorias asociadas de distribución continua. El ruido en circuitos de comunicación lineales por lo general es del tipo continuo.

h) Proceso aleatorio discreto.- Se compone de variables aleatorias con distribuciones discretas. Por ejemplo, la siguiente figura representa la salida de un comparador ideal, que es un proceso aleatorio binario (discreto con dos niveles).

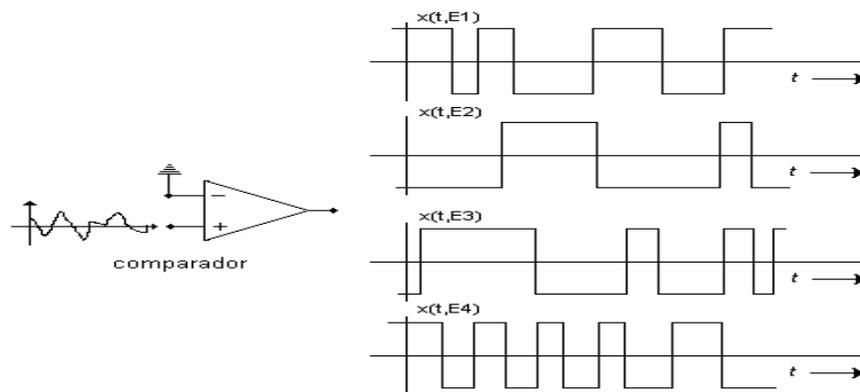


Fig. 1.8 Funciones muestrales de un proceso aleatorio binario.

1.4.3.2. Elementos básicos de un sistema de procesamiento digital de señales en tiempo real

Analizando una de las características importantes de los DSP “trabajan a tiempo real frente a la frecuencia fundamental de la señal”, es necesario describir las siguientes etapas:

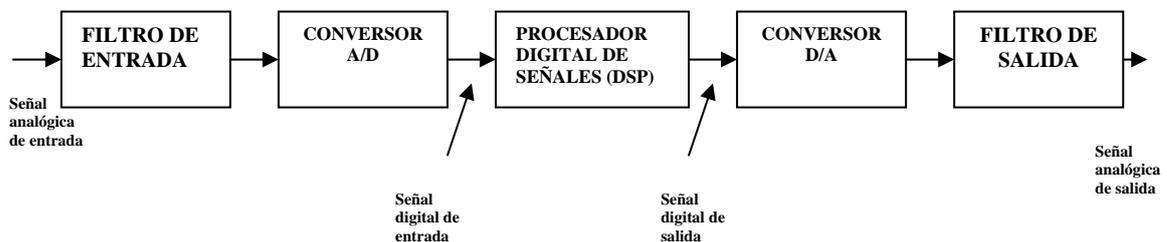


Fig.1.9 Diagrama de bloques de un sistema digital de procesamiento de señales.

- Filtro de entrada
- ADC (convertidor de señal analógica en digital)

- DSP (Procesador digital de señales)
 - DAC (convertidor de señal digital en analógica)
- Filtro de salida

A. Filtro de entrada

Es un filtro Pasa Bajo que va a limitar el BW (ancho de banda) de la señal analógica de entrada para eliminar el efecto de aliasing (solapamiento) que se produce en el ADC.

B. ADC (convertidor de señal analógica en digital)

Las aplicaciones clásicas de los DSP's que trabajan señales del mundo real, son tales como sonido y ondas de radio que se originan en forma análoga. Como se sabe, una señal análoga es continua en el tiempo; cambia suavemente desde un estado a otro.

Los computadores digitales, por otro lado, manejan la información discontinuamente, como una serie de números binarios, por lo que se hace necesario como primera etapa en la mayoría de los sistemas basados en DSP's transformar las señales análogas en digitales. Esta transformación la hacen los Conversores Análogo – Digital (ADC, en inglés).

La salida del conversor A/D es una señal adecuada como entrada al procesador digital.

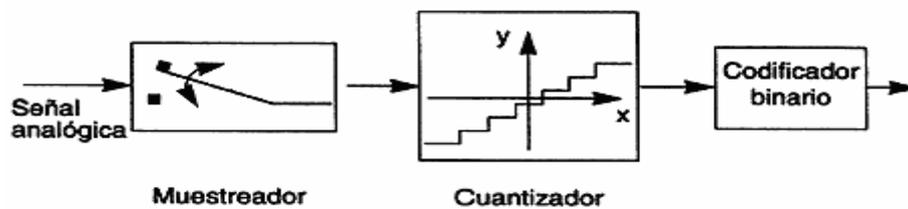


Fig. 1.10 Convertidor análogo digital

La información de una señal que será transformada de análoga a digital puede perderse por 2 tipos de formas comunes:

- Como el muestreo solo guarda la amplitud de la señal en un instante en el tiempo. Los cambios que ocurran en la señal entre dos instantes de muestreo no son registrados (llamado como efecto aliasing).
- La representación tomada para la amplitud de la señal debe ser ajustada dependiendo del número de bits asignados para representar cada muestra.

A estos efectos se les conoce como errores de cuantización

C. DSP (procesador digital de señales)

Luego de haber pasado por las etapas anteriores, la señal digitalizada ingresa al DSP el mismo que realiza la tarea asignada a través de un software específico que puede o no manejar lenguajes tanto de alto como de bajo nivel de acuerdo a la diagramación.

Un Procesador Digital de Señales es un tipo de microprocesador, increíblemente rápido y poderoso. Un DSP es único porque procesa señales en tiempo real. Esta capacidad de procesamiento en tiempo real hace a los DSP ideales para aplicaciones que no toleran ningún retardo. Por ejemplo, no es fácil conversar a través de un teléfono celular cuando existe un retardo en la línea. Esto lleva a que la señal se corte o a confusión ya que ambos usuarios hablan a la vez. Con los teléfonos celulares actuales, los cuales usan DSP's, es posible hablar normalmente. El DSP dentro del teléfono procesa el sonido (convirtiéndolo de una señal analógica a digital, filtrando, comprimiendo y realizando otras tareas en forma digital) tan rápidamente que uno puede hablar y escuchar sin problemas de retardo ni ninguna molestia que ello implica. O sea, se procesa en tiempo real.

En estos cálculos la operación básica a realizar es multiplicar-acumular, es decir, sumas acumulativas de productos en los que los factores varían en cada operación.

Para optimizar esta operación la mayoría de los DSP comparten las siguientes características:

- Permiten realizar la operación multiplicar-acumular en un solo ciclo.
- Permiten realizar varios accesos a memoria en un solo ciclo de instrucción, de esta manera el procesador puede buscar una instrucción mientras a la vez está, realizando la búsqueda de operandos y/o almacenando el resultado de una instrucción anterior.
- Para permitir múltiples accesos a memoria, los DSP incluyen memorias multipuerto e incluso bancos de memoria independientes.
- Poseen una o más unidades generadoras de direcciones independientes. Dichas unidades operan en paralelo con la ejecución de instrucciones aritméticas.
- La mayoría de los DSP disponen de un set de instrucciones que soportan la ejecución de bucles, debido a que los algoritmos DSP implican cálculos repetitivos.
- Incorporan varios puertos de entrada/salida serie o paralelo para manejar interrupciones y accesos directos a memoria sin intervención del procesador.

Todas estas características se ven reflejadas en la adopción de la arquitectura Harvard (detalla mas adelante), por parte de los procesadores digitales de señal frente a la clásica arquitectura Von Neumann utilizada por los procesadores de propósito general.

En su núcleo, un DSP es altamente numérico y repetitivo. Cada dato detectado, éste debe ser multiplicado, sumado y además de eso transformado de acuerdo a fórmulas complejas. Lo que permite realizar todo ello es la velocidad del dispositivo. Los sistemas basados en DSP's deben trabajar en tiempo real, capturando y procesando información, a la vez. Los conversores análogo – digital

deben adquirir la información lo suficientemente seguido como para captar todas las fluctuaciones relevantes de las señales. Si el ADC es muy lento se perderá información. El DSP también debe trabajar rápido para no perder información que le llega desde el ADC y además cumplir con el adecuado procesamiento de las señales. Por ejemplo, un sistema stereo maneja sonidos de hasta 20 KHz, por lo tanto el DSP deberá ser capaz de procesar alrededor del centenar de millones de operaciones por segundo. Otras señales, tales como transmisiones por satélite son del orden de los Gigahertz por lo que requieren un procesamiento de mayor velocidad.

El procesamiento digital de la señal se basa en la manipulación matemática de las señales representadas en un formato digital, este análisis matemático conlleva un volumen de operaciones numéricas muy elevado. Por esto, la arquitectura de los DSP debe responder a las necesidades de las operaciones que soportan, fundamentalmente:

- Análisis de señales (convolución, correlación, filtrado digital, transformaciones discretas de Fourier (FFT),).
- Modificación de la señal (modulación) ⁸.

C.1. Análisis de señales

C.1.1. Convolución.

Es una operación básica para el filtrado. Fundamentalmente es una operación de dos secuencias $x[n]$ y $h[n]$ (muestreadas). Son series finitas y causales de longitudes:

$$\begin{array}{l}
 \text{long } x[n] \text{! } N1 \\
 \text{long } h[n] \text{! } N2 \\
 y[n] = \sum_{k=0}^{n} h[k] \times x[n-k] \\
 n = 0, 1, \dots, (M - 1) \\
 \text{Siendo } M = N1 + N2 - 1
 \end{array}$$

⁸ Sistema digitaes (Octava edición) de Tocci & Widmer

Los productos de datos con sumatorias (sumados en un bucle) donde.

$x[n]$! señal de entrada.

$h[n]$! define el comportamiento del bloque en el proceso digital, respuesta al impulso.

Por lo tanto, la convolución será como un producto en el dominio de la frecuencia.

C.1.2 Correlación

Fundamentalmente existen dos tipos:

a) Correlación cruzada (CCF).

Es una función aplicada a dos señales de entrada, nos dará una similitud entre esas dos señales.

$$P_{xy}[n] = \frac{r_{xy}[n]}{[r_{xy}[0] r_{xy}(0)]^{1/2}}$$

donde

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

$r_{xy}[n]$! covarianza cruzada de xy

$r_{yy}[n]$! autoconvarianza

$$r_{xy}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-n-1} x(k) y(k+n)$$

$$r_{xy}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N+n-1} x(k-n) y(k)$$

$n=0, 1, \dots$

$$r_{yy}[0] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (y[k])^2$$

$$r_{xx}[0] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [x(k)]^2$$

Donde:

N ! depende del número de datos.

b) Autocorrelación (ACF).

Nos informa del comportamiento en el dominio del tiempo de la señal de entrada en concreto. También nos informa de las periodicidades de dicha señal (de sus características propias).

$$P_{xx}(n) = \frac{r_{xx}(n)}{r_{xx}(0)}$$
$$r_{xx}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-n-1} x(k) x(k+n)$$

Donde:

$n = 0, 1, \dots$

C.1.3. Filtrado digital

Es básicamente una convolución, donde esté definido uno de los parámetros de la entrada de la convolución.

El filtro será:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x(n-k)$$

Donde:

$k = 0, 1, \dots, N-1$

$h(n)$! coeficiente del filtro, constante para un filtro determinado.

$x(n)$! entrada

C.1.4. Transformaciones discretas

Son las que permiten la representación de señales en el dominio del tiempo transformándolas desde el dominio de la frecuencia.

Se obtienen las componentes de frecuencia de la señal, la cual permite conocer el espectro de la misma, conocer su ancho de banda, y las características del medio por el que se va a transmitir la señal.

Otra aplicación es para conocer la eficiencia de ciertos algoritmos como el de filtrado digital (sí es bueno o no).

La transformación más utilizada es la Transformada Discreta de Fourier, para resolver este proceso se aplica la siguiente fórmula:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{nk}$$
$$W = e^{-j2\pi/N}$$

C.2. Modificación de señales

C.2.1. Modulación.

Para poder transmitir una señal lo que se hace es modularla para obtener de ella unas características adecuadas para que pueda ser transmitido por un determinado medio de transmisión.

La mayor aplicación de la modulación en la comunicación es poder transmitir o almacenar una señal.

El proceso de modulación se basa en producir variaciones en las propiedades de una señal de alta frecuencia, conocida como portadora, en sintonía con la señal que queremos transmitir o almacenar, denominada moduladora.

Es en este campo es empleado el DSP 9000, realizando el proceso de encriptación y cifrado de la señal del microteléfono a fin de dar su respectiva seguridad.

C.3. Algoritmos

Todas estas operaciones se realizan por medio de algoritmos, que simulan estas operaciones. Lo que se intenta es conseguir algoritmos más rápidos para realizar las mismas operaciones en menores números de pasos. Es el caso del DSP 9000 que utiliza el programa Code Composer Studio (CCS) detallado en el capítulo anterior.

Algunas de las herramientas utilizadas para el diseño de estos algoritmos son por ejemplo:

- **MATLAB Y SIMULINKL:** El cual es uno de los más utilizados en el mundo.
- **Code Composer Studio:** exclusivamente para el DSP 9000 el mismo que se describirá mas adelante en el capítulo II
- **VisualDSP** (Es un editor diseñado por Analog Devices, en el cual se pueden escribir programas en lenguaje C o Assembler)
- **PRAAT Y SIGNALYZE** (Utilizado principalmente en el campo de la medicina para el estudio de la voz)

C.3.1 Técnica de manejo de claves y cifrado

Para poder realizar la programación del DSP es necesario contar con las herramientas apropiadas. El DSP se lo puede programar con CCS (Code Composer Studio) el cual es un ambiente de trabajo que permite escribir, compilar, simular y realizar debug de los códigos que se crean. En sí, Code Composer Studio es una interfaz estándar tipo Windows como se muestra en la figura 1.11 que posee menús, barras de herramientas que ayudan a construir, revisar (debug) y testear aplicaciones en tiempo real.

comprometer la clave. La unidad transmisora selecciona la clave apropiada por medio de un reloj de tiempo real a un intervalo de tiempo fijado por el oficial de seguridad. La indicación automática de claves bajo línea asegura que la unidad receptora siempre seleccione la clave apropiada para descifrar, en el capítulo II se realiza un estudio mas detallado.

D. DAC (convertidor de señal digital en analógica)

En esta aplicación donde la salida digital del DSP se debe entregar en forma analógica, debemos proporcionar otra interfaz desde el dominio digital al analógico. Tal interfaz se denomina conversor Digital-Analógico (D/A). De este modo la señal se entrega al usuario en forma analógica,

Puede darse caso en aplicaciones prácticas en donde no se requiere el conversor D/A para el análisis de la señal por ejemplo, en el procesado digital de señales radar, la información extraída de la señal radar, como la posición de la nave y su velocidad, se pueden imprimir directamente sobre el papel.

E. Filtro de salida

Elimina los componentes de alta frecuencia y alisa la señal de salida.

1.4.3.3. Arquitectura de los DSP's

A. Arquitecturas estándar en DSP

Las arquitecturas de los computadores actuales están comúnmente clasificadas como

RISC's (*Reduced Instruction Set Computers*) y CISC's (*Complex Instruction Set Computers*). Estos últimos tienen un gran número de instrucciones sumamente poderosas, mientras que la arquitectura RISC posee pocas instrucciones y realiza movimientos de datos entre registros en un ciclo de máquina. Hoy en día los computadores RISC comienzan a reemplazar a los CISC's, porque se puede alcanzar un más alto rendimiento por medio del uso de un eficiente compilador como a través de la ejecución de instrucciones simples en forma ordenada.

DSP's estándares tienen muchos rasgos de una arquitectura tipo RISC, pero ellos son procesadores de propósitos específicos cuya arquitectura es especialmente diseñada para operar en ambientes de alta necesidad de cálculo. Un DSP estándar ejecuta varias operaciones en paralelo mientras que un RISC usa unidades funcionales altamente eficientes que pueden iniciar y completar una instrucción simple en uno o dos ciclos de reloj. DSP's típicos son caracterizados generalmente por las siguientes cualidades en su arquitectura:

1. Una unidad funcional rápida que puede multiplicar y acumular en un ciclo de instrucción. Un ciclo de instrucción puede durar generalmente 1 ó 2 ciclos de reloj. Disponibles en DSP's de punto fijo y flotante.
2. Varias unidades funcionales que realizan operaciones en paralelo, incluyendo accesos a memoria y cálculo de direcciones. Las unidades poseen típicamente una unidad principal (ALU) junto con dos o más unidades de generación de direcciones. Estas unidades funcionales poseen su propio conjunto de registros y muchas instrucciones se realizan en un solo ciclo de instrucción.
3. Varias unidades de memoria on-chip (generalmente 2 ó 3) usadas para almacenar instrucciones, datos o tablas. Cada unidad de memoria puede ser accesada una vez en cada ciclo de instrucción.
4. Varios buses para incrementar las tasas de transferencia hacia y desde memoria y evitar conflictos de direcciones.
5. Soporte para manejo de loop con bajo costo en tiempo y manejo rápido de interrupciones, especialmente aquellas que se deben a los puertos seriales.

B. Arquitectura Harvard

En la arquitectura clásica de Von Neumann, la ALU y la unidad de control están conectadas a una sólo unidad de memoria que almacena tanto instrucciones de

programa como datos. Durante la ejecución de un programa, una instrucción es leída desde la memoria y decodificada, los operandos necesarios son obtenidos (fetched) desde la memoria, y, finalmente, la instrucción es ejecutada. La principal desventaja es que la memoria se transforma en el cuello de botella de esa arquitectura.

La instrucción que con más frecuencia realiza un DSP estándar es la multiplicación y acumulación. Ésta debe ser realizada con eficiencia, y para ello debería ser completada en un ciclo de instrucción. Esto implica que dos valores deben ser leídos desde memoria y (dependiendo de la organización) un valor debe ser escrito, o dos o más registros de direcciones deben ser actualizados, en ese ciclo. Por lo tanto, una longitud grande en la memoria es tan importante como la operación de multiplicación–acumulación.

Varios buses y memorias incluidas en el chip son utilizadas de forma que lecturas y escrituras a diferentes unidades de memoria pueden ser hechas a la vez. Dos memorias son utilizadas en la arquitectura Harvard clásica. Una de ellas es utilizada exclusivamente para datos, mientras que la otra es utilizada para instrucciones. Esta arquitectura alcanza un alto grado de concurrencia (lecturas y escrituras simultáneas). Los DSP's actuales usan varios buses y unidades de ejecución para alcanzar niveles incluso más altos de concurrencia.

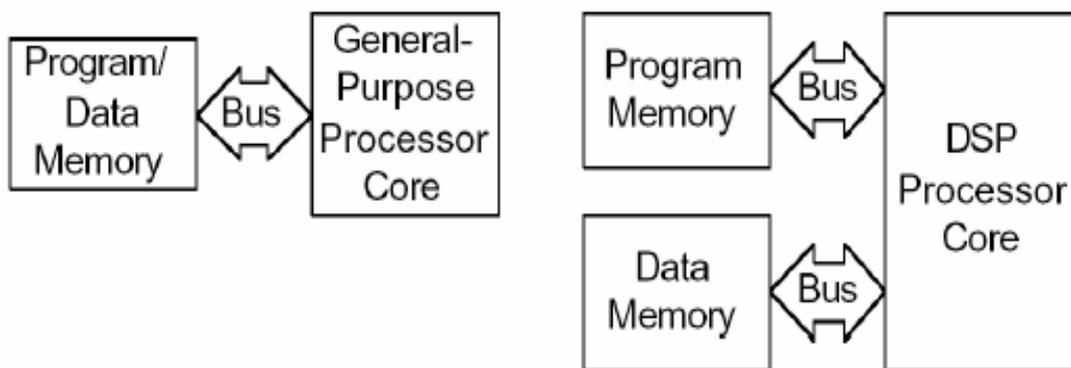


Fig. 1.12 Tipos de arquitectura de memoria entre un Microcontrolador (arquitectura von Neumann) y un DSP (arquitectura Harvard) respectivamente.

1.4.3.4. Diferencias entre microcontroladores y DSP's

Una de las diferencias más importante encontrada entre un DSP y un Microcontrolador es la estructura de memoria que poseen. En un microcontrolador es posible encontrar una memoria lineal, en la que se almacenan tanto datos como instrucciones de programa. Esto obliga a generar programas que no sobrepasen límites de tamaño ya que podrían sobrescribirse datos por instrucciones o viceversa. Un DSP posee dos bloques separados e independientes de memoria, cada uno con su propio bus de acceso, permitiendo así al procesador ir a buscar la siguiente instrucción y dato en el mismo ciclo de reloj. En la figura 1.13 se muestra un diagrama de los tipos de memorias y su conexión con el de núcleo operaciones.

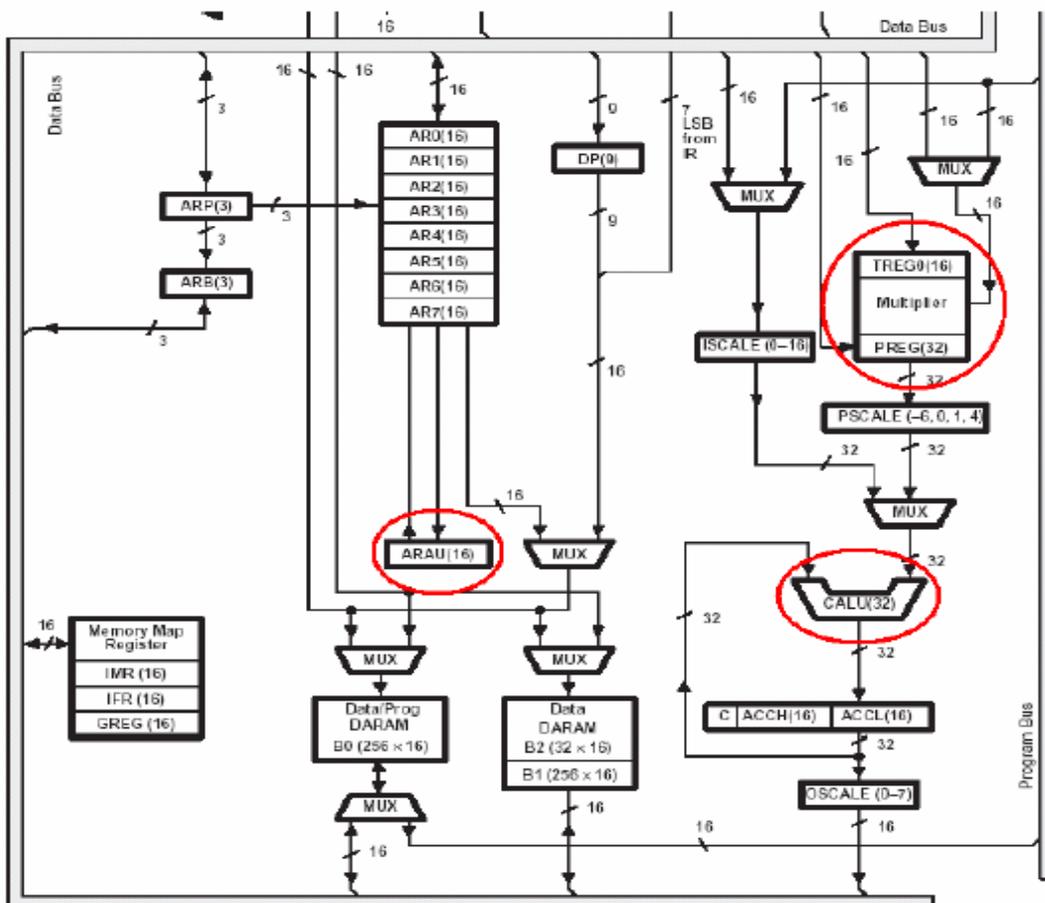


Fig 1.13 Diagrama de bloques del DSP TMS320F241

En la figura 1.13 muestra un diagrama de bloques del DSP TMS320F241. En ella se pueden ver 3 unidades de cálculo, CALU, ARAU, y una unidad de multiplicación.

La unidad CALU realiza las operaciones aritmético – lógicas, mientras que la unidad ARAU permite realizar cálculos sobre registros auxiliares para direccionamientos indirectos tanto a memoria de datos como de programa. Finalmente la unidad de multiplicación y suma permite una rápida ejecución de operaciones iterativas tales como algoritmos de filtros además realizar corrimientos

Otra diferencia importante entre un Microcontrolador y un DSP (y aún entre DSP's) es la cantidad de unidades de ejecución que poseen, las cuales son capaces de realizar operaciones en paralelo. Por ejemplo, además de la típica ALU, un DSP posee bloques MAC de multiplicación y acumulación, se encuentran también bloques sólo para desplazamiento, shifters¹¹. En la figura 1.14 se observa un diagrama de bloques de un microcontrolador PIC12C5XX, el cual sólo posee una unidad aritmética para todo tipo de cálculo, desde cálculo de direcciones de salto, búsqueda de datos hasta operaciones lógicas.

¹¹ RHC-2004 y Wikipedia.Org.

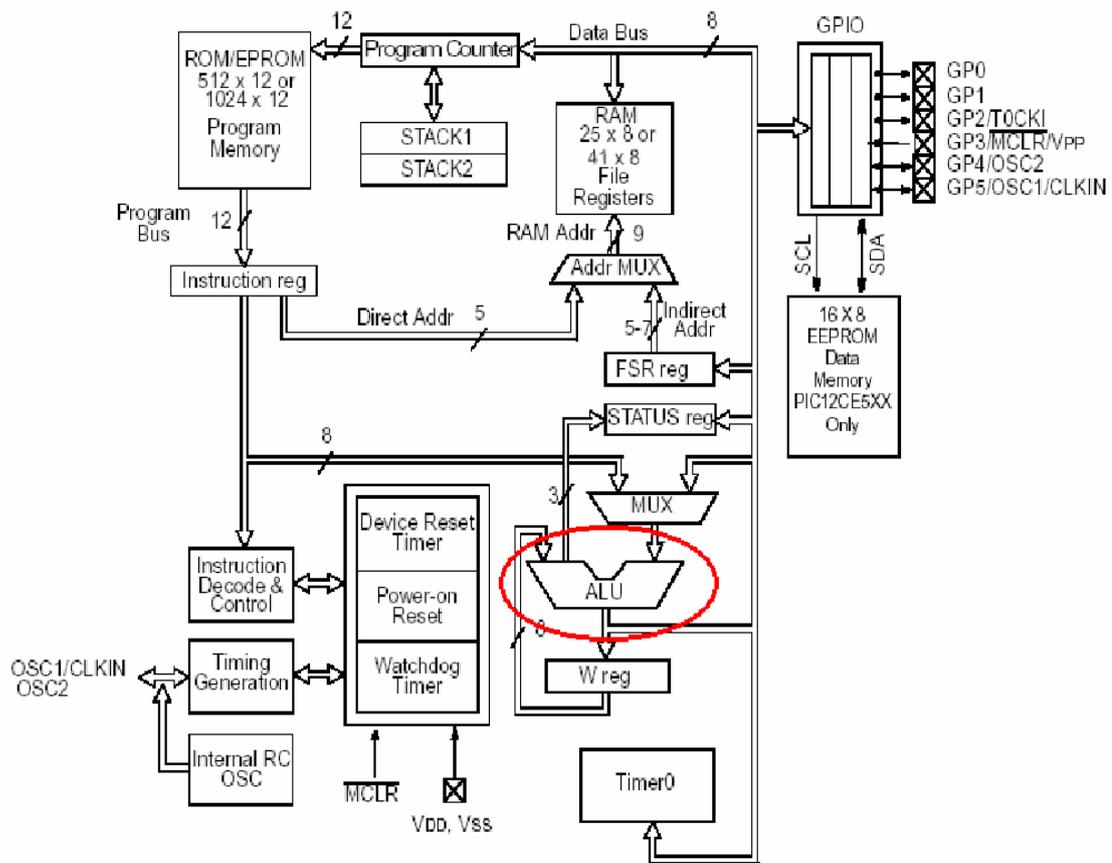


Fig 1.14 Diagrama de bloques de un microcontrolador PIC-12C5XX

Cabe destacar que en la actualidad cada vez se empieza a desarrollar más la tecnología mezclada entre microprocesadores y DSP's. Diversas son las razones para que se produzca esta integración, sin embargo a groso modo, es posible identificar una en particular. Los requerimientos de control en tiempo real bajo condiciones cada vez más exigentes en cuanto a necesidad de cálculo han llevado a los fabricantes de microcontroladores (microchip, ST, etc.) a integrar a sus microprocesadores características de DSP (unidades de cálculo paralelas, pipeling, etc.) y por el otro lado los fabricantes de DSP's (Texas, Motorola, Analog Device, etc.) empiezan a utilizar las características de Microcontroladores (Conversores A/D, puertos digitales I/O, bloques PWM) integrándolas dentro del DSP.

1.4.3.5 Análisis de la estructura interna del DSP

a) Análisis del MAC

La característica más importante de los DSP es la posibilidad de realizar la operación de multiplicar - acumular (MAC) en un solo ciclo de instrucción. Para poder ejecutar esta instrucción en un solo ciclo, los DSP integran un multiplicador y un acumulador en el camino principal del procesador.

Además para permitir series de operaciones de multiplicación-acumulación evitando desbordamientos aritméticos, generalmente disponen de un número de bits extra en el acumulador para permitir el crecimiento del resultado.

b) Memoria

Una segunda característica compartida por los DSP es poder realizar varios accesos a memoria en un solo ciclo de instrucción. Esto permite que el procesador busque una instrucción mientras a la vez accede a memoria en busca operandos y/o almacena el resultado de una operación anterior. La mayoría de los DSP son capaces de ejecutar una operación MAC mientras simultáneamente carga los datos y coeficientes para la siguiente instrucción MAC. En general los múltiples accesos a memoria en un solo ciclo tienen varias limitaciones, solo uno de los accesos puede ser a una memoria externa, y los múltiples accesos a memoria solo pueden tener lugar con determinadas instrucciones. Para permitir múltiples accesos simultáneos a memoria, los DSP tienen varios grupos de buses y memorias multipuertos y en algunos casos varios bancos de memoria diferentes.

c) Direccionamiento

Una tercera característica usada para aumentar la velocidad de procesamiento aritmético en los DSP es una o más unidades generadoras de direcciones. Una vez configurados los registros de direccionamiento, la unidad generadora de direcciones trabaja en paralelo con la ejecución de instrucciones aritméticas construyendo las direcciones necesarias para los accesos a operandos.

Las unidades generadoras de direcciones de los DSP pueden implementar varios modos de direccionamiento específicos para aplicaciones DSP:

Direccionamiento por registro indirecto con postincremento: se usa cuando un cálculo repetitivo se ejecuta sobre series de datos almacenados secuencialmente en memoria.

Direccionamiento de módulo: Se usa para simplificar el uso de buffers circulares. El modo de direccionamiento circular o de módulo permite la generación de buffers circulares, muy útiles para la implementación de correlaciones y convoluciones. Algunos algoritmos necesitan la implementación de un buffer circular en memoria. En la convolución y en la correlación, el buffer circular se usa como una ventana deslizante que contiene los datos que han sido más recientemente procesados; cuando se introduce un nuevo dato, el nuevo dato se escribe sobre el dato más antiguo.

Direccionamiento bits reverse: Se usa para el direccionamiento específico de la FFT. El orden en el que se accede a los datos en una FFT corresponde, en binario, al número de dato dentro de la secuencia pero invertido.

d) Set de instrucciones

Como la mayoría de algoritmos DSP implican el desarrollo de cálculos repetitivos, la mayor parte de los DSP proporcionan un soporte especial para realizar bucles de forma eficaz. Normalmente, depende de una instrucción *loop* y *repeat* que permiten al programador implementar un bucle *for-next* sin gastar ningún ciclo de instrucción para actualizar y chequear el contador de bucle.

e) Entrada/salida

Para permitir transferencias de entrada/salida eficientes y a bajo costo la mayor parte de los DSP incorporan uno o varios interfaces de entrada/salida series o paralelos y mecanismos generales de entrada/salida para manejar interrupciones y accesos directos a memoria para permitir transferencias sin intervención del procesador.

1.4.3.6. Parámetros de selección del DSP adecuado

Como vió hasta ahora, el DSP adecuado para cada tarea depende enormemente de esa tarea. Por ejemplo, un procesador que desarrolla bien ciertas tareas puede ser una pobre elección para otras. Basándonos en esto podemos considerar ciertas características que varían de un DSP a otro a la hora de elegir un procesador.

a) Rango Dinámico

Una forma de clasificar los dispositivos DSP y sus aplicaciones es por su rango dinámico. Se denomina rango dinámico al conjunto de valores, entre el menor y el mayor, que puede ser procesado en el curso de una operación. Esto nos ha de proporcionar un conjunto de valores para describir por completo una forma de onda señalada, desde el mínimo más profundo hasta la oscilación más alta. El rango ha de ser más amplio que el requerido para los cálculos, ya que se irán generando valores mayores y menores a partir de las multiplicaciones y divisiones.

El dispositivo DSP ha de tener la capacidad de manipular los valores que se generen, si no pudiera se produciría un desbordamiento.

La capacidad del procesador en función de su anchura de datos (el número de bits que manipula) y del tipo de aritmética que permite (coma fija o flotante), nos permite asignarle un tipo correspondiente de aplicaciones, así como determinar cual dispone de un mayor rango dinámico. Un DSP de 32 bits tiene un rango dinámico mayor que uno de 24 bits, y este a su vez, mayor que uno de 16 bits. Los chips de coma flotante tienen rangos dinámicos más amplios que los dispositivos de coma fija. Cada tipo de procesador es ideal para un rango específico de aplicaciones. Los DSPs de 16 bits de coma fija, como por ejemplo la familia de Motorola DSP 56100 son buenos para sistemas de voz, como teléfonos, ya que estos DSP trabajan con el rango relativamente estrecho de las frecuencias del sonido. Las aplicaciones estéreo de alta fidelidad tienen un rango de frecuencias más amplio, usando un ADC de 16 bits y un DSP de 24 bits de

coma fija como los DSP56002; el ADC es de 16 bits ya que es suficientemente amplio para obtener la señal de alta fidelidad completa, el DSP ha de ser de 24 bits para poder manipular los valores que se obtienen al procesar la señal. El procesamiento de imágenes, gráficas en 3D y simulaciones científicas tiene un rango dinámico mucho más amplio y necesitan DSPs de 32 bits con aritmética de coma flotante como por ejemplo el 96002 o el TMS320C30.

b) Formato aritmético

Una de las características más fundamentales de los procesadores digitales programables es el tipo de aritmética utilizada por el procesador. La mayor parte de los DSP usan aritmética de coma fija, donde los números se representan como enteros o como fracciones entre -1.0 y +1.0. Otros procesadores usan aritmética de coma flotante, donde los valores se representan por una mantisa y un exponente como $\text{mantisa} \times 2^{\text{exp}}$. La mantisa generalmente es una fracción con rango entre -1.0 y +1.0, mientras el exponente es un entero que representa en binario el número de lugares a partir de la coma que se debe desplazar a izquierda o derecha para obtener el valor representado.

La aritmética en coma flotante es mucho más flexible que la de coma fija. En coma flotante, los diseñadores de sistemas tienen acceso a un rango dinámico más amplio (la distancia entre mayor y el menor valor que puede representar). Como resultado, los DSP de coma flotante son generalmente más fáciles de programar que sus correspondientes de coma fija, pero normalmente más caros. El incremento del costo se debe a la compleja circuitería necesaria para realizar los procesos en coma flotante. En coma flotante el programador no necesita conocer en muchos casos ni el rango dinámico ni la precisión, mientras que, en coma fija, los programadores han de ser cuidadosos asegurándose de que sus señales no excedan el rango dinámico.

Los procesadores de coma fija, se usan en muchas aplicaciones debido a su bajo costo. En estas aplicaciones son necesarios programas y algoritmos diseñados para determinar el rango dinámico y la precisión. En las aplicaciones en las que el

costo es poco importante o bien es necesario un amplio rango dinámico o gran precisión, se utilizarán los procesadores en coma flotante.

En los procesadores de propósito general, la aritmética de coma flotante se suele simular mediante software, es decir, generando rutinas que emulen el elemento de aritmética en coma flotante. Estas rutinas tienen un alto costo en términos de ciclos de procesador. Una técnica más eficiente para incrementar el rango numérico de procesadores de punto fijo es el punto flotante de bloque, donde un grupo de números de mantisas diferentes y exponente común se procesan como un bloque de datos. Estos bloques se suelen manejar por software, aunque algunos procesadores tienen circuitería hardware para lograr su implementación.

c) Anchura de datos

Todos los DSP comunes de punto flotante usan una palabra de datos de 32 bits. Para DSP de punto fijo, el tamaño de palabra más común es de 16 bits (Existen excepciones como la familia DSP56000 de Motorola que usa un tamaño de palabra de 24 bits y la familia ZR38000 de Zoran, que emplea una de 20 bits). El tamaño del dato tiene una mayor repercusión en el costo, ya que influye notablemente en el tamaño del chip y el número de pins que requiere, así como el tamaño de los dispositivos externos conectados al DSP. Por todo esto, los diseñadores tratan de emplear anchuras de palabras lo más pequeñas posibles de acuerdo a sus necesidades.

Como en el caso de la elección entre coma fija y coma flotante, hay que buscar el equilibrio entre el tamaño de palabra y la complejidad de desarrollo. Por ejemplo, un procesador de 16 bits puede llevar a cabo operaciones aritméticas de 32 bits en doble precisión a través de encadenar juntas una combinación adecuada de instrucciones. Por supuesto la aritmética de doble precisión es mucho más lenta que la precisión simple. Si el volumen de una aplicación puede manejarse con aritmética de precisión simple, pero la aplicación necesita más precisión para una sección pequeña del código, valdría la pena emplear selectivamente la aritmética de doble precisión.

Aunque normalmente todos los DSP emplean un tamaño de palabra de instrucción igual al tamaño de palabra de datos, aún así hay excepciones como el caso de la familia ADSP-2100 que trabaja con una palabra de datos de 16 bits y una de instrucciones de 24 bits o el ZR38000 de 20 bits que emplea una palabra de instrucción de 32 bits.

e) Velocidad

Se puede obtener una medida de que tan adecuado es un procesador para una determinada tarea a través de su velocidad de ejecución. Hay muchas formas de medir la velocidad de ejecución de los procesadores. Quizá la fundamental sea el tiempo de ciclo de instrucción: la cantidad de tiempo empleado en ejecutar la instrucción más rápida del procesador. El inverso de este tiempo dividido por un millón es la velocidad de ejecución del procesador en millones de instrucciones por segundo o MIPS.

Un problema al comparar tiempos de ciclos de ejecución es que la cantidad de trabajo terminado por una instrucción varía mucho de un procesador a otro.

Para resolver este problema, se toma una operación básica en lugar de una instrucción, y se usa como punto de referencia al comparar. Una operación común es la operación MAC, aunque desafortunadamente proporciona poca información para diferenciar procesadores, ya que en la mayor parte de los DSP modernos una operación MAC se ejecuta en un solo ciclo de instrucción, y algunos DSP son capaces de realizar mucho más en una instrucción MAC que otros. Además los tiempos de MAC no reflejan la implementación de otras operaciones importantes como los bucles.

Un acercamiento más general es definir un conjunto de benchmarks estándar y comparar sus velocidades de ejecución en diferentes DSP. Estos benchmarks pueden ser simples algoritmos, funciones de kernel como filtros FIR o IIR, o pueden ser aplicaciones enteras o partes de esas aplicaciones. Implementar estos benchmarks de forma consistente en varios DSP y analizar sus resultados

puede ser un objetivo difícil, pero existen programas software que nos facilitan esta tarea, como BDT Benchmarks.

Como ejemplo de la utilidad comparativa de los benchmarks, incluimos a continuación dos ejemplos. El primero es una comparación en la velocidad de ejecución de dos FFT, una de 256 y otra de 1024 puntos, sobre las tres arquitecturas analizadas en capítulos anteriores y un procesador Pentium como representante de las máquinas de propósito general. El tiempo está en microsegundos.

Si la comparación se realiza en términos de "millones de operaciones por segundo" (MOPS) o "millones de operaciones en coma flotante por segundo" (MFLOPS) hay que tener cuidado porque cada fabricante de DSP tiene ideas diferentes de lo que constituye un "operación". Por ejemplo, se dice que muchos procesadores de coma flotante tienen el doble de MFLOPS que de MIPS porque pueden ejecutar una multiplicación en coma flotante en paralelo con una suma en coma flotante.

f) Multiprocesamiento

Aplicaciones con una gran carga aritmética (como radar o sonar) a menudo requieren varios DSPs. En esos casos, facilidad de interconexión (en términos de tiempo de diseño de la circuitería de comunicaciones y el costo de unir los procesadores) y su funcionamiento (en términos de velocidad de comunicación y latencia) son los factores importantes. Algunas familias de DSPs (especialmente Texas Instruments TMS320C4x y Analog Devices ADSP-2106x) proporcionan hardware especial para el diseño de un sistema multiprocesador.

g) Potencia

Los DSPs cada vez se usan más en aplicaciones portátiles como teléfonos móviles donde el consumo se convierte en una característica importante. Por esto, la mayoría de los fabricantes de DSPs han reducido los voltajes de alimentación de los procesadores e incluyen algunas características que permiten

al programador reducir el consumo, algunas de estas características son las siguientes:

Reducción del voltaje: los fabricantes han introducido versiones de baja potencia (3'3 ó 3'0 V) de sus DSPs. Estos procesadores consumen aproximadamente un 40% que sus equivalentes de 5 V a la misma frecuencia de reloj.

Modos "sleep" o "Idle": estos modos permiten desconectar el reloj del procesador, excepto de ciertas secciones del procesador, reduciendo el consumo. En algunos casos se sale de este estado mediante una interrupción no enmascarable, en otros sólo se sale a través de alguna línea externa de interrupción.

Divisores de reloj programables: algunos DSPs actuales permiten variar la frecuencia del reloj por software para usar la mínima frecuencia de reloj para cada tarea.

Control de periféricos: algunos DSPs permiten al programador deshabilitar los periféricos que no se usan.

A pesar de estas características es difícil obtener el consumo de los DSPs porque este consumo varía, hasta por un factor de 3, dependiendo de la instrucción que está ejecutando. Los vendedores suelen publicar el consumo típico o máximo sin especificar lo que constituye un programa típico.

1.4.3.7. Aplicaciones de los DSP's

Después de analizar las arquitecturas de los dispositivos, se ha obtenido una visión general del abanico de aplicaciones que soportan los DSP's. La forma más general de las aplicaciones se muestra en la figura 1.15. Por ejemplo:

- En el campo militar se utilizan los DSPs para procesamiento de radar, sonar o guía de misiles.
- En el campo del tratamiento de voz y audio para la codificación, síntesis y reconocimiento de voz.

- En el sector de las telecomunicaciones para la codificación ADPCM (Modulación por Codificación de Pulso Diferencial Adaptativo), cancelación de eco o telefonía móvil.
- Algunos de los avances de los DSPs en instrumentación médica son las imágenes ultrasónicas, radiografías digitales y varias formas de tomografía (CAT, tomografía asistida por ordenador; PET, tomografía por emisión de positrones; MRI, imágenes por resonancia magnética).
- Algoritmos avanzados en control de motores.

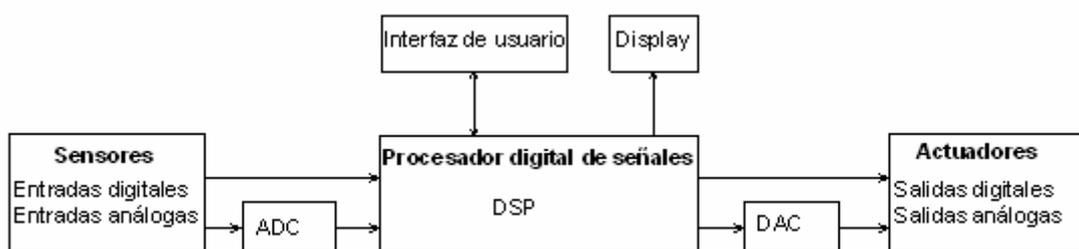


Fig. 1.15 Diagrama de bloques conceptual de un sistema típico

ADC : Conversor Análogo Digital. – **DSP** : **D**igital **S**ignal **P**rocessor. – **DAC** :
 Conversor Digital Análogo.

Otros ejemplos de los usos de DSP's en la actualidad son:

1. Wireless LAN
2. Cifrado de Voz
3. Manejo de imágenes digitales
4. Reproductores digitales de audio
5. Teléfonos celulares
6. Modems inalámbricos
7. Cámaras digitales
8. Control de motores

9. Manejo de bombas, ventiladores, HVAC
10. Inversores industriales
11. Automatización de fábricas
12. Transporte

1.4.3.8. Ventajas y Desventajas de los DSP's

- La Tecnología VLSI (Very Large Scale Integration) da la posibilidad de diseñar sistemas con la capacidad para ejecutar procesamiento en tiempo real de muchas de las señales de interés para aplicaciones en comunicaciones, control, procesamiento de imagen, multimedia, etc.
- Los sistemas digitales son más confiables que los correspondientes sistemas análogos.
- Los sistemas digitales ofrecen una mayor flexibilidad que los correspondientes sistemas análogos.
- Mayor precisión y mayor exactitud pueden ser obtenidas con sistemas digitales, comparado con los correspondientes sistemas análogos.
- Un sistema programable permite flexibilidad en la reconfiguración de aplicaciones DSP.
- La tolerancia de los componentes en un sistema análogo hacen que esto sea una dificultad para el diseñador al controlar la exactitud de la señal de salida análoga. Por otro lado, la exactitud de la señal de salida para un sistema digital es predecible y controlable por el tipo de aritmética usada y el número de bits usado en los cálculos.
- Las señales digitales pueden ser almacenadas en un disco flexible, Disco Duro o CD-ROM, sin la pérdida de fidelidad más allá que el introducido por el conversor Análogo Digital (ADC). Éste no es el caso para las señales análogas.

A pesar de ellas existen algunos inconvenientes que deberán ser tomados en cuenta al momento de escoger una plataforma para el procesamiento de señales analógicas por medios digitales:

- La conversión de una señal analógica en digital, obtenida muestreando la señal y cuantificando las muestras, produce una distorsión que impide la exacta reconstrucción de la señal analógica original a partir de muestras cuantificadas.
- Existen efectos debidos a la precisión finita que deben ser considerados en el procesado digital de las muestras cuantificadas.
- Para muchas señales de gran ancho de banda, se requiere procesado en tiempo real. Para tales señales, el procesado analógico, o incluso óptico, son las únicas soluciones válidas. Sin embargo, cuando los circuitos digitales existen y son de suficiente velocidad se hacen preferibles.

1.4.3.9. Fabricantes de DSP's

Existen diversos fabricantes, cada uno con un tipo especial y particular de arquitectura, uso y/o aplicación. Entre los más conocidos se destacan los que se indican en la tabla 1.1

Texas Instruments¹²

- Familias TMS320C6000
- TMS320C5000
- TMS320C2000

Motorola¹³

- Familias 56300 56800 56800E
- MSC8100

¹² <http://www.dspvillage.ti.com>

¹³ <http://www.motorola.com/semiconductors>

Analog Devices¹⁴

- Familias Blackfin
- Familia
- Sharc TigerSharc ADSP-21xx

FABRICANTE	DSP 16 bits	DSP 24 bits	DSP 32 bits
Analog Devices	ADSP-2100 ADSP-21cspxx		ADSP-21020 ADSP-2106x
Hitachi	SH-DSP		
Motorola	DSP561xx DSP568xx	DSP5600x DSP563xx	DSP96002
Nec	Upd7701		
SGS-Thomsom	D950		
Texas Instruments	TMS320C1x TMS320C2xx TMS320C8x		TMS320C3x TMS320C4x DSP9000HS
Zilog	Z893xx Z894xx		

Tabla 1.1. Principales fabricantes de los DSPs.

1.4.4 PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES DE VOZ

Debido a la creciente expansión del mercado de las telecomunicaciones, se hace cada vez más importante la necesidad de sistemas de codificación o cifrado que permitan dotar de un cierto grado de privacidad a la información transmitida por los sistemas de telecomunicación.

La importancia que siempre ha tenido la voz en el proceso de comunicación humana se ve, en nuestros días, incrementada por el rápido avance tecnológico. La enorme cantidad de posibilidades que la tecnología digital, basada en el desarrollo de microprocesadores cada vez más potentes, hace que las

¹⁴ <http://www.analog.com>

aplicaciones de procesamiento digital de señales se multipliquen. Entre estas aplicaciones, las que involucran señales de voz han permitido disponer de un conjunto de servicios que hasta hace algunos años eran impensables. Redes de integración de voz y datos, diálogo hombre-máquina, síntesis a partir de texto, identificación/verificación de locutores, son algunos ejemplos de los logros alcanzados por el procesado digital de señales de voz

1.4.4.1. Sistema de cifrado de radio militar

El DSP 9000 es una familia de Sistemas de cifrado militar que provee seguridad estratégica para las comunicaciones transmitidas, a través de canales de banda angosta. Este sistema de cifrado militar está disponible en configuraciones para estación base, mochila microteléfono y de tablero de circuito de implante. La interfase programable y un diseño que cumple con las especificaciones militares hacen que el DSP 9000 sea capaz de dar seguridad a virtualmente cualquier aplicación en HF, VHF o UHF.

1.4.4.2. Aplicaciones con seguridad

Algunas aplicaciones con seguridad utilizando el DSP 9000HS son:

- HF-SSB, VHF y radio UHF.
- Teléfonos de discado estándares
- Datos de baja velocidad
- Cuadros telefónicos tácticos y teléfonos de campaña

1.4.4.3. Tecnología Avanzada

El DSP 9000 utiliza una avanzada tecnología en todo su diseño. Un poderoso procesador de señales digitales provee gran potencia de computación que se usa para obtener una calidad de recuperación de voz excepcional y la seguridad del cifrado. Todos los parámetros de entrada/salida de audio son controlados por programa. Ésto permite que un solo DSP 9000 sea instalado en una variedad de

radios sin tener que modificar el equipo. Exclusivas características tales como versiones semidúplex y dúplex completo, sincronización dual, selección automática de cifrado de voz/datos y almacenamiento de un gran número de claves, también separan claramente al DSP 9000 de sus competidores. Además, el DSP 9000 es compatible con el teléfono de seguridad CSD 3324E para permitir comunicaciones segura "desde la oficina hasta el campo de operación".

1.4.4.4. Características

Las características específicas del DSP 9000HS son:

- Seguridad criptográfica estratégica
- Calidad de recuperación de voz excepcional
- Modelos semidúplex y dúplex completo
- Interfase y configuración programable guiada por menús
- Diseñado y probado para cumplir con los estándares militares
- Capacidad completa de control remoto para vehículos, embarcaciones y aeronaves
- Modo de selección de llamada para conversaciones privadas
- Sincronización manual y de PTT (oprimir para hablar)
- Característica de efecto de inercia en la sincronización ("coast")
- Manejo automático de claves
- Configuraciones fijas, móviles y de mochila

1.4.5. MODELOS DE MICROTELÉFONO Y DE IMPLANTE

La tecnología avanzada DSP y las técnicas más recientes de miniaturización han permitido que el alto nivel de seguridad y el procesamiento de voz de la estación base del DSP 9000 se reduzca de tamaño para acomodarse en una configuración de microteléfono y como un tablero de circuitos integrado a un radio.

Ya no es necesario que los soldados de campaña carguen una unidad de cifrado separada. El DSP 9000 HS reemplaza el microteléfono de radio existente, por lo

tanto, añade menos de una libra (454 g) al peso del radio de mochila. Antes de una misión, un oficial de seguridad carga el DSP 9000 HS con 200 claves y fijaciones de interfase de radio usando el CCS (Code Composer Studio). Una vez cargado, el operador de radio solamente necesita seleccionar el modo de cifrado o el modo simple. Con la adición del modelo HS, la familia del DSP 9000 ahora provee una solución de seguridad completa e integrada para las operaciones de aire, tierra y mar.

El Tablero de Implante del DSP 9000 es un tablero opcional de cifrado modular diseñado para una fácil integración con radios HF, VHF y UHF. Los radios que utilizan el tablero de implante del DSP 9000 pueden intercomunicarse con radios de seguridad con la unidad de tamaño completo DSP 9000 o con la unidad de microteléfono del DSP 9000 HS. Los radios nuevos pueden ser adaptados y radios de diferentes fabricantes pueden comunicarse con seguridad.

1.4.5.1 Especificaciones técnicas

a) TÉCNICA DE CIFRADO

Transformada de Dominio Mejorada (EDT) propiedad de TCC, controlada por un generador de claves no lineal

b) VARIABLES DE CIFRADO DE CLAVES

Clave de sistema: 8.39×10^{79}

Clave de red: 6.55×10^4

Clave local: 7.2×10^{16}

Total de claves: 4.0×10^{101}

c) SINCRONIZACIÓN

Impulso de sincronización FSK controlado digitalmente dentro de la banda (74 bits)

d) CONTROL DE FRECUENCIA

Oscilador de cristal de alta estabilidad

e) DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA

±120 Hz máximo para HF-SSB

f) INTERFASE DE AUDIO

Características de interfase seleccionadas por programa

g) ANCHURA DE BANDA DE AUDIO

Modo de voz: 200 Hz a 2800 Hz

Modo de datos: 200 Hz a 3000 Hz

h) ANCHURA DE BANDA DE CANAL REQUERIDA

500 Hz a 2400 Hz mínimo

i) DIAGNÓSTICOS

BITE corre al encendido y al ordenarlo desde el teclado

j) AMBIENTAL

Humedad:

120 horas, 95% sin condensación

MIL-STD--810C, Método 507

k) INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA (EMI)

MIL-STD-461B, Clase A3

l) TIEMPO MEDIO ENTRE FALLAS (MTBF)

Excede 10,000 horas según MIL-HDBK-217F y MIL-STD-756

1.4.6. MICROTELÉFONO DEL DSP 9000

a) MANEJO DE CLAVES

Almacenamiento de claves: 200 claves locales almacenadas en 2 bancos de claves de 100 claves cada uno.

Cargado de claves:

SmartModule o entradas por el teclado

b) OPERACIÓN

Semidúplex

c) TAMAÑO Y PESO

Alt.: 9" (23 cm)

Anch.: 2" (5.1 cm)

Prof.: 4" (10.2 cm)

Peso: 2.0 lbs. (.9 kg)

d) REQUERIMIENTOS DE ENERGÍA

De fuente externa, 9 - 18 VCD

1 Vatio (90 mA @ 12 VCD)

e) INTERFASE DE AUDIO

Conector MIL-C-55116 de 6 espigas

Conectores auxiliares con alimentación CD

Otras disponibles por pedido

f) SEÑAL DE OPRIMIR PARA HABLAR

Cierre a tierra al contacto

g) AMBIENTAL

Temperatura:

Operación: -20°C a +60°C

Almacenaje: -40°C a +85°C

h) A PRUEBA DE AGUA

Sumergible hasta 1 metro

i) VIBRACIÓN

1 Grms, 5-200 Hz curva aleatoria, MIL-STD-810D, Método 514.3

j) IMPACTO

100 G's at 11 ms

MIL-STD-810D, Método 516.3

1.5. DESCRIPCIÓN DE ESTÁNDARES MILITARES EN EL MATERIAL A UTILIZAR

El estándar militar del material a utilizar tiene que ver con las diversas características que deben cumplir los materiales que se van a emplear en el acoplamiento del DSP 9000SH como sistema de seguridad en las comunicaciones de los radios PRM 4031. Estos materiales deben cumplir ciertos requisitos como es la dureza, robustos, compactos, livianos, capaces de soportar ambientes hostiles como el calor, el frío, el agua, la nieve, etc. En el que se desenvuelve el soldado.

En primer lugar, es importante describir el material por el que está compuesto el microteléfono. En su parte exterior y todo el recubrimiento está compuesto de poliuretano, el cual es un agente químico ampliamente utilizado en diversos procesos industriales. Fue en 1937, cuando el químico alemán, Otto Bayer, logró la primera sintetización del poliuretano. Momento en el cual, Europa entera, estaba caminando a la Segunda Guerra Mundial, por lo que el proceso de

fabricación mismo del poliuretano fue bastante lento. Aún así, su fabricación a nivel industrial, comenzó en los inicios de la década de los 40.

Otro punto a favor del poliuretano, es que resiste muy bien el impacto de solventes químicos, con lo cual, puede ser utilizado en una amplia gama de procesos productivos.

Por esta y otras razones es primordial utilizar el mismo material en el implante del microteléfono.

Características

- Material libre de cargas, con una densidad final de 1050 – 1150 Kg / m³. El espesor óptimo de la pieza está entre los 3 mm y los 12 mm. El poliuretano (PUR) por definición es un amalgamador¹⁵, por lo que nos permite incluir en la pieza inertos de todo tipo.

Las principales ventajas el poliuretano son:

- Actúa como capa distribuidora de cargas
- Adherencia a todo tipo de materiales
- Ahorro de espacio
- Autoextinguible
- Bajas pérdidas dieléctricas y de reflexión
- Constante dieléctrica muy baja
- Estable dimensionalmente, no se elonga, contrae ni deforma.
- Excelente capacidad aislante
- Excelente sello (debido a su estructura cerrada)
- Fácil y rápida aplicación
- Impermeabilidad avanzada
- Muy buena estabilidad
- Muy buena resistencia a la compresión.
- No es atacado por roedores

¹⁵ Unión de cosas de naturaleza distinta

- No necesita mantenimiento posterior
- Peso ligero
- Puede aplicarse en casi cualquier superficie
- Resistencia a los agentes químicos
- Resistente a los ácidos
- Resistente a sacudidas y vibraciones.
- Resistente al fuego

CAPÍTULO II

ANÁLISIS

2.1. ANÁLISIS DE LOS DIAGRAMAS DE BLOQUES DE LAS DIFERENTES ETAPAS DE LA RADIO

Este análisis se lo realiza de acuerdo al capítulo 1 figura 1.6., en el que se indica las diferentes etapas de la radio.

2.1.1. SUBCONJUNTO DEL TRANSCÉPTOR

El subconjunto del transceptor proporciona los circuitos para un transmisor y receptor de banda lateral única con la facilidad de transmisión modulada de amplitud compatible. La unidad está diseñada para operar con su sintetizador asociado, amplificador de potencia y unidad de sintonización de antena en la banda de HF (frecuencia alta). Se puede obtener el funcionamiento de tono de frecuencia vocal y CW (ondas continuas) de 1 Khz. La unidad proporciona una potencia de salida de radio frecuencia de 100 miliwatios a la unidad del amplificador de potencia. La potencia de radio frecuencia transmitida es determinada por medio de un circuito conmutado incorporado en el amplificador de potencia.

2.1.1.1. Construcción y localización

El subconjunto del transceptor esta compuesto de un solo tablero de circuito impreso con dimensiones de 144 x 141 milímetros instalado dentro de una cubierta apantallada que aloja los controles POWER, MODE y GAIN (potencia,

modo y ganancia) del panel delantero. Las conexiones al tablero del circuito impreso se hacen por medio de una toma de 20 vías y 6 tomas coaxiales. El subconjunto está situado dentro de la unidad como se muestra en la fig. 2.1.



Fig. 2.1 Subconjunto del transceptor

2.1.1.2. Principio, funcionamiento y diagrama de bloques de la transmisión y recepción del subconjunto

A. Transmisor

Las entradas del micrófono se alimentan al amplificador del micrófono y divisor de fase. Las dos salidas en la cuadratura de fase se alimentan a los moduladores equilibrados los cuales son impulsados por dos señales de 1,4 Mhz desde el sintetizador en cuadratura de fase , también las salidas moduladas se agregan para producir una señal de banda lateral única, la señal de frecuencia intermedia resultante alimenta al amplificador limitador de 1,4 Mhz para coproducir una señal comprimida y luego es filtrada mediante el filtro de banda lateral inferior (LSB) de 1,4 Mhz para eliminar de la señal los productos de íter modulación fuera de banda y componentes de banda lateral superior residuales. Si seleccionamos A.M. (modulación de amplitud) la portadora se vuelve a insertar después del filtro,

la señal de frecuencia intermedia de 1,4 Mhz después del amortiguamiento se mezcla con una señal de 36,8 Mhz cuando se selecciona LSB (banda lateral inferior) o una señal de 34 Mhz cuando se selecciona USB o AM (banda lateral superior o modulación de amplitud) los resultados producidos son 35,4 Mhz y 38,2 Mhz banda lateral inferior o 32,6 Mhz y 35,4 Mhz (USB o AM - banda lateral superior o modulación de amplitud) la señal se alimenta vía un filtro de paso de banda de 35,4 Mhz, que solamente retiene el componente de 35,4 Mhz en cualquiera de los modos , la banda lateral superior de la señal de 35,4 Mhz se retiene para el funcionamiento de LSB (banda lateral inferior) la banda lateral inferior se retiene para el funcionamiento de USB o AM (banda lateral superior o modulación de amplitud).

La señal de frecuencia intermedia de 35,4 Mhz se mezcla en un mezclador equilibrado con una señal del sintetizador de 37 Mhz a 65,3999 Mhz el resultado es una señal que va desde 1,6 Mhz a 29,9999 Mhz es decir la señal requerida para la transmisión. Las señales que no se desean son eliminadas por el filtro pasa bajo de 30 Mhz. durante la mezcla con la señal de 37Mhz. a 65,3999 Mhz ocurre otra inversión proporcionando la colocación correcta de las bandas laterales. La salida filtrada se alimenta al amplificador lineal de banda ancha el cual impulsa la unidad del amplificador de potencia, una señal de control de nivel automático (ALC) de la unidad del amplificador de potencia controla la ganancia del amplificador lineal de banda ancha para mantener un nivel constante de la salida transmitida , el funcionamiento CW (ondas continuas) es esencialmente el mismo de frecuencias vocales el sintetizador proporciona una señal de audio de 1 Khz. para la transmisión y es conmutada por el circuito de tecla, durante la transmisión se proporciona una salida de efecto local alimentando una proporción de la entrada de tono del micrófono o CW (ondas continuas) al amplificador de audio si se selecciona TUNE (sintonización) en el interruptor Mode (modo) del panel delantero la salida del divisor de fase del micrófono es amortiguada y se vuelve a insertar la portadora de 1,4 Mhz una señal de 1 Khz se alimenta al amplificador de audio para proporcionar una indicación audible de que se ha seleccionado TUNE (sintonización).

B. Receptor

Las señales de radio frecuencia recibidas se alimentan vía la unidad de sintonización de antena y la unidad del amplificador de potencia, en donde se filtran al filtro de paso bajo de 30 Mhz. En la unidad del transceptor la señal filtrada se aplica al mezclador de anillo de diodo donde se mezcla con la entrada variable del sintetizador de 37 Mhz a 65,3999 Mhz para producir la primera (frecuencia intermedia) de 35,4 Mhz la señal se alimenta a través del filtro de paso de banda A.M. (modulación de amplitud) a un preamplificador de ruido bajo y luego al primer amplificador de (frecuencia intermedia). La señal amplificada de 35,4 Mhz se mezcla con una señal de 34 Mhz de 36,8 Mhz desde el sintetizador según el modo seleccionado, si se ha seleccionado LSB (banda lateral inferior) la frecuencia del sintetizador es de 36,8 Mhz si se selecciona USB o AM (banda lateral superior o modulación de amplitud), la frecuencia del sintetizador es de 34 Mhz en ambos casos uno de los productos de la mezcla es una señal centrada en 1,4 Mhz los productos no deseados se eliminan filtrándose en el filtro de LSB (banda lateral inferior) de 1,4 Mhz. La señal filtrada de (frecuencia intermedia) de 1,4 Mhz es amortiguada y luego amplificada en el segundo amplificador de (frecuencia intermedia) y se alimenta al detector de SSB (banda lateral única) en donde se mezcla con una señal de 1,4 Mhz desde el sintetizador para producir una salida de a.f. al amplificador de audio. Ambas etapas de amplificación de (frecuencia intermedia) incorporan un circuito A.G.C (control de ganancia automático). Estos circuitos mantienen un nivel de salida de a.f. constante (relativamente) para variaciones amplias del nivel de entrada de radio frecuencia asegurando al mismo tiempo una relación máxima de señal a ruido, cuando se selecciona CW (ondas continuas) se introduce un filtro de banda angosta en el circuito de audio.

C. Condiciones de desintonización y fuera de alcance

Si el sintetizador estuviese resintonizado o se selecciona una frecuencia por debajo de 1 Mhz, se aplica un tono interrumpido al amplificador de audio y un control silenciador inhibe el funcionamiento del transmisor.

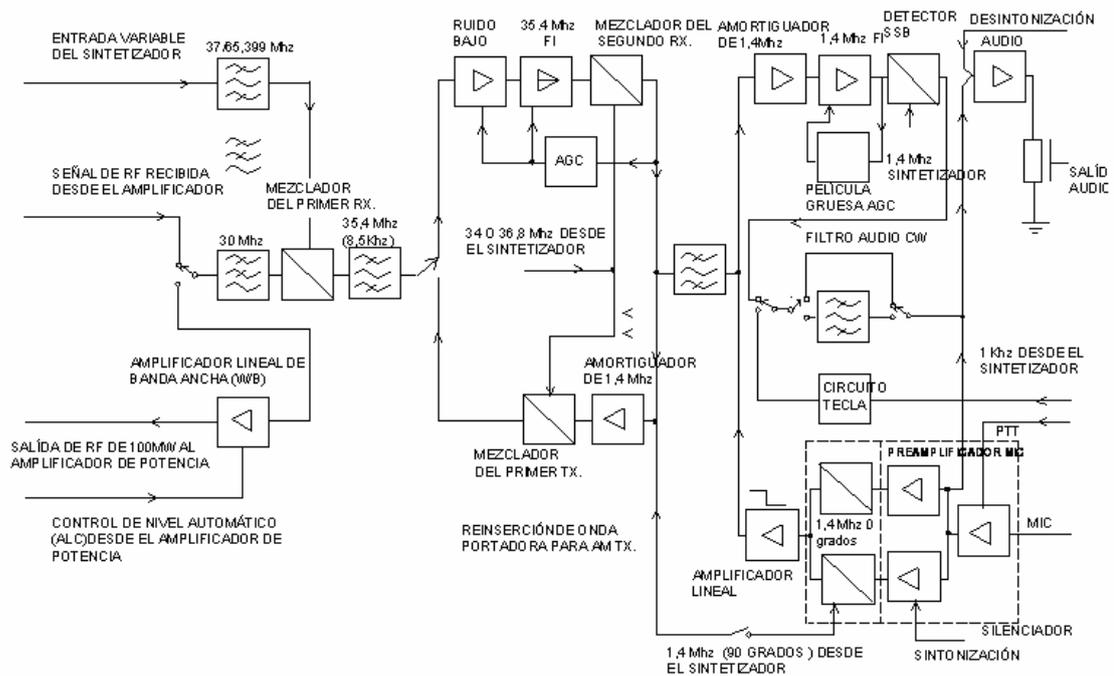


Fig.2.2 Diagrama de bloques de la transmisión y recepción del subconjunto

2.1.1.3. Descripción de los circuitos internos del sub conjunto del transceptor

Los circuitos del subconjunto del transmisor están compuestos por los circuitos del transmisor, receptor, control y suministros de Potencia. Todos estos circuitos están situados en el tablero del subconjunto del transceptor

A. Circuitos del transmisor

a) Divisor de fase y preamplificador del micrófono (consulte la fig. 2.3.)

Durante el funcionamiento en frecuencia vocal las entradas del micrófono del pin A de cualquiera de los tomas de audio se alimentan vía las conexiones MIC 1 y

MIC 2 a través de los circuitos de desacoplamiento de radio frecuencia que comprenden las resistencias R154, R155, R156, R157, R158, R159 y los condensadores C109, C110, C111, C112, C113) al preamplificador del micrófono de película gruesa y divisor de fase ML13 clavija 10. El preamplificador se conecta por medio de la activación del botón (PTT) en el microteléfono que hace que se aplique potencia a ML13 clavija 9 a través de los circuitos de control. La salida del preamplificador se alimenta al divisor de fase, los dos filtros activos son regulados por la resistencia R152 para una diferencia de fase de 90° en una frecuencia central de 1 khz. Durante la transmisión los filtros están normalmente activados, retenidos por la potencia suministrada al pin 1 de ML13 vía los circuitos de control de la línea 9VTX.

Las salidas del divisor de fase se aplican via los condensadores C107 y C108, a las entradas del modulador equilibrado. Una pequeña parte de la señal se alimenta vía las resistencias R151, R150 y el condensador C71 a la entrada del amplificador de audio para producir un efecto local. El condensador C116 proporciona el desacoplamiento de radio frecuencia, durante la operación de la tecla (C.W.), el preamplificador del micrófono es desconectado por los circuitos de control, los cuales también mandan un tono de 1 Khz. al amplificador de audio (efecto local) y vía el condensador C71 y las resistencias R150 ,R151 a la entrada del divisor de fase.

Cuando se selecciona TUNE (sintonización) en el interruptor Mode (Modo) del panel delantero, los circuitos de control dejan de suministrar potencia al divisor de fase, de tal forma que no se transmite la señal de TUNE (sintonización) audible de 1 Khz. Como se observa en la figura 2.3

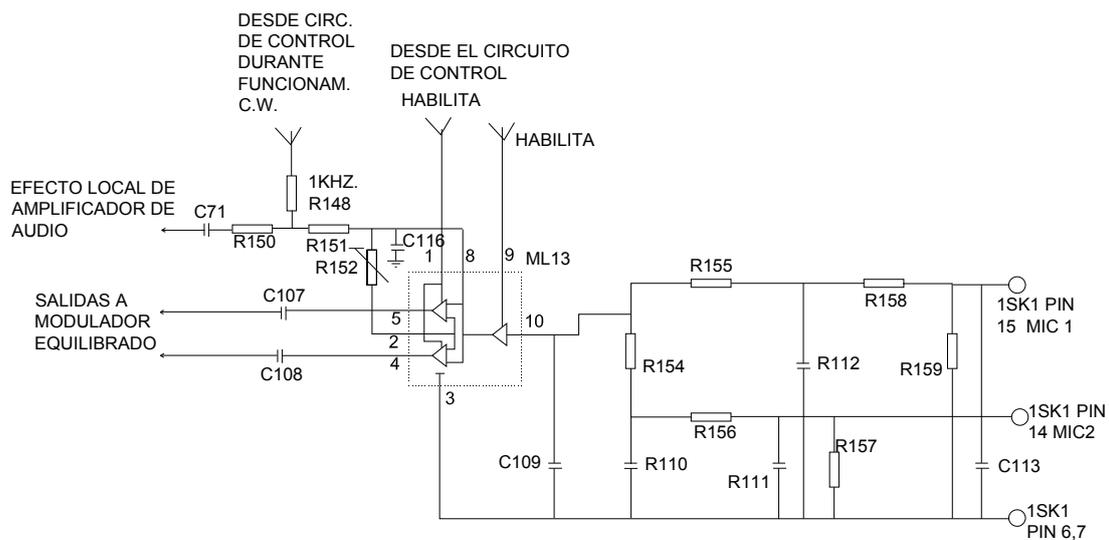


Fig. 2.3 Circuito divisor de fase y preamplificador del micrófono 719197

b) Modulador equilibrado (consulte la fig. 2.4)

Las dos salidas en desfase de 90° del divisor de fase se alimentan a las entradas de dos moduladores equilibrados ML12 pin 6 y 11, en donde se mezclan con dos ondas portadoras de 1,4 Mhz, con un desfase de 90° , la salida combinada de los dos moduladores cuando son sumadas por el transformador T7, es una señal de banda lateral (inferior) única. Las resistencias R147 y R149 se regulan para un rechazo de onda portadora máximo y el condensador C106, resistencia R145 y el condensador C103 eliminan cualquier producto de modulación de orden superior.

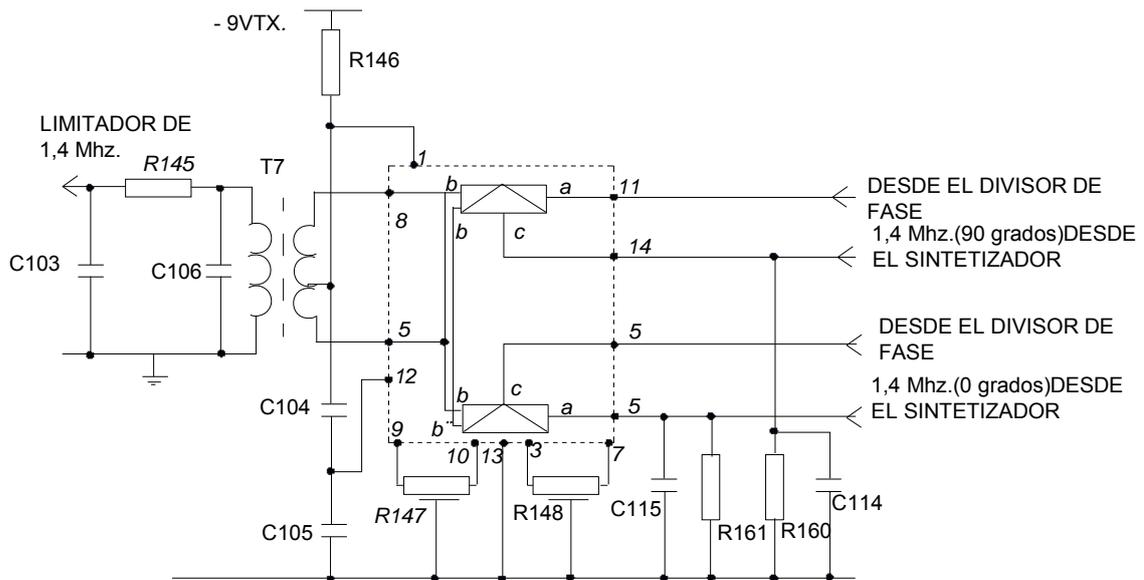


Fig.2.4. Circuito de modulador equilibrado 719197

c) Limitador de 1,4 Mhz (fig.2.5)

La salida del modulador equilibrado se aplica a la entrada del divisor de fase ML11 que se compone de dos amplificadores diferenciales de par de cola larga en cascada. El amplificador tiene un alcance dinámico limitado de tal forma que la entrada del modulador equilibrado hace que limite y por lo tanto proporciona la compresión de la señal de (frecuencia intermedia banda lateral única). La impulsión de base para los transistores de corriente constante y el alcance de entrada dinámica son definidos por la cadena de resistencias R137,R138, diodos D34, D35 y el transistor TR24. La salida la proporciona el transformador T6 y la adaptación de impedancia por las resistencias R140 Y R142.

Cuando se selecciona LP (potencia baja) en el interruptor del panel delantero 1SK1 pin 5 se conecta a 0 V, cortando el transistor TR25 y desconectando el circuito limitador, la entrada vía la resistencia R163 acciona la conducción del transistor TR25 cuando se selecciona CW (ondas continuas), poniendo en uso el limitador.

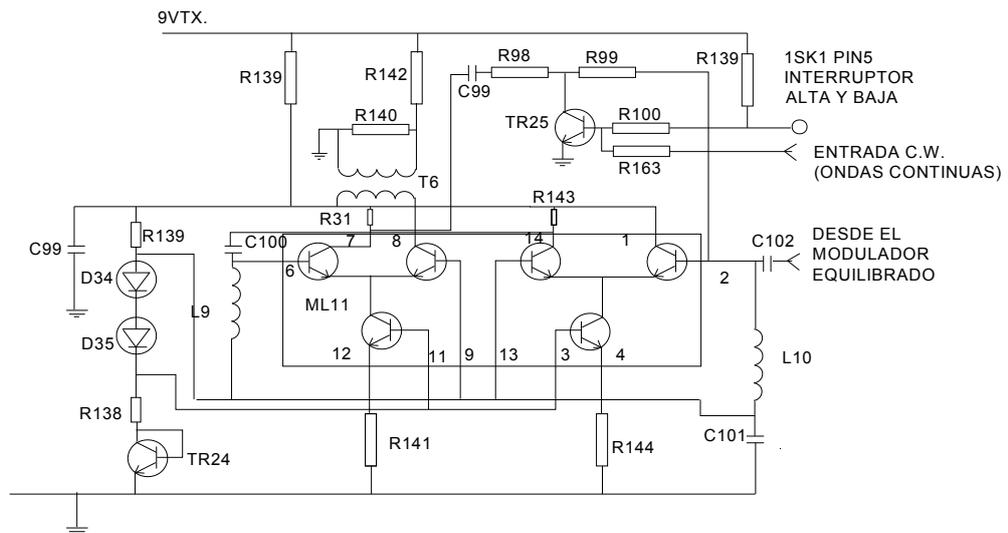


Fig.2.5. Limitador de 1,4 Mhz

d) Filtro LSB (banda lateral inferior) de 1,4 Mhz (consulte la fig. 2.6)

La salida del limitador se alimenta vía una red adaptadora de impedancia al filtro de 1,4 Mhz FL4 el cual elimina los productos de intermodulación fuera de banda, armónicas y componentes de banda lateral superior residuales. Los condensadores C64 y C67 proporcionan una adaptación correcta de impedancias para el filtro de cristales



Fig. 2.6. Filtro LSB (banda lateral inferior) de 1,4 Mhz

e) Reinserción de onda portadora y amortiguador de 1,4 Mhz (consulte la fig. 2.7)

La señal filtrada se alimenta a la entrada del amortiguador de 1,4 Mhz que incluye los transistores TR13 y TR14 conectados como un par de realimentación. El nivel

de entrada correcto al amplificador lineal de banda ancha es determinado por la resistencia R93, la cual proporciona el único ajuste de ganancia en el circuito del transmisor. El punto de desconexión de frecuencia alta es establecido por el condensador C61, cuando se selecciona AM o TUNE (modulación de amplitud o sintonización) ocurre la reinserción de la onda portadora de 1,4 Mhz por medio del circuito que incluye los diodos D32 y D33 y componentes asociados. Los diodos son polarizados directamente por una conexión a tierra en la entrada SELECT AM (selección de modo de amplitud) para permitir el paso de la señal a la base del transistor TR14 vía el condensador C94 y la resistencia R96.

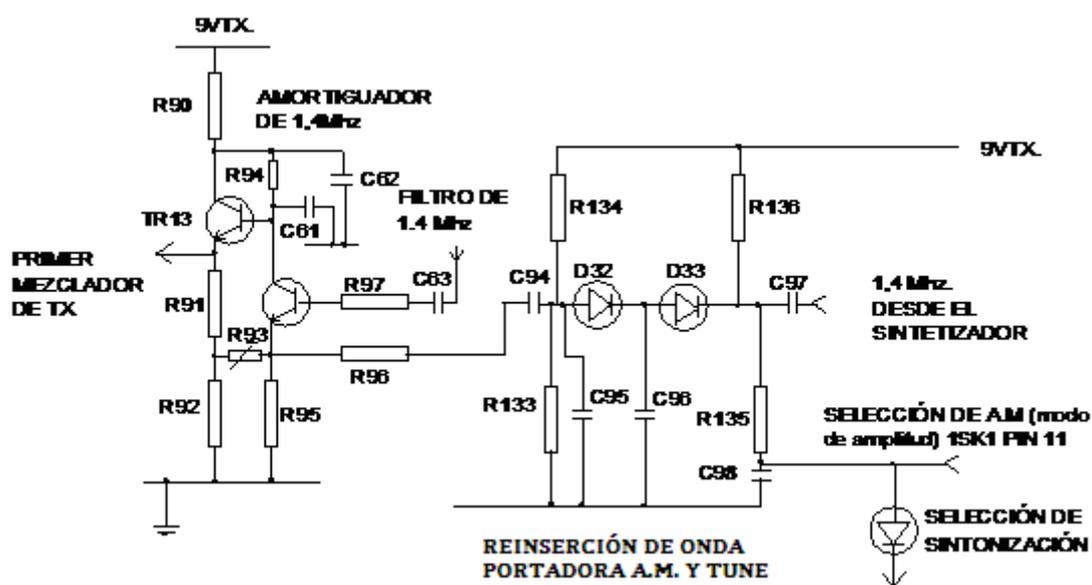


Fig.2.7. Circuito de reinserción de onda portadora y amortiguador de 1,4 Mhz
719197

- f) Primer mezclador del transmisor y filtro de paso de banda de 35,4 mhz (consulte la fig. 2.8)

La señal amortiguada de 1,4 Mhz se aplica a una entrada del mezclador equilibrado ML8 en donde se mezcla con una señal de 34 Mhz ó 36,8 Mhz desde el sintetizador, según la selección de USB (AM) o LSB , los diodos D11 y D12 se polarizan directamente para aceptar la entrada del sintetizador solamente cuando los circuitos del transmisor están conectados la salida del mezclador equilibrado

ML8 se aplica vía el transformador T3 al filtro de paso de banda FL3 de 35,4 Mhz, el cual solamente pasa la banda lateral de 35,4 Mhz producida por el mezclador y rechaza los productos mezcladores no deseados.

El filtro tiene un ancho de banda de 8,5 Khz. y se conoce como un filtro de cubierta el diodo D20 hace las veces de un interruptor a tierra y durante la transmisión conduce debido a la polarización directa suministrada por la línea de TX de 9V.

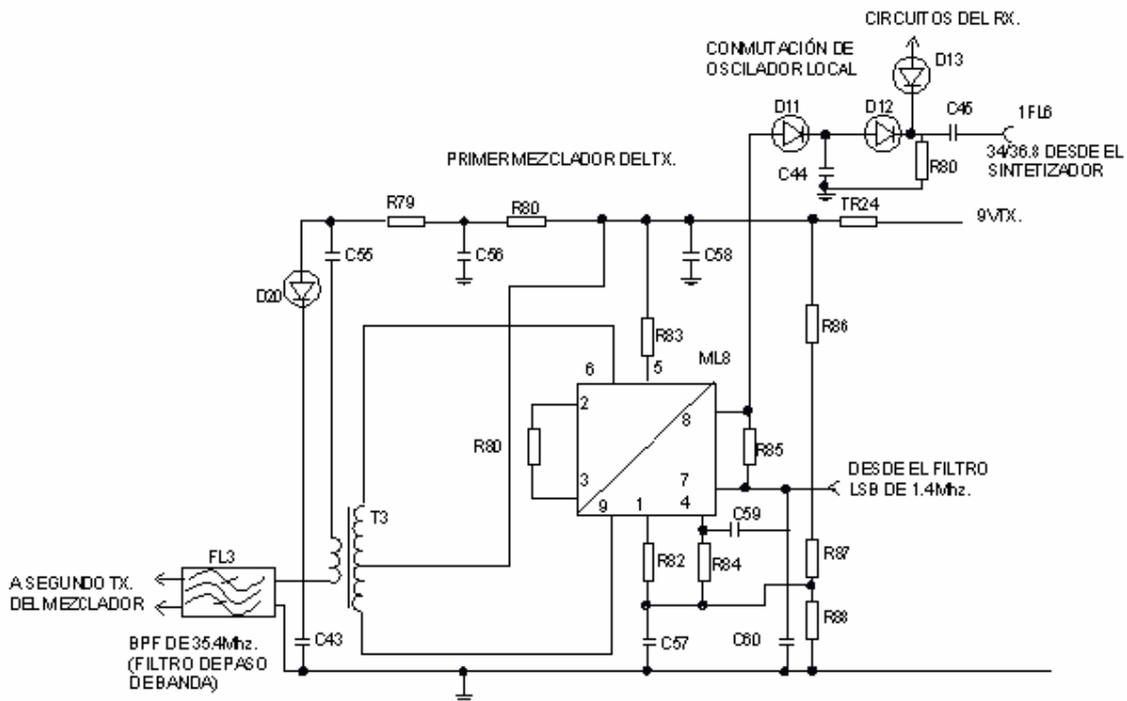


Fig.2.8. Circuito de filtro de paso de banda de 35,4 Mhz y primer mezclador del transmisor 719197

- g) Segundo mezclador del transmisor, filtro de paso bajo y filtro de paso de banda de oscilador local (consulte la fig. 2.9)

La señal filtrada de 35,4 Mhz se aplica a una entrada del ML14 que es un mezclador de anillo de diodo térmico de onda portadora. La otra entrada del mezclador es una señal variable de 37 Mhz a 65,3999 Mhz desde el sintetizador. La señal del sintetizador se aplica vía el filtro FL1 al filtro de paso de banda de 37 Mhz a 650999 Mhz el cual incorpora muescas de cristal de 34 Mhz y 36,8 Mhz para reducir la incidencia de señales parásitas hacia el mezclador, la salida

resultante del mezclador se pasa a través de un filtro LC de paso bajo de 30 Mhz para eliminar la señal de suma y cualquier otras señales fuera de banda y para presentar una señal de 1,6 Mhz a 29,9999 Mhz al amplificador de banda ancha vía RLB.

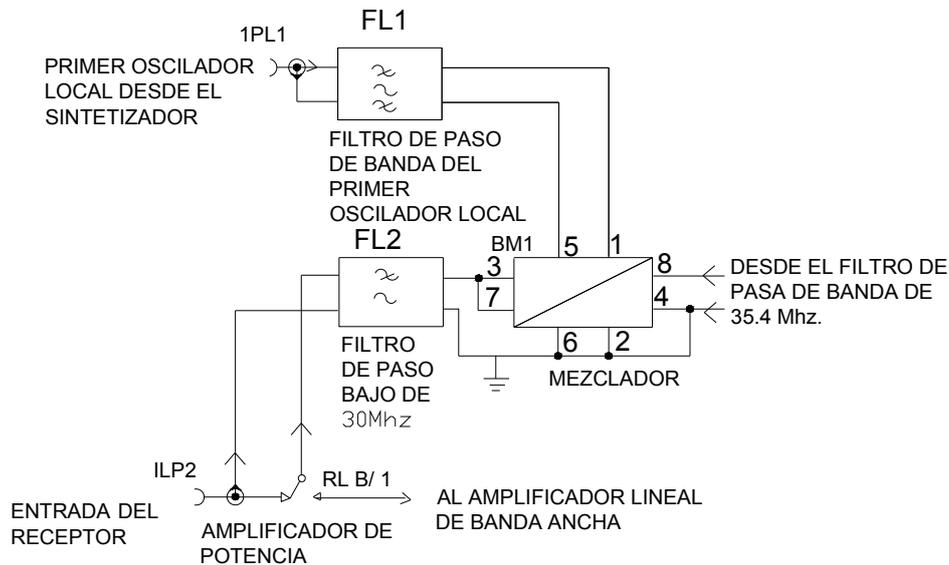


Fig.2.9 Segundo mezclador del transmisor, filtro paso bajo y circuito de filtro de paso de banda del oscilador local 719197

h) Amplificador lineal de banda ancha (consulte la fig. 2.10)

La señal desde RLB se aplica vía el condensador C91 a la base del transistor TR22, los transistores TR21 y TR22 forman un par de realimentación cuya ganancia es controlada por el transistor TR23 que es un transistor de efecto de campo que hace las veces de una resistencia variable.

La señal del control de nivel automático (ALC) desde la unidad del amplificador de potencia se alimenta a la compuerta del transistor TR23 controlando de esta forma la ganancia, la salida del transistor TR21 se aplica al transformador T5 que es un transformador divisor de fase y alimenta a los transistores TR19 y TR20 los mismos que actúan como fuentes de corriente para las bases de los transistores

TR17 y TR18 que suministran una salida en contrafase a través del transformador T4 a la unidad del amplificador de potencia.

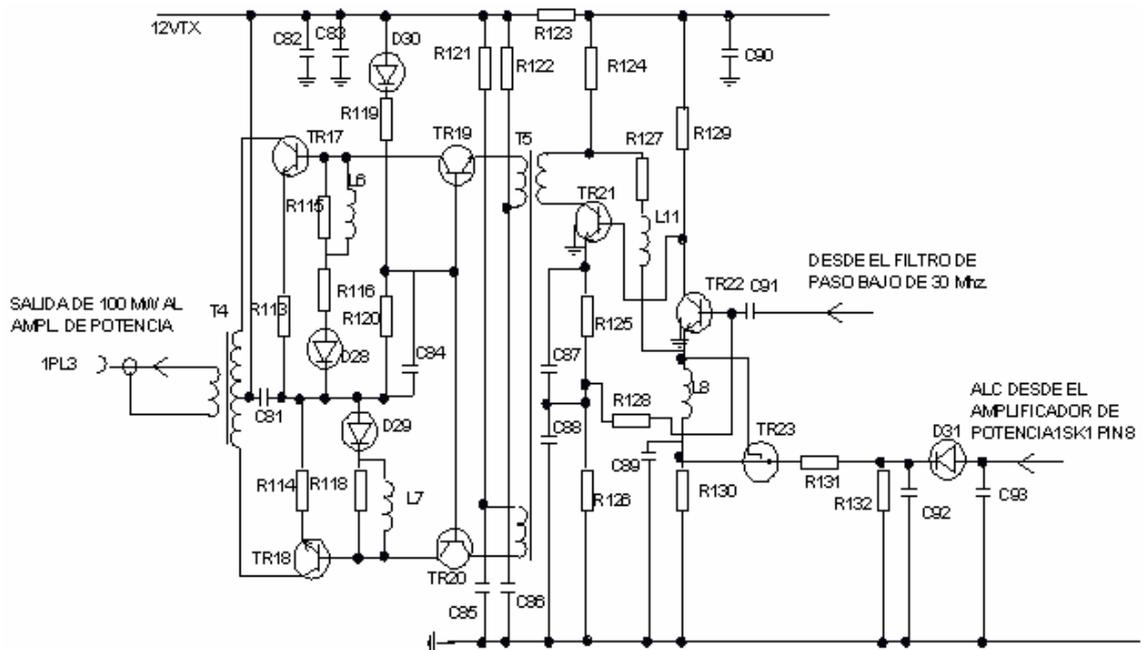


Fig.2.10 Circuito del amplificador lineal de banda ancha 719197

B. Circuitos del receptor

a) Primer mezclador del receptor y filtros (consulte la fig. 2.11)

La señal recibida en la antena se alimenta vía un circuito de protección en el subconjunto del amplificador de potencia al subconjunto del transceptor y la entrada del receptor se alimenta vía RLB al filtro FL2 que es un filtro de paso bajo de 30 Mhz. La señal de radio frecuencia filtrada se aplica a una entrada de ML14 que es un mezclador de anillo de diodo térmico de onda portadora, en donde se mezcla con una señal filtrada del sintetizador en el rango de 1,6 Mhz. a 29,9999 Mhz. El filtro FL1 incorpora señales de cristal en 34 Mhz y 36,8 Mhz para reducir la incidencia de señales parásitas hacia el mezclador.

La frecuencia del sintetizador se ajusta de tal forma que la diferencia de frecuencia en la salida del mezclador sea de 35,4 Mhz. esta primera señal de frecuencia intermedia pasa a través del filtro de paso de banda FL3 de 35,4 Mhz

para eliminar productos mezcladores no deseados, FL3 tiene un ancho de banda de 8,5 kHz.

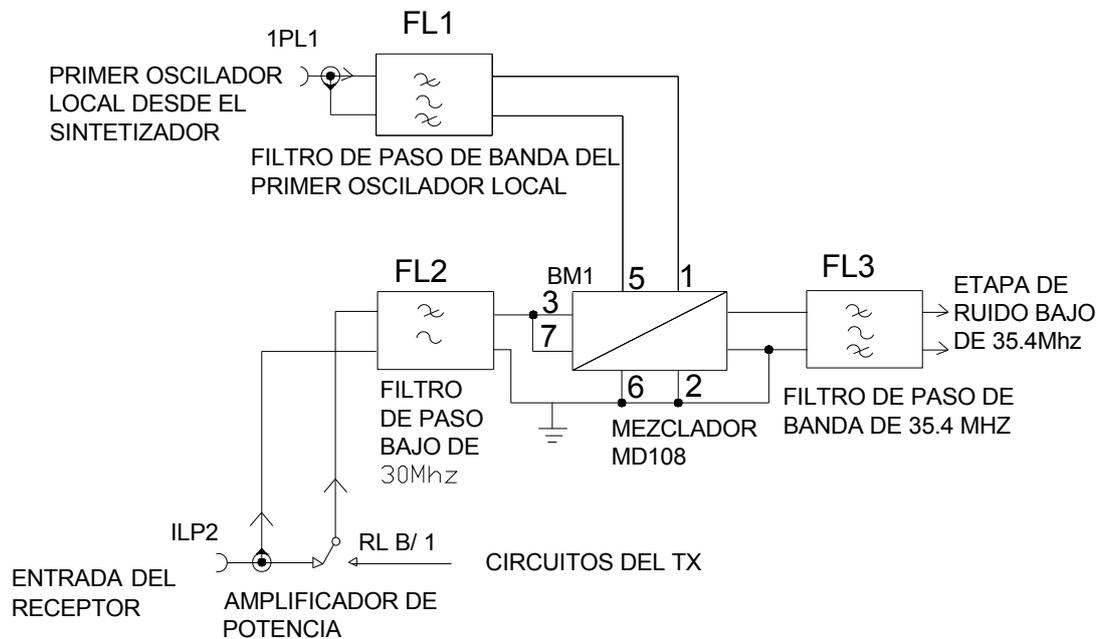


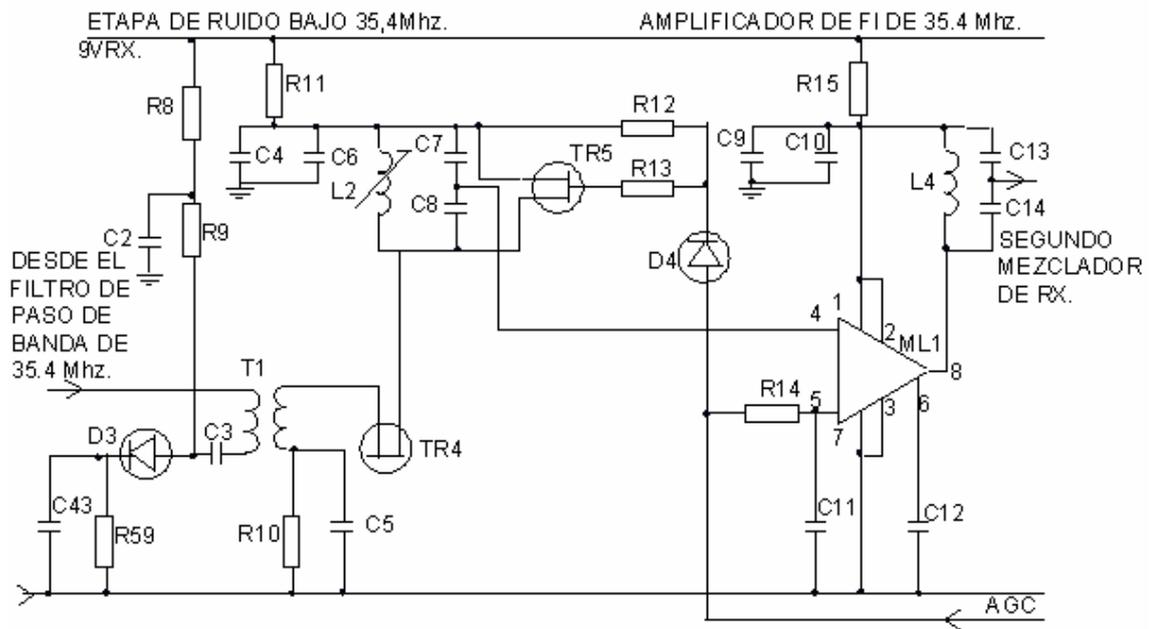
Fig. 2.11. Circuito de primer mezclador del receptor y filtros 719197

- b) Primer amplificador de frecuencia intermedia y etapa de ruido bajo de 35,4 Mhz (consulte la fig. 2.12)

La señal de frecuencia intermedia de 35,4 Mhz se alimenta a un transformador T1 vía el diodo D3, que hace las veces de un interruptor directamente polarizado por la línea de recepción RX de 9 V. La salida del transformador T1 impulsa la fuente de un transistor TR4 de efecto de campo que está con la compuerta a tierra, que incorpora una cuenta antiparásita en la fuga.

La bobina L2 y los condensadores C7 y C8 forman un circuito sintonizado a 35,4 Mhz, y la ganancia (control de ganancia auto.) de esta etapa de ruido es controlada por el transistor TR5 que actúa como una resistencia variable, cuyo valor es determinado por el voltaje del control de ganancia automático aplicado

vía el diodo D4, la salida se toma de la unión de los condensadores C7 y C8 a la entrada del amplificador ML1 de frecuencia intermedia del circuito integrado, el cual es sintonizado a 35,4 Mhz por la bobina L4 y los condensadores C13 y C14.



g. 2.12. Circuito del amplificador de frecuencia intermedia y etapa de ruido bajo de 35,4 Mhz 719197

- c) Control de ganancia automático (A.G.C) secundario y segundo mezclador del receptor (consulte la fig. 2.13)

La señal del primer amplificador de frecuencia intermedia es aplicada a una entrada del segundo mezclador ML2 que trabaja como un modulador de compensación. La otra entrada de ML2 es una señal de 34 Mhz ó 36,8 Mhz que viene desde la unidad del sintetizador vía el diodo D13 la cual se polariza directamente para pasar la señal solamente cuando los circuitos del receptor están conectados. La resistencia R25 determina la ganancia de conversión y el mezclador proporciona una salida equilibrada al transformador T2 el cual impulsa la siguiente etapa.

La frecuencia de entrada del sintetizador es determinada por la regulación del interruptor MODE (modo) que es de 34 Mhz para USB o AM (banda lateral

superior o modo de amplitud) y 36,8 Mhz para LSB (banda lateral inferior), cuando cualquiera de de estas frecuencias se mezcla con 35,4 Mhz se obtiene una señal de diferencia de 1,4 Mhz junto con una señal resultante no deseada de 69 Mhz o 70,8 Mhz la cual es eliminada por el filtro de banda lateral de 1,4 Mhz. Una fracción de la señal en la clavija 9 de ML2 se alimenta al detector de control de ganancia automática TR6. La señal de control de ganancia automática es invertida por TR7 y realimentada para controlar la ganancia de la etapa de ruido bajo de 35,4 Mhz y del amplificador de frecuencia intermedia. Este control de ganancia automática solamente opera a niveles de señales altas cuyo control principal ocurre en el amplificador de 1,4 Mhz donde las constantes de tiempo para el control de ganancia automático son determinadas por la impedancia de fuente del transistor TR7 (que permite un ataque rápido) y el condensador C19 y la resistencia R27 (que producen un descenso lento).

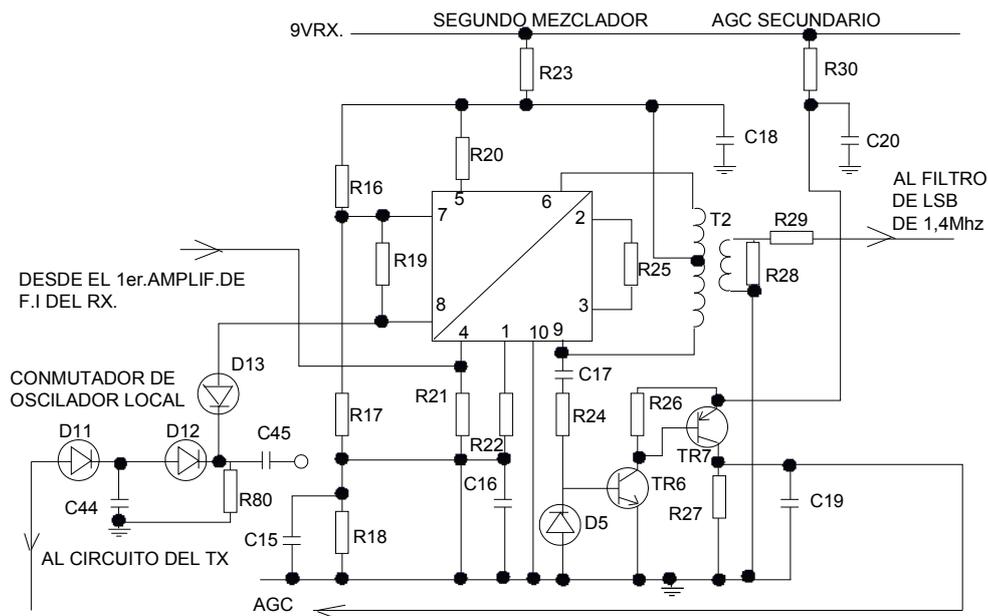


Fig.2.13 Circuito AGC (Control de Ganancia Auto.) secundario y segundo mezclador del receptor 719197

d) Amplificador, amortiguador y filtro de 1,4 mhz (consulte la fig. 2.14)

La salida del segundo mezclador se alimenta al filtro de banda lateral inferior FL4 de 1,4 Mhz el cual elimina los productos no deseados del mezclador en donde esta señal filtrada de 1,4 Mhz es aplicada a la entrada del amortiguador que está

coformado por los transformadores TR8 y TR9 como un par de realimentación cuya ganancia es controlada por la resistencia R36 para regular la ganancia general del receptor. TH1 proporciona compensación de temperatura y el condensador C22 establece el valor límite de la frecuencia alta.

La salida es aplicada a un amplificador de circuito integrado ML3, cuya ganancia es controlada por la entrada a la clavija 5 desde el circuito de control de ganancia automático de dos constantes de tiempo. Los diodos de supresión de transitorios D7,D8,D9,D10 y un circuito sintonizado de 1,4 Mhz que está formado por la bobina L5 y el condensador C28 están ubicados en la salida, el cual es aplicado al detector SSB (banda lateral única) y vía el condensador C29 al circuito de ganancia automático de dos constantes de tiempo.

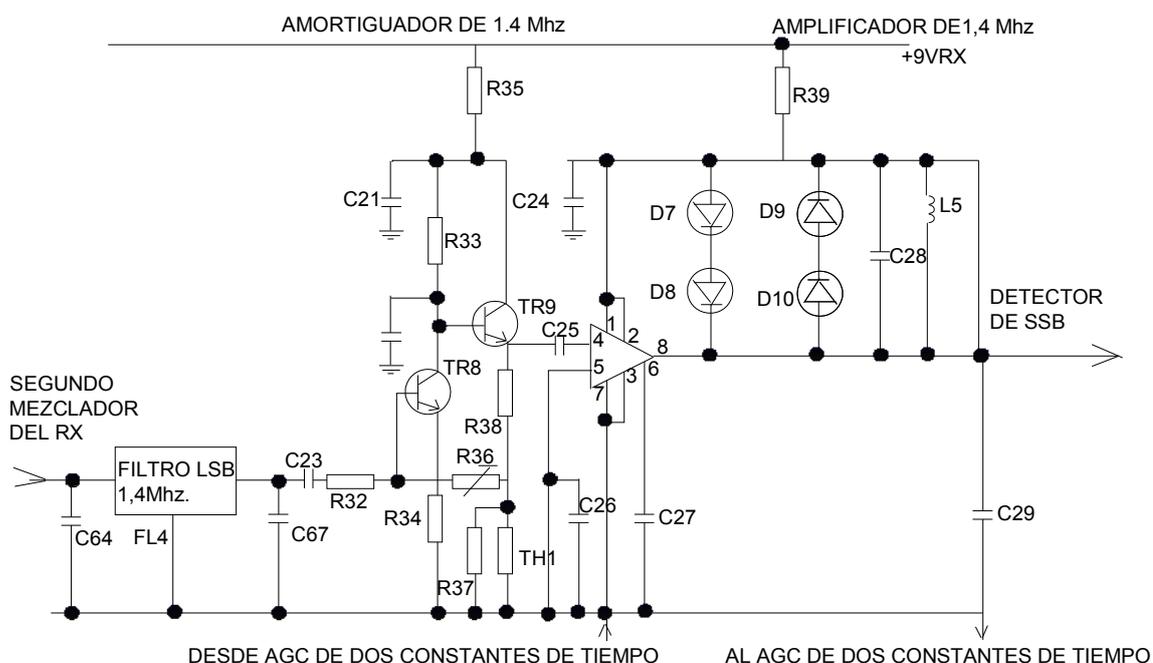


Fig.2.14. Circuito del amplificador, amortiguador y filtro de 1,4 mhz 719197

e) C.G.A. de dos constantes de tiempo (consulte la fig. 2.15)

Bajo condiciones débiles el control de ganancia automático, el secundario no funcionará. En estas condiciones este control de ganancia automático es proporcionado por un circuito de película gruesa el cual opera en el amplificador

de 1,4 Mhz. El circuito de ganancia automática de dos constantes de tiempo reacciona rápidamente a aumentos repentinos en el nivel de radio frecuencia pero reacciona lentamente a disminuciones, este circuito consta de dos detectores, un detector rápido y uno lento.

El detector rápido tiene un tiempo de ataque de aproximadamente 3 a 4 ms. (y por lo tanto siempre actúa) y un tiempo de descenso de aproximadamente de 10 ms. El detector lento tiene un tiempo de ataque de aproximadamente 30 ms y un tiempo de descenso de aproximadamente 2 segundos, las salidas de los dos detectores se suman y cualquiera ocasionará una salida para controlar la ganancia del amplificador de 1,4 Mhz. La salida del detector lento también se alimenta a través de un comparador, conectado como un detector de nivel a un retardo que activa un interruptor. Si llegase a desaparecer una señal durante más de aproximadamente 1/2 segundo se activa el interruptor y el control de ganancia automático se vuelve a conectar para proporcionar la ganancia máxima. El voltaje del control de ganancia automático también se alimenta vía la resistencia R63 y el diodo D14 al medidor del panel delantero para proporcionar una indicación de la intensidad de la señal.

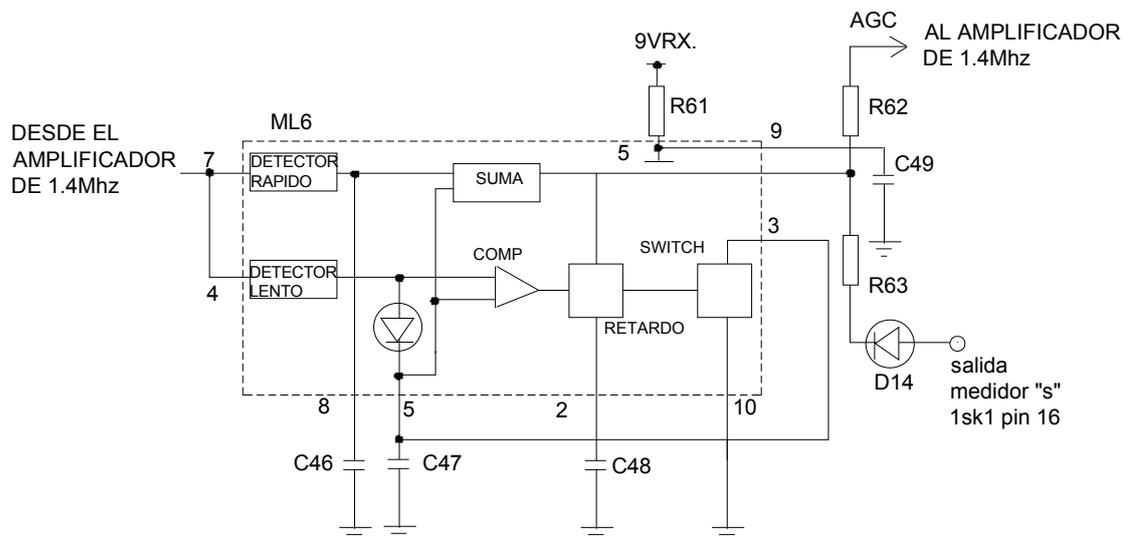


Fig.2.15. Circuito de control de ganancia automático (A.G.C) de dos constantes de tiempo 71917

f) Detector SSB (Banda Lateral Única) (Consulte La Fig. 2.16)

La señal de banda lateral de 1,4 Mhz es aplicada a una entrada de ML4 en donde en un modulador de compensación se mezcla con una señal de 1,4 Mhz del sintetizador. La salida resultante es una señal de audio la cual se alimenta vía los circuitos de control al amplificador de audio.

La resistencia térmica TH2 asegura un nivel de salida de audio constante sobre el surtido de temperatura de funcionamiento. Sí se coloca en funcionamiento CW (ondas continuas), la señal de audio pasa a través del filtro CW (ondas continuas) de 1 KHz.

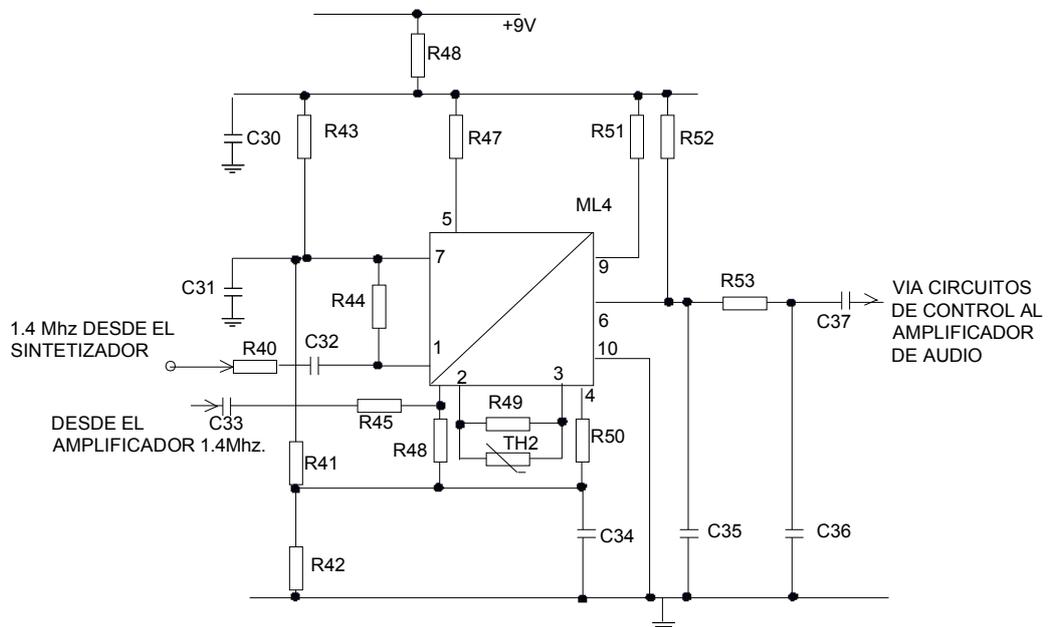


Fig.2.16 Circuito detector de SSB (banda lateral única) 719197

g) Amplificador de audio (consulte la fig. 2.17)

La señal de audio se conduce a un amplificador de audio de película gruesa por los circuitos de control vía la resistencia R56 y el condensador C39 a ML5 pin 5. La salida del amplificador se alimenta vía el control GAIN (ganancia) en el panel delantero a los tomas de audio además una salida fija que se desvía del control GAIN se alimenta a la clavija G de la toma de audio 2.

Una salida del circuito de desintonizado en el sintetizador se aplica también a la entrada del amplificador vía el condensador C38 y la resistencia R54 para indicar cuando el sintetizador está desintonizado o cuando se selecciona una frecuencia por debajo de 1 Mhz.

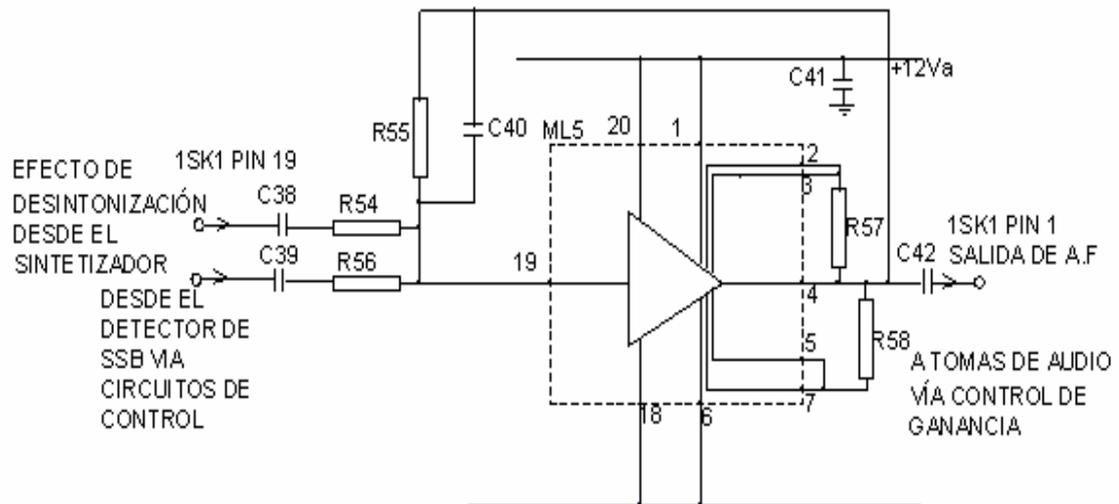


Fig.2.17 Circuito amplificador de audio 719197

C. Circuitos de control (consulte la fig. 2.18)

a) Función

La función de los circuitos de control es activar y desactivar diferentes circuitos y alterar la configuración según el modo de funcionamiento requerido, CW (ondas continuas), frecuencias vocales o TUNE (sintonización), transmisión o recepción.

b) Transmisión y recepción de frecuencias vocales

- Transmisión

Durante la transmisión de frecuencias vocales el interruptor Mode (modo) del panel delantero se coloca en USB, LSB o AM y se activa el interruptor del

micrófono (PTT) (oprimir para hablar) conectando la clavija 7 del tablero (PTT) a tierra la señal del PTT se conecta al transistor TR16 que suministra potencia al preamplificador del micrófono (Fig. 2.18).

La señal del PTT también se aplica vía el diodo D25 a la entrada del amplificador diferencial que incluyen los transistores TR11 y TR12. La salida del amplificador diferencial proporciona una señal de control TX/RX a la unidad del amplificador de potencia y conecta al transistor TR10 que activa la línea de +12 V del TX y activa los relés RLA y RLB el contacto de RLA aplica potencia a la línea de +9 V del TX y el contacto del relé RLB conecta el filtro FL2 a la entrada del amplificador de banda ancha

- Recepción

Durante la recepción de frecuencias vocales, el interruptor Mode (modo) del panel delantero se coloca en USB, LSB o AM (banda lateral superior, inferior o mod. de amplitud). No se aplica ninguna señal a las entradas de KEY, TUNE PTT o SELECT CW (tecla, sintonización, oprimir para hablar o selec. ondas continuas) en la unidad del transceptor. Los relés RLA y RLB se desactivan aplicando potencia a la línea de +9 VRX y conectando el filtro FL2 a la entrada de RX INPUT respectivamente, ML9B es retenido por la línea +9 VRX y ML9D por la salida de la clavija 11 de ML10. Estas dos compuertas análogas bilaterales conectan la salida del detector SSB (banda lateral única) a la entrada del amplificador de audio.

c) Transmisión y recepción cw (ondas continuas)

- Transmisión

Durante la transmisión de CW (ondas continuas) el interruptor Mode (modo) del panel delantero se coloca en LSB CW o USB CW (banda lateral inferior, ondas continuas o banda lateral superior ondas continuas), conectando la clavija 2 1SK1 (SELECT CW) (selec. ondas continuas) a tierra, y se opera la tecla morse conectando 1SK1 clavija 18 (KEY (tecla)) a tierra, la señal KEY (tecla) se aplica

vía los diodos D19-D17 a la entrada del amplificador diferencial y realiza la misma función que la señal PTT (oprimir para hablar) ya que conecta la unidad para la transmisión y la unidad se mantiene en la condición de transmisión cuando se suelta momentáneamente la tecla morse, por medio del funcionamiento del condensador C54 y la resistencia R77 que introducen un retardo de aproximadamente 1/2 segundo.

- Recepción

Durante la recepción CW, el interruptor Mode (modo) del panel delantero se coloca en LSB CW o USB CW (banda lateral inferior ondas continuas o banda lateral superior ondas continuas), conectando de esta forma la clavija 2 de 1SK1 (SELECT CW) a tierra. Los relés RLA y RLB se desactivan aplicando potencia a la línea +9 VRX y conectando el filtro FLS a RX INPUT (entrada de RX) respectivamente. La entrada SELECT CW se aplica al pin 9 de ML10 y hace que se desconecte ML9D y que se conecte ML9C, conectando la salida del filtro de audio a la entrada del amplificador de audio ML9B es retenido por +9 VRX y conecta la salida del detector de SSB (banda lateral única) a la entrada del filtro de audio.

d) Condición de sintonización

En la condición de sintonización, la onda portadora de 1,4 Mhz se inserta después del filtro SSB (banda lateral única) de 1,4 Mhz en donde la unidad del transceptor está en la condición de sintonización cuando el interruptor de modo se coloca en TUNE (sintonización), que conecta la clavija 3 1SK1 (TUNE (sintonización)) a tierra. La Clavija 3 se conecta a la derivación del filtro así como a los circuitos de control. La entrada de TUNE (sintonización) se aplica al amplificador diferencial que está compuesto por los transistores TR11, TR12, TR13, TR14, TR15 y la resistencia R135. El amplificador diferencial conecta la unidad en transmisión el transistor TR15 elimina el suministro de potencia al divisor de fase y la onda portadora de 1,4 Mhz se alimenta a través del condensadores C97,C94 y los

diodos D33, D32 a la etapa de amplificación el amortiguador de 1,4 Mhz que está formado por los diodos TR14 y TR13, la entrada de TUNE también ocasiona la conexión de ML9A y ML9C vía la clavija 2 de ML10, para producir un efecto local continuo de 1 Khz. desde el amplificador de audio.

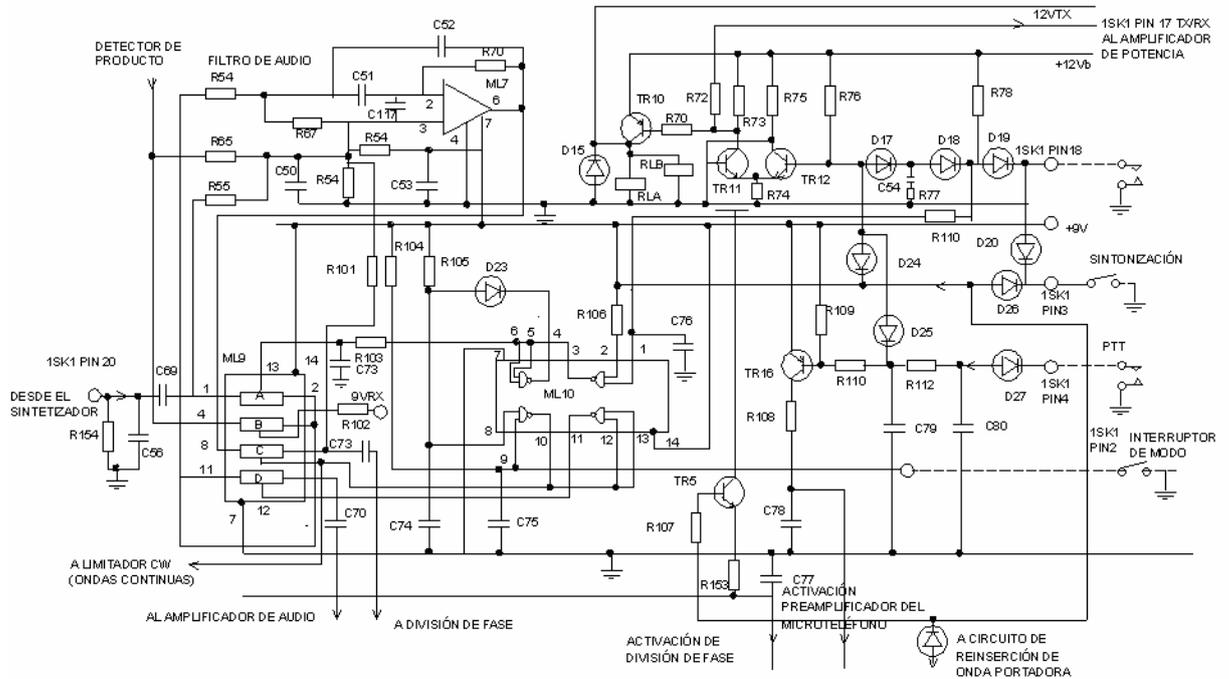


Fig.2.18 circuitos de control

D. Circuitos de suministro de potencia (consulte la fig. 2.19)

Todos los suministros de potencia para la unidad del transceptor se derivan de la entrada de +12 V de la siguiente forma,+12 Va se conecta directamente a la entrada de +12 V y alimenta al amplificador de audio, +12 Vb se alimenta de la entrada de +12 V vía el inductor L1 y se usa en los circuitos de control, +12 VTX se deriva de +12 Vb para alimentar el amplificador lineal de banda ancha. +9 V se deriva de +12 Vb por el regulador de voltaje TR1, TR2 y TR3. Una proporción de la salida de +9 V se aplica a la base de TR2 por el divisor de potencial R5, R6 y R7. La base de TR1 se mantiene a un potencial constante por D1. El amplificador ajusta la corriente de base del elemento en serie TR3 para mantener la base de TR2 al mismo potencial que la base de TR1. +9 V se alimenta a los circuitos de

control y detector de productos, +9 VRX se obtiene de +9V vía RLA cuando el transceptor está en la condición de recepción y alimenta el resto de los circuitos del receptor +9 VTX se obtiene de +9 V vía RLA cuando el transceptor está en la condición de transmisión y alimenta el resto de los circuitos del transmisor.

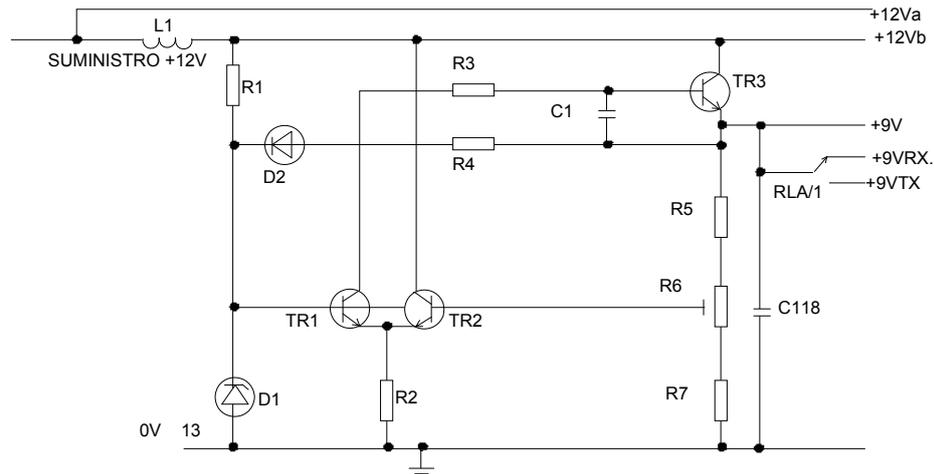


Fig.2.19 Circuito de suministros de potencia 719197

2.1.4. AMPLIFICADOR DE POTENCIA 719250 Y SUBCONJUNTO DE FILTRO

2.1.4.1. Descripción general

El subconjunto del amplificador de potencia y filtro 719250 está diseñado para el funcionamiento conjuntamente con el subconjunto del transceptor. Cuando funciona en el modo de transmisión, el amplificador de potencia proporciona una salida de radio frecuencia nominal de 10 W (potencia alta) 2,5 W (potencia baja) desde la entrada de 100 mw del transceptor. En el modo de recepción, la señal del receptor se filtra y se alimenta vía un circuito de protección a la entrada de radio frecuencia del subconjunto del transceptor. También se incluye un circuito para proteger el transceptor completo contra voltajes de polaridad invertida o excesivamente altos.

2.1.2.2. Construcción y localización

El subconjunto del amplificador de potencia y filtro está alojado en la pieza fundida en la parte trasera del equipo e incluye dos tableros de circuito impreso. El subconjunto está situado dentro de la unidad como se muestra en la Fig. 2.20.

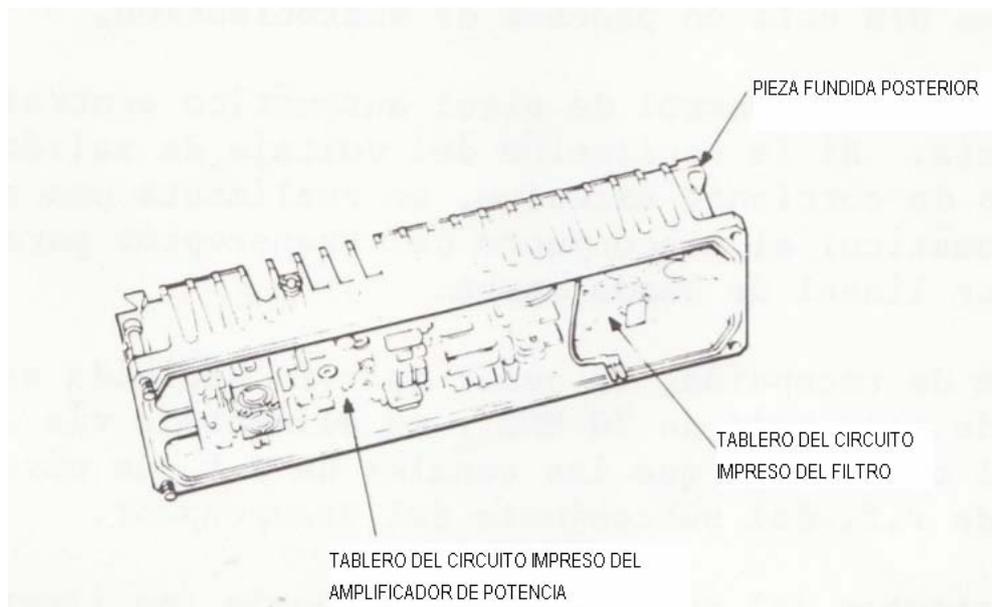


Fig.2.20 Localización del subconjunto del amplificador de potencia y tablero del filtro 719250

2.1.5. PRINCIPIO, FUNCIONAMIENTO Y DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA 719250 Y SUBCONJUNTO DE FILTRO

2.1.3.1. Transmisión

En la transmisión, la salida de 100 milivatios del subconjunto del transceptor se aplica a la entrada del amplificador de potencia. Éste es un amplificador lineal con una potencia de salida alta o baja, determinada por el interruptor de potencia del panel delantero y por el circuito de sentido de banda ancha, la salida del amplificador lineal es filtrada por el filtro de paso bajo de 30 Mhz para asegurar la

atenuación de las señales fuera de banda. La salida del filtro se aplica a la ATU (unidad de sintonización de antena) interna, o al toma de W/B (banda ancha) según la selección del circuito de sentido de banda ancha. El circuito de sensor de banda ancha controla la impedancia presentada al toma W/B (banda ancha). Si se conecta un amplificador de radio frecuencia externo o una ATU (unidad de sintonización de antena) remota, hay una resistencia presente entre la clavija central y tierra. Ésto se detecta y la salida del filtro de paso bajo de 30 Mhz se conecta al toma W/B. La conexión de un amplificador de radio frecuencia regula automáticamente el transmisor a la condición de salida de potencia baja, sin tener en cuenta la posición del interruptor POWER (potencia) en el panel delantero. La condición de potencia baja se obtiene también cuando una unidad ATU directamente conectada al toma W/B está en proceso de sintonización. Los circuitos (ALC) de control de nivel automático controlan el amplificador de potencia si la oscilación del voltaje de salida llega a ser excesiva o el consumo de corriente excesivo se realimenta una señal ALC (control de nivel automático) al subconjunto del transceptor para reducir la salida del amplificador lineal de banda ancha.

2.1.3.2. Recepción

En la condición de recepción, la señal de radio frecuencia recibida es filtrada por el filtro de paso bajo de 30 Mhz y es alimentada vía un circuito protector de diodo, el cual evita que las señales de radio frecuencia de nivel alto lleguen a la entrada de radio frecuencia del subconjunto del transceptor. Un circuito protector del suministro de potencia controla la entrada de potencia de 12 V a la unidad completa del transceptor. Si pasa de un nivel predeterminado ocurre un corto circuito que hace que se queme el fusible.

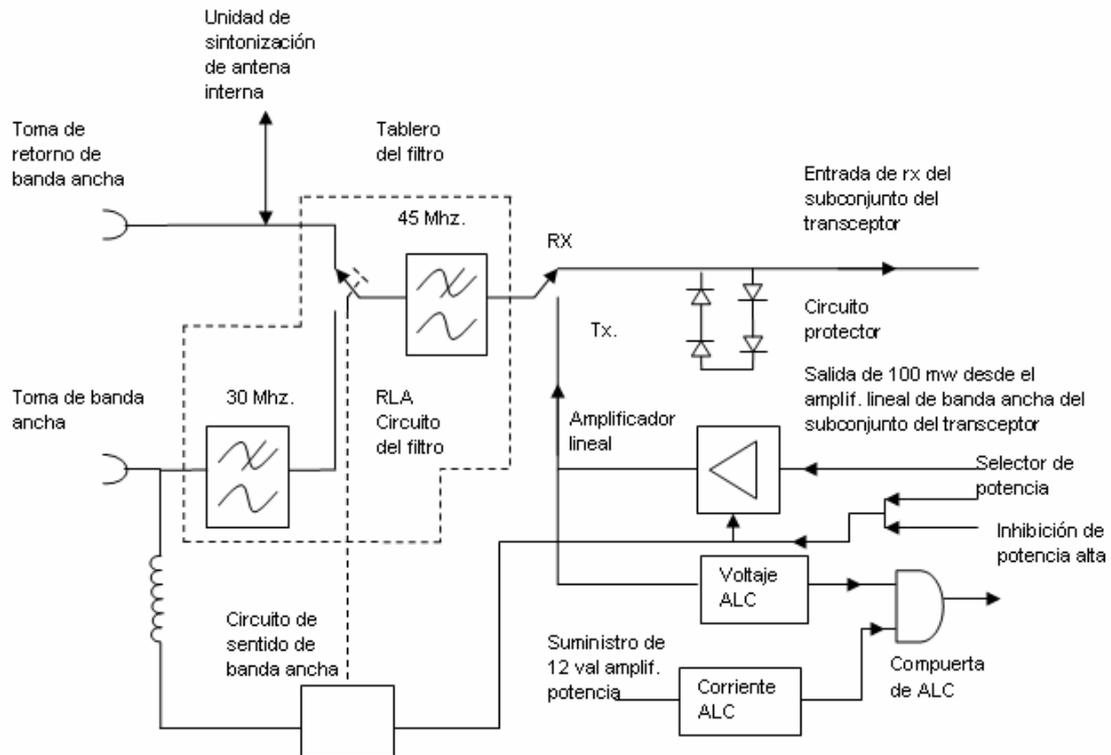


Fig.2.21. Diagrama de bloques de conjunto: subconjunto del amplificador de potencia y tablero del filtro 719250

2.1.3.3. Descripción de los circuitos internos del sub conjunto del amplificador de potencia y tablero del filtro 719250

En esta parte se describe los circuitos que forman el subconjunto del filtro y amplificador de potencia. También se describe el funcionamiento en las condiciones de transmisión y recepción como la función del circuito protector del suministro de potencia.

A. Condición de recepción

a) Filtro de paso bajo de 30 Mhz fig.2.22

La señal recibida de la unidad de sintonización de antena interna o del toma de retorno de banda ancha (W/B) se aplica vía el contacto de RLA en el tablero del

filtro al filtro de paso bajo de 30 Mhz. Ésta es una red LC que incluye las bobinas de L1, L2, L3 y los condensadores C2, C3, C4, C5, C6, diseñada para una impedancia de 50 ohmios sobre el surtido de frecuencias del equipo. Una parte del filtro permanece en circuito cuando se alimenta la señal a la salida de la ATU (unidad de sintonización de antena). El filtro completo está en el circuito cuando se usa una salida de banda ancha (W/B).

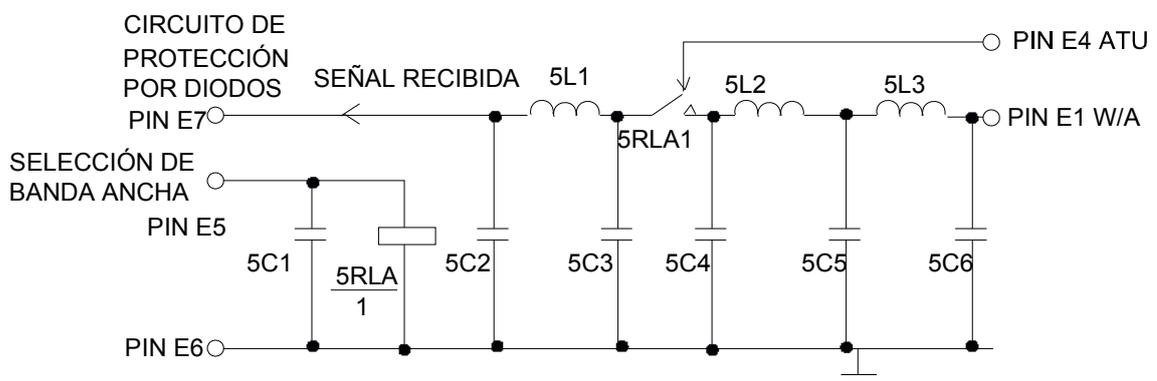


Fig.2.22. Circuito de filtro de paso bajo de 30 Mhz (condición de recepción)
719250

b) Circuito de protección por diodos (fig. 2.23)

La salida del filtro de paso bajo de 30 Mhz se aplica vía el condensador 3C11 y 3C2 más el contacto de 3RLA (tablero del amplificador de potencia) al circuito primario del transformador 3T1. Los diodos 3D2, 3D3, 3D5, 3D6 están conectados a través del circuito primario de 3T1. Si la señal del filtro excede la caída de voltaje directo combinado de los diodos 3D2 y 3D3 o 3D5 y 3D6, los diodos conducen, limitando de esta forma cualquier señal de radio frecuencia de nivel alto, la salida del circuito secundario del transformador 3T1 se alimenta a la entrada de recepción (RX INPUT) del subconjunto del transceptor, la resistencia 3R27 controla la corriente de polarización directa de los diodos 3D5 y 3D6. En la

condición de transmisión, cuando conducen, efectivamente ponen en corto el circuito primario del transformador 3T1.

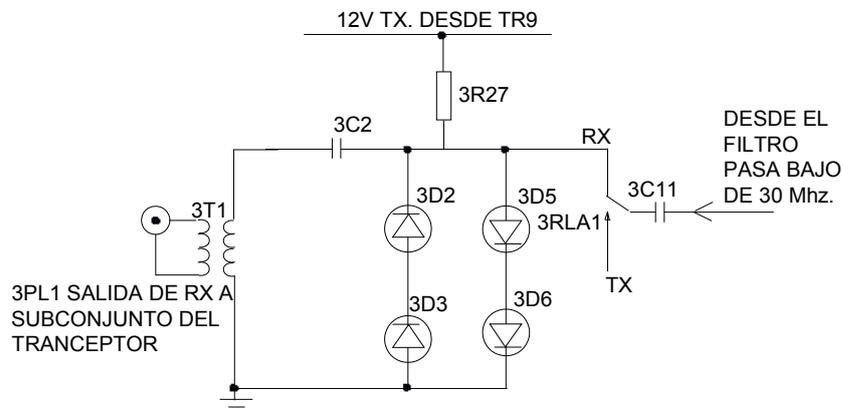


Fig.2.23. Circuito de protección por diodos 719250

B. Transmisión

a) Circuito de polarización y amplificador lineal (fig. 2.24)

La salida de 100 miliwatios del subconjunto del transceptor se aplica vía el transformador 3T2 a los transistores en contra fase 3TR3 y 3TR4, los cuales producen una potencia aproximada de 1 W en el transformador 3T3. La resistencia 3R2 y el diodo 3D4 proporcionan la polarización para los transistores 3TR3 y 3TR4, la salida del transformador 3T3 se aplica a las bases de los transistores 3TR6 y 3TR7, que impulsan los transformadores 3T4 y 3T5, la salida del amplificador lineal se toma de los circuitos secundarios de 3T4 y 3T5 vía los contactos de los relés 3RLA1 y 3RLB1. El relé 3RLA es activado por la línea de TX de 12 V, el relé 3RLB es controlado por la regulación del interruptor de potencia y el funcionamiento del circuito de selección de banda ancha de tal forma que para el funcionamiento de potencia alta, la salida del amplificador se toma de los circuitos secundarios de los transformadores 3T4 y 3T5 en serie y para el funcionamiento de potencia baja, de los circuitos secundarios del transformador 3T4 solamente, la oscilación del voltaje de salida del amplificador entre los colectores de los transistores 3TR6 y 3TR7 es controlada en el empalme de los

diodos 3D11 y 3D12 y se alimenta al circuito detector ALC (control de nivel automático) y al circuito de suministro polarizado.

El suministro polarizado para los transistores 3TR6 y 3TR7 es controlado por 3TR1 según los requisitos de impulsión de corriente, si no se aplica señal a 3TR6 y 3TR7, sus requisitos de corriente de base son pequeños cuando se aplica una señal. El voltaje de base en 3TR1 trata de bajar ocasionando la "conexión" más fuerte del transistor 3TR2, suministrando de esta forma más corriente para la polarización.

Este sistema proporciona cierto ahorro de corriente en comparación con los sistemas de polarización fija convencionales que tienen que disipar la corriente de base total en todo momento.

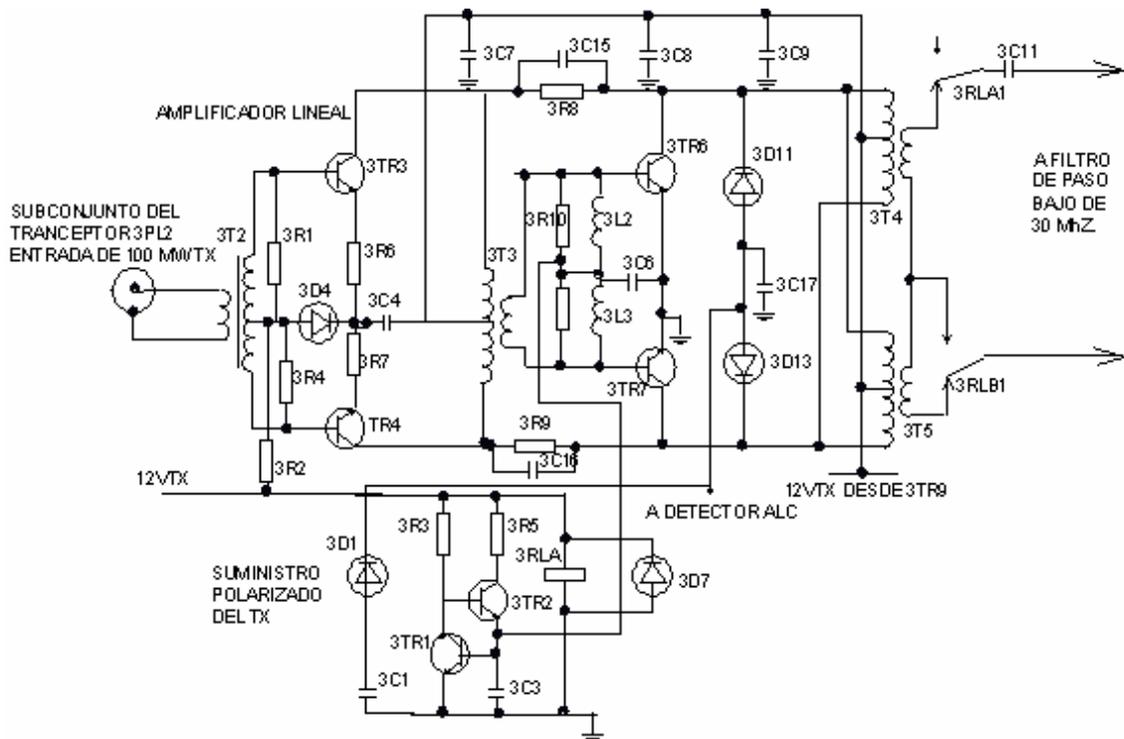


Fig. 2.24. Circuito de suministro polarizado del TX y amplificador lineal 719250

b) Filtro paso bajo de 30 Mhz (fig. 2.25)

La salida del amplificador lineal se aplica al filtro de paso bajo de 30 Mhz como se puede ver en el circuito anterior, éste es el mismo filtro empleado en la condición de recepción pero con las conexiones de entrada y salida invertidas. El contacto

de 5RLA alimenta la salida al toma de salida W/B (banda ancha) o de ATU (unidad de sintonización de antena) interna. La frecuencia de desconexión de 35 Mhz del filtro reduce la probabilidad de que el transceptor ocasione interferencia en las bandas VHF.

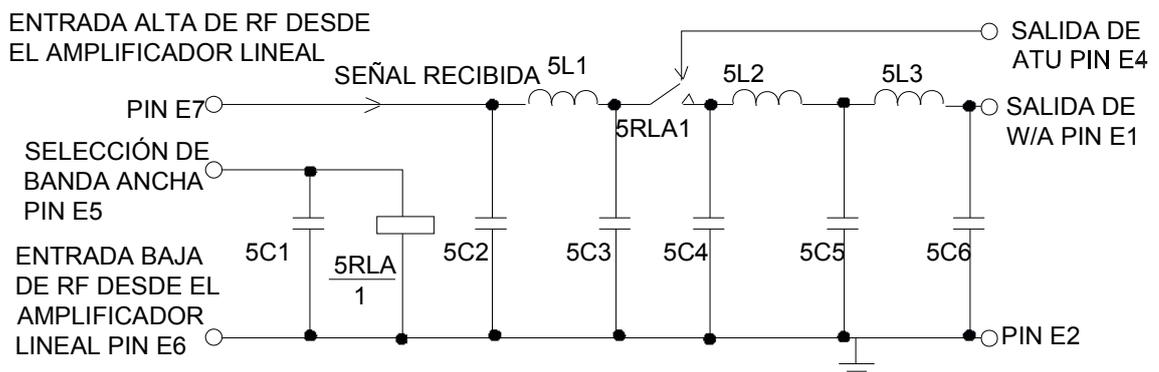


Fig. 2.25. Circuito de filtro de paso bajo de 30 Mhz (condición de transmisión)
719250

c) Detector ALC (control de nivel automático) (Fig. 2.26)

Los detectores del control de nivel automático (ALC) proporcionan una señal de control para determinar la ganancia del amplificador lineal de banda ancha, en el subconjunto del transceptor se han instalado dos circuitos detectores uno activado por las oscilaciones de voltaje de radio frecuencia y el otro por el consumo de corriente del amplificador de potencia. El detector de corriente evita el consumo excesivo de corriente del amplificador de potencia cuando está alimentando un corto circuito.

El detector de voltaje limita la oscilación cuando la ATU (unidad de sintonización de antena) está desintonizada es decir cuando el amplificador de potencia está conduciendo hacia una impedancia alta o un circuito abierto, las oscilaciones

excesivas de voltaje son detectadas vía los diodos 3D11 y 3D12. El detector de corriente mide el voltaje desarrollado a través de la resistencia 3R23, el cual es proporcional a la corriente consumida. El transistor 3TR11 proporciona polarización compensada por temperatura para el transistor 3TR12 que actúa como el elemento de medición.

Cuando el transmisor está funcionando en la condición de potencia baja, se aplican los mismos límites de oscilación de voltaje pero el límite de corriente es alterado desconectando el transistor 3TR13.

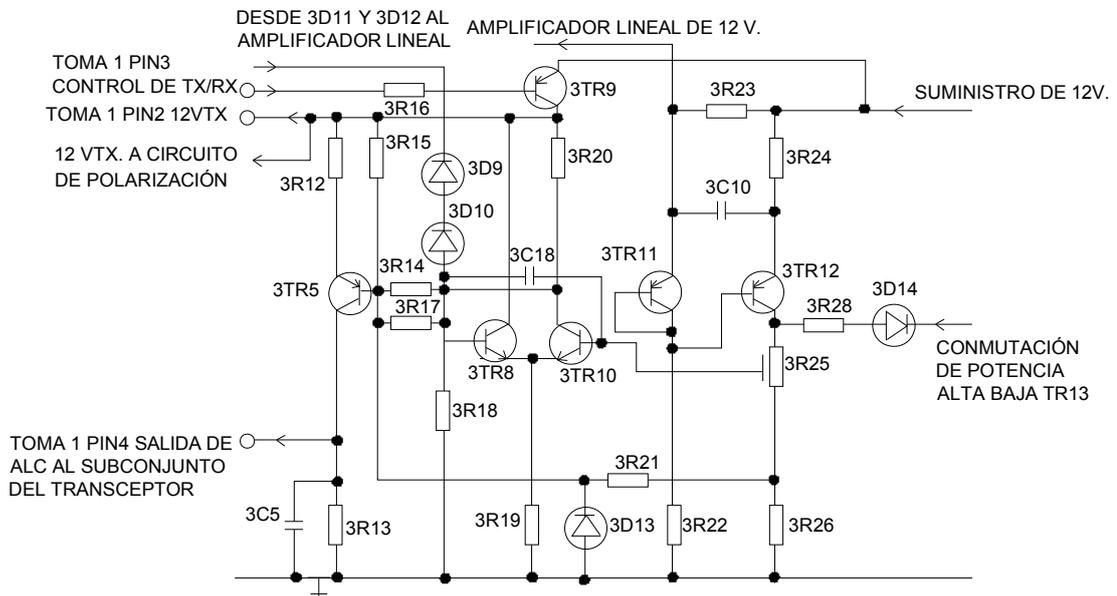


Fig. 2.26. Circuito detector de ALC (control de nivel automático) 719250

d) Selección de banda ancha (fig. 2.27)

El circuito selector de banda ancha controla la impedancia presentada en el toma de la salida W/B (banda ancha) y esta impedancia se mide a través de la bobina 3L4.

En la siguiente descripción, se supone que el interruptor POWER (potencia) del panel delantero está en la posición HP (potencia alta). Cuando está en la posición LP (potencia baja), el transistor 3TR13 está conectado y el relé 3RLB se desactiva de forma que la salida de potencia del amplificador lineal es siempre baja. Las resistencias 3R31, 3R32 y 3R33 forman un divisor de potencial. Cuando el toma

W/B (banda ancha) está en circuito abierto los transistores 3TR15 y 3TR16 tienen polaridad invertida y por lo tanto están desconectados, el diodo 3D15 protege al transistor base-emisor de 3TR15 en la condición invertida, el transistor 3TR15 mantiene al transistor 3TR14 desconectado de forma que el transistor 3TR13 esté conectado y el relé 3RLB activado.

El relé de banda ancha 5RLA en el tablero del filtro conecta la salida del filtro de 30 Mhz a la ATU (unidad de sintonización de antena) interna y el relé 3RLB conecta la salida del amplificador lineal a la configuración de potencia alta.

Si se conecta una impedancia de c.c. de menos de 3,0 kilohmios aproximadamente a través del toma W/B (banda ancha), el transistor 3TR16 se conecta de tal forma que el empalme de las resistencias 3R36 y 3R37 aumenta a 6 V aproximadamente. La base del transistor 3TR15 es arrastrada lo suficiente hacia el potencial de tierra para que se conecte el transistor, conectando de esta forma los transistores 3TR14, 3TR13.

El relé 3RLB se desconecta regulando la potencia de salida del amplificador a la potencia baja. El relé de banda ancha es activado por el transistor 3TR16 de esta manera conmutando la salida del transmisor al toma W/B (banda ancha).

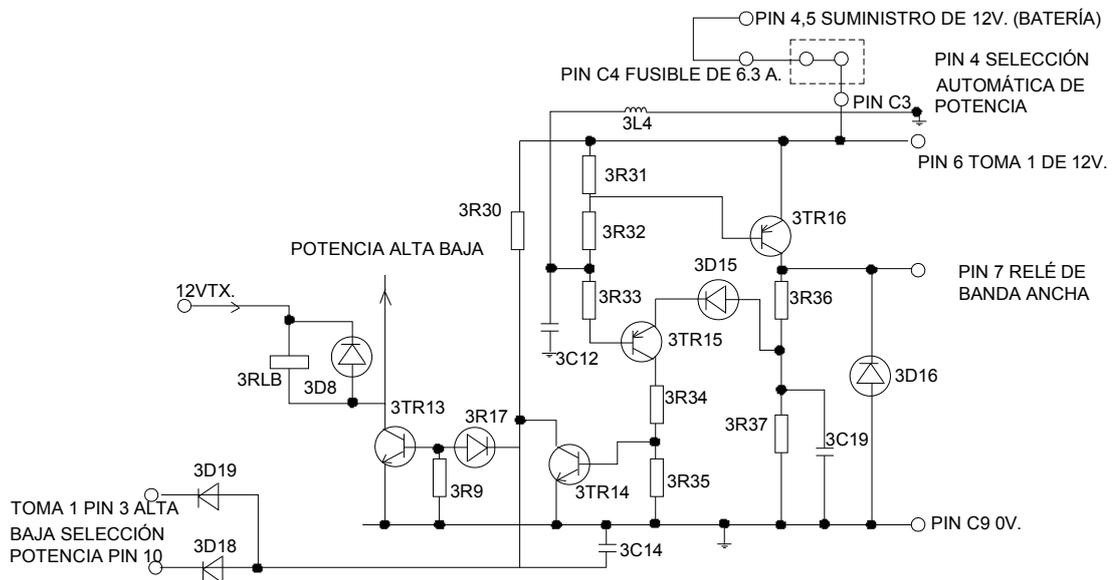


Fig. 2.27. Circuito selector de banda ancha 719250

e) Circuito protector del suministro de potencia (fig. 2.28)

El suministro de potencia del transceptor completo se alimenta vía el circuito de protección que es de 12 voltios nominal. Si el voltaje de suministro pasa de los 18 voltios se activa el límite determinado por 5D1, 5SCR1 poniendo de esta forma el suministro en corto y quemando el fusible de la línea.

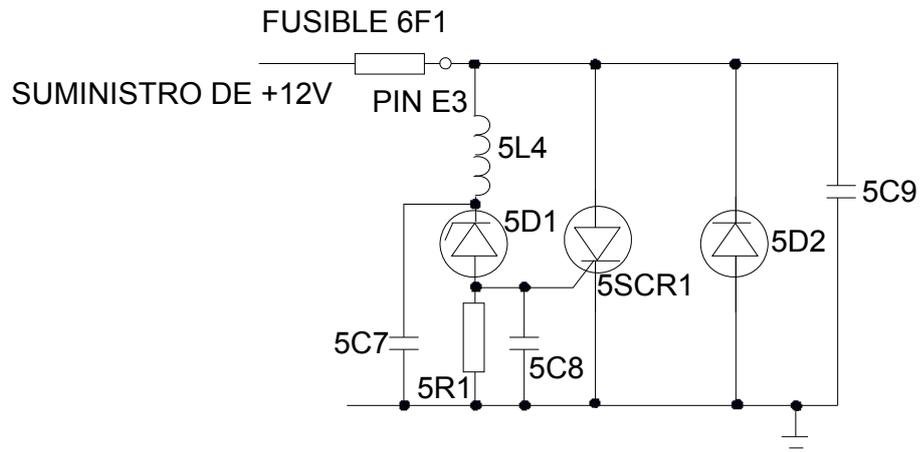


Fig. 2.28. Circuito protector del suministro de potencia 719250

2.1.4. UNIDAD DE SINTONIZACIÓN DE ANTENA (ATU) 719073 (INCLUYENDO CIRCUITO 'LED' (DIODOS EMISORES DE LUZ - 'DEL') Y MEDIDOR)

2.1.4.1. Descripción general

La unidad de sintonización de la antena (ATU) funciona en conjunto con su circuito DEL (diodos emisores de luz) y medidor asociado para sintonizar la antena según la frecuencia de funcionamiento del equipo. La ATU se sintoniza girando el botón TUNE (sintonización) del panel delantero en la dirección indicada por los diodos emisores de luz hasta que los dos diodos emisores de luz se apaguen. La sintonización precisa se logra al seguir girando el botón de TUNE para lograr la desviación máxima del medidor.

El medidor también proporciona una indicación del estado de la batería cuando el interruptor POWER (potencia) del panel delantero se coloca en HP (potencia alta) y el equipo está funcionando en el modo de recepción. El medidor hace las funciones de un medidor de intensidad de señal durante la recepción cuando se selecciona LP (potencia baja).

2.1.4.2. Descripción mecánica (consulte la fig. 2.29.)

Los componentes del circuito de diodos emisores de luz y medidor (adicionales al medidor y los diodos emisores de luz) están todos alojados en un solo tablero de circuito impreso, el cual está instalado en la ATU (unidad de sintonización de antena). El medidor con sus diodos emisores de luz integrales está montado en el panel delantero del equipo. La ATU es una inductancia de sintonización mecánica, con un condensador asociado para el funcionamiento dipolar, alojada en un bastidor plástico asegurado al panel delantero. La ATU se sintoniza variando el número de vueltas de la bobina ésto se logra devanando el alambre de la bobina en un tambor metálico conductor. La bobina y el tambor están engranados entre sí y son impulsados por medio del botón del panel delantero vía un conjunto de caja de engranajes y embrague. El embrague se acopla tirando del botón TUNE (sintonización) del panel delantero y la caja de engranajes reduce el número de vueltas requeridas del botón para lograr cualquier cambio de inductancia particular. Una polea guía es impulsada por el tambor más grande (inductancia) y activa un tope a resorte para evitar el devanado excesivo en cualquiera de los extremos de su recorrido. La tensión del cable se mantiene por medio de una carga de resorte del tambor más pequeño. Las conexiones eléctricas al inductor son por medio de escobillas fonocaptoras en ambos extremos. El conjunto completo está asegurado al panel delantero por medio de aros de retención y el tren de impulsión incorpora un acoplamiento universal ajustable para facilitar el desmontaje del conjunto.

2.1.4.3. Descripción de las diferentes etapas y sus circuitos

En la Fig. 2.29. Se proporciona un diagrama de conjunto de la unidad de sintonización de la antena. La ATU (unidad de sintonización de antena) es una inductancia variable y se conecta en las clavijas HI (alta) y LO (baja) en el tablero del circuito DEL (diodos emisores de luz) y del medidor. La conexión HI se conecta directamente al toma de la antena extensible y a través de condensadores de voltaje alto a los tomas bipolares la conexión LO (baja) conecta el subconjunto del amplificador de potencia. Dentro de la toma de la antena extensible se ha incorporado un mecanismo de interruptor de brazo móvil, los contactos del interruptor se cierran cuando se inserta una antena extensible.

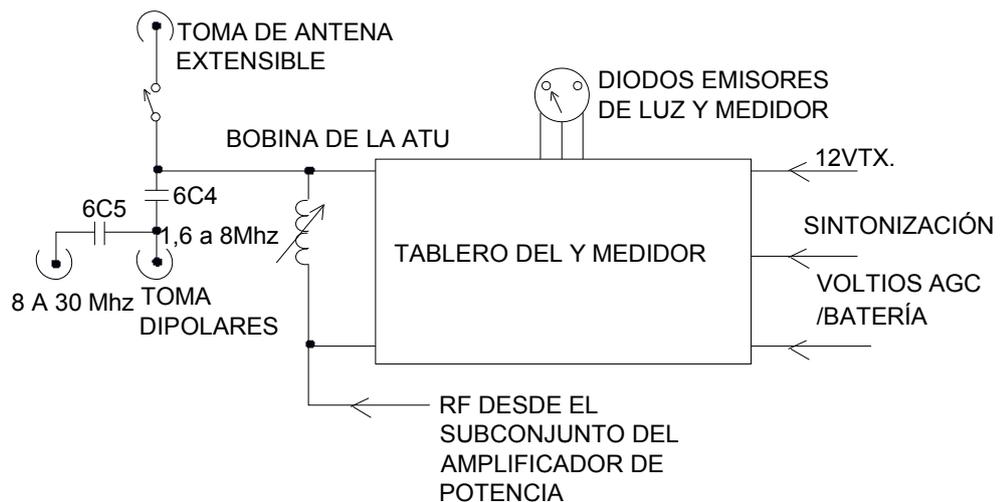


Fig. 2.29. Diagrama de conjunto: unidad de sintonización de antena 719073

La función del medidor es determinada por las entradas de 12 VTX en el tablero si no se obtienen 12 VTX, 4TR3 conduce y TR1 se mantiene desconectado por TR2 de tal forma que el medidor indicará el paso de corriente desde la entrada AGC/BATERÍA que será proporcional al voltaje AGC o al voltaje de la batería, según la posición del interruptor POWER (potencia), HP (alta potencia) o LP (baja potencia). Cuando se selecciona el modo TUNE (sintonización) o si el equipo está transmitiendo, se observará 12 VTX, esto desconecta TR3 y conecta TR1 de tal

forma que el medidor reaccione a las variaciones de voltaje en el extremo HI de la bobina de ATU.

2.1.5. SUBCONJUNTO DEL SINTETIZADOR 704710

2.1.5.1. Descripción general

El subconjunto del sintetizador es la parte del equipo que suministra todas las frecuencias requeridas por el transceptor. La frecuencia de salida principal del sintetizador se selecciona por los controles de frecuencia del panel frontal y actúa como el primer oscilador local durante la recepción o el equivalente durante la transmisión, puesto que la primera frecuencia intermedia (FI) es 35,4Mhz, la frecuencia de salida principal es 35,4Mhz más alta que la establecida por la posición de los controles de frecuencia del panel frontal y está dentro de la gama de 37Mhz a 65,3999Mhz en escalones de 100Hz. La frecuencia del segundo oscilador local es de 34Mhz o 36,8Mhz, según se haya seleccionado la banda lateral superior (o AM) o la banda lateral inferior, y convierte de la primera a la segunda FI (35,4Mhz a 1,4Mhz). Además, el sintetizador proporciona otras salidas requeridas por el transceptor a 1,4Mhz (dos señales con una separación de fase de 90°), 1khz y una alarma de fuera de enganche. El sintetizador consta de una sola placa de circuito impreso, montada en una bandeja apantallada, formando parte del transceptor completo.

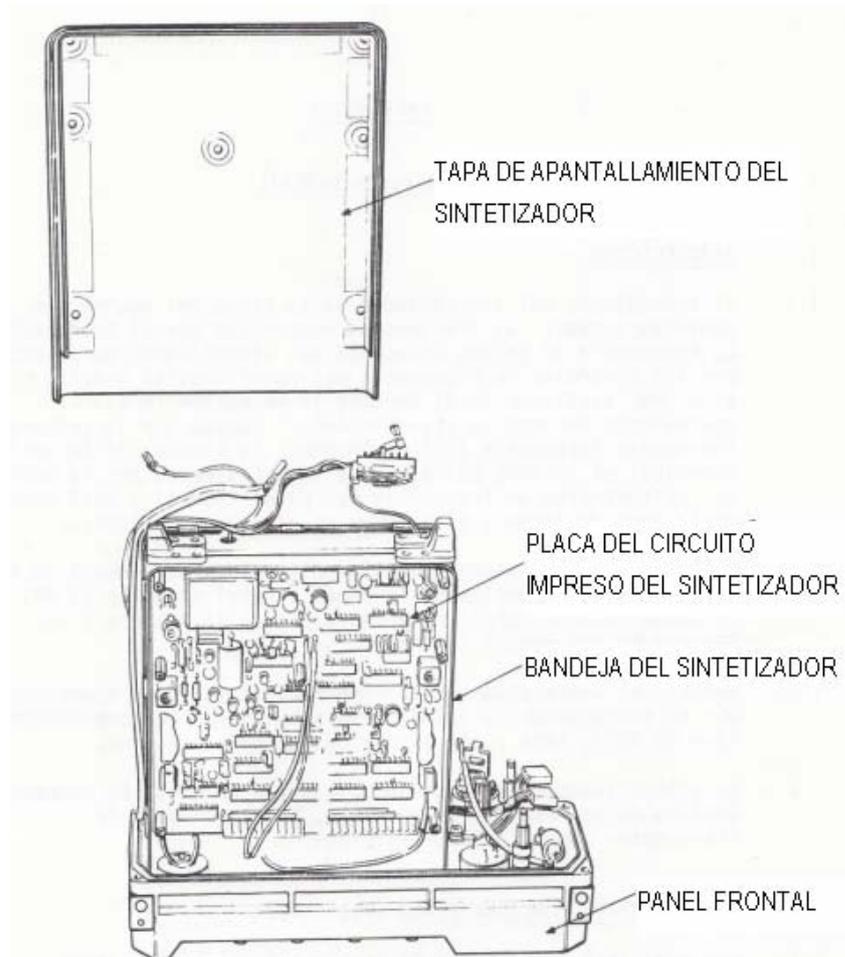


FIG. 2.30 Subconjunto del sintetizador

2.1.5.2. Principio, funcionamiento y diagrama de bloques del subconjunto del sintetizador

Los circuitos generadores de frecuencia del sintetizador comprenden una frecuencia estándar a la que están relacionadas todas las otras frecuencias, un divisor de referencia y dos bucles de enganche de fase. Los bucles de enganche de fase generan la salida principal de 37Mhz a 65,3999Mhz que depende de la posición adoptada por los controles de frecuencia del panel frontal, y también la salida de 34Mhz o 36,8Mhz, lo que depende de la posición adoptada por el conmutador de modo del panel frontal al multiplicar una frecuencia apropiada del

divisor de referencia, las salidas de frecuencia restantes a 1,4Khz y 1khz se derivan directamente del divisor de referencia.

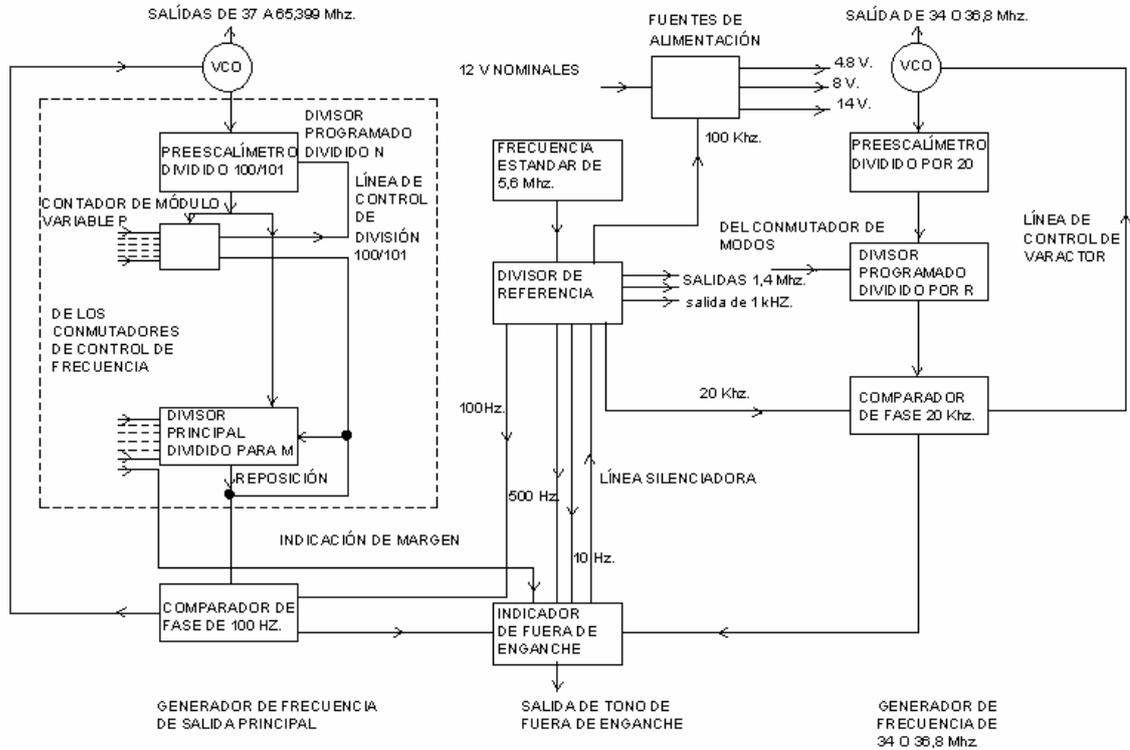


Fig. 2.30. Diagramas de bloques del sintetizador

a) Bucles de enganche de fase (ver fig. 2.31)

Un bucle de enganche de fase (PLL) es un bucle servo regulador electrónico en el que la frecuencia de un oscilador controlado a voltaje (VCO) está relacionada a un múltiplo de una frecuencia de referencia. Normalmente la frecuencia F del VCO se divide por una relación N que puede ser controlada por los conmutadores de selección de canal para dar una frecuencia F/N la cual es alimentada junto con la frecuencia de referencia a un comparador de fase. Éste compara la frecuencia y fase relativa de estas dos entradas y da un voltaje de salida que controla el VCO reduciendo así a cero el error de frecuencia y minimizando la diferencia de fase. Con la aplicación de esta realimentación la frecuencia del VCO es igual a N veces la frecuencia de referencia.

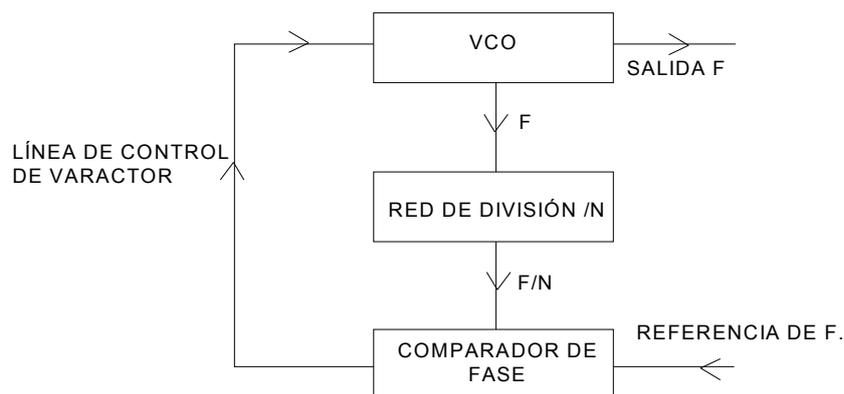


Fig. 2.31. Bucles de enganche de fase

b) Generador de la frecuencia de salida principal

Este bucle de enganche de fase genera una frecuencia entre 37Mhz y 65,3999Mhz en escalones de 100Hz seleccionados por los conmutadores de frecuencia del panel frontal. Es decir que la frecuencia requerida es siempre un múltiplo exacto de 100Hz por lo que se hace que sea la frecuencia de comparación de fase. La relación de división del divisor programado N es igual a la frecuencia deseada del VCO dividida por 100Hz.

c) Oscilador controlado a voltaje (VCO)

El oscilador controlado a voltaje (VCO) genera la frecuencia de salida requerida en el margen de 37Mhz a 65,3999Mhz controlada por el voltaje derivado del comparador de fase. El VCO tiene dos salidas separadas una de las cuales es alimentada al preescalímetro y la otra al subconjunto del transceptor.

d) Divisor programado

Este divide la frecuencia del VCO por 'N'. Para minimizar el consumo de corriente de la batería se utilizan principalmente circuitos integrados CMOS en el divisor

programado. Los mismos tienen un consumo de potencia extremadamente bajo pero con la desventaja de que no funcionan a muy altas velocidades, para superar esto se utiliza un preescalímetro como parte del divisor programado para disminuir la frecuencia y poder activar los circuitos CMOS de un modo seguro. Normalmente el uso de un preescalímetro sencillo reduce la frecuencia de referencia en la misma relación que la relación de división del preescalímetro. Por consiguiente es necesario utilizar un preescalímetro de módulo variable para resolver este problema.

e) Preescalímetro de módulo variable (fig. 2.32)

El preescalímetro, contador de módulo variable y el divisor principal forman juntos el divisor programado que tiene una relación de división global de N , el preescalímetro reduce la frecuencia del VCO al margen requerido por el divisor principal la cual tiene una relación de división de 100 o 101 que es seleccionada por la salida de la etapa siguiente, el contador de módulo variable. Por esta razón se denomina preescalímetro de módulo variable.

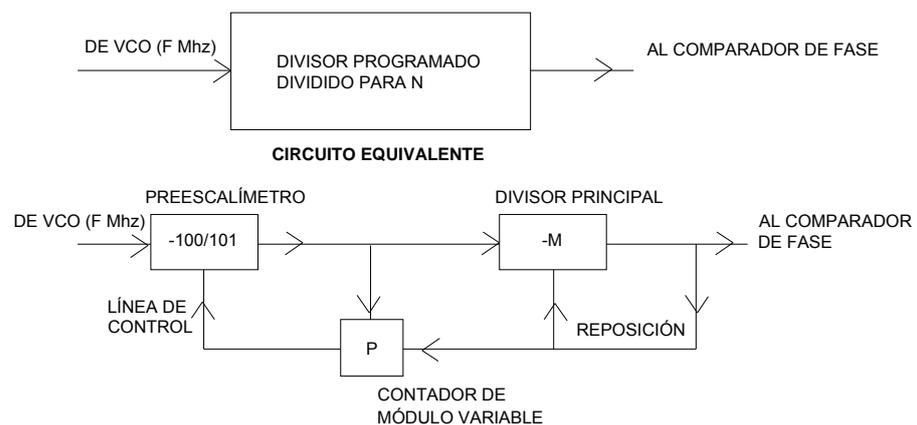


Fig. 2.32. Preescalímetro

f) Contador de módulo variable

El contador de módulo variable es prefijado a un número P por los conmutadores del panel frontal de 100Hz y 1Khz. El contador recibe impulsos del preescalímetro y los cuenta en orden descendente, desde P hasta llegar a cero, en que suministra una señal de salida para conmutar la relación de división del preescalímetro. El contador permanece en cero hasta recibir un impulso de carga de la etapa siguiente, el divisor principal, que reajusta el contador a P.

g) Divisor principal

El divisor principal es puesto para dividir por un número M por los conmutadores de 10khz, 100khz, 1khz y 10Mhz del panel frontal. La salida del divisor es alimentada a la etapa siguiente, el comparador de fase y a las entradas de reposición del contador de módulo variable y del divisor principal.

h) Comparador de fase

El comparador de fase compara la fase y frecuencia de la salida del divisor principal con la salida de 100Hz del divisor de referencia se produce una tensión de salida que controla al VCO reduciendo así a cero el error de frecuencia y minimizando la diferencia de fase.

i) Detector de fuera de margen

Cuando los conmutadores de selección de frecuencia son puestos a menos de 1Mhz, este circuito activa la señal de fuera de enganche y silencia también las señales de 1,4Mhz para evitar la transmisión.

j) Generador de frecuencia de 34/36,8Mhz

El generador de frecuencia de 34/36,8Mhz proporciona una salida de 34Mhz o 36,8Mhz para la unidad del transceptor. La frecuencia de salida es determinada

por el modo seleccionado. Para LSB la frecuencia es 36,8Mhz, para USB 34Mhz y para AM 34Mhz, el conmutador de Modo pone un divisor programado a una relación de división que suministra una frecuencia de 20khz cuando la frecuencia de salida del VCO es correcta. La fase de esta frecuencia es comparada con la de una frecuencia de referencia de 20khz para suministrar una tensión que controla la frecuencia de salida de un modo semejante al del generador de frecuencia principal.

k) Oscilador controlado a voltaje (VCO)

El oscilador controlado a voltaje (VCO) genera la frecuencia de salida requerida 34 o 36,8Mhz, utilizando para ello el voltaje derivado del comparador de fase. El VCO tiene dos salidas, una de las cuales es alimentada a la etapa siguiente y la otra al subconjunto del transceptor.

l) Preescalímetro y divisor programado

Puesto que las dos frecuencias deseadas 34Mhz y 36,8Mhz son múltiplos de 400khz no es necesario emplear un preescalímetro de módulo variable como se hace en el bucle principal. Sin embargo se necesita un preescalímetro que en este caso es un divisor por veinte fijo. El divisor programado es más sencillo que el requerido para el bucle principal y su salida en enganche es de $400\text{khz} + 20 = 20\text{khz}$ que es por tanto la frecuencia de referencia requerida.

m) Preescalímetro

El preescalímetro disminuye la frecuencia del VCO al margen requerido por el divisor programado. Tiene una relación de división de 20.

n) Divisor programado

Este circuito divide la frecuencia de salida del preescalímetro por un número R que es fijado por el conmutador de Modo del panel frontal si se selecciona USB o AM, R es 85 pero si se selecciona LSB, R es 92. La relación de división global es tal que si la salida del VCO corresponde a la frecuencia requerida se obtiene una señal de 20khz de la salida del divisor programado.

o) Comparador de fase

El comparador de fase compara la fase y frecuencia de la salida del divisor programado con la salida de 20khz del divisor de referencia. Se genera una tensión de salida que controla el VCO reduciendo así a cero el error de frecuencia y minimizando la diferencia de fase. Este circuito suministra asimismo una indicación de fuera de enganche para avisar al operador si ocurriera alguna avería.

p) Generador de frecuencia de referencia

El generador de frecuencia de referencia suministra salidas a varias frecuencias derivadas de una sola referencia como sigue:

1. Dos salidas de 1,4Mhz, utilizadas en la unidad del transceptor.
2. Salida de 100khz, utilizada en la fuente de alimentación del sintetizador.
3. Salida de 20khz, utilizada en el comparador de fase de 34/36,8MHz
4. Salida de 1khz, utilizada en la unidad del transceptor.
5. Salida de 500Hz, utilizada en el circuito de fuera de enganche.
6. Salida de 100Hz, utilizada en el comparador de fase principal.
7. Salida de 10Hz, utilizada en el circuito de fuera de enganche.

q) Oscilador de cristal de temperatura compensada (TCXO)

El oscilador de cristal de temperatura compensada (TCXO) suministra la frecuencia de referencia de 5,6Mhz de la que se derivan todas las demás frecuencias. Consiste de un oscilador de cristal con circuitos adicionales de compensación para garantizar que la frecuencia permanece perceptivamente constante en un margen amplio de temperaturas.

r) Divisor de referencia

El divisor de referencia comprende una cadena de divisores de frecuencia de los que se toman salidas a las frecuencias requeridas para excitar los diversos circuitos y en particular para suministrar las frecuencias de referencia para los dos bucles de enganche de fase.

s) Circuito de fuera de enganche

Asociado con el comparador de fase de cada bucle de enganche de fase hay un detector de fuera de enganche que determina si el bucle está enganchado (sincronizado). Las salidas de estos detectores se suman dando una alarma audible de un tono interrumpido al operador cuando uno o ambos bucles están fuera de enganche. Esto ocurre normalmente sólo en caso de avería, aunque el tono de alarma puede escucharse momentáneamente al conectar el equipo o al cambiar de canal.

t) Silenciador de fuera de enganche

Si uno o ambos bucles están fuera de enganche las salidas de 1,4Mhz son ambas silenciadas para evitar la transmisión accidental de una frecuencia incorrecta.

u) Fuente de alimentación

Las fuentes de alimentación del sintetizador se derivan de la batería que tiene una salida nominal de 12 voltios. Un regulador de circuito integrado convencional proporciona una fuente de 8 voltios y un regulador lineal da 4,8 voltios. Mediante un circuito troceador y un doblador de tensión se obtiene una fuente de 14 voltios. De la salida de 8 voltios el circuito troceador da una onda rectangular y el doblador la rectifica para producir la salida de 14 voltios.

2.1.5.3. Descripción de los circuitos internos del subconjunto del sintetizador

Los circuitos del sintetizador están contenidos en una placa de circuito impreso. Para facilitar la descripción los circuitos se consideran en diversas secciones con algunas secciones subdivididas en etapas, como se indica a continuación.

1. Frecuencia estándar y divisor de referencia
2. Generador de frecuencia principal
 - Oscilador controlado a voltaje (VCO) y amplificador de RF.
 - Preescalímetro
 - Contador de módulo variable y divisor principal.
 - Comparador de fase y circuito de fuera de enganche.
- 3.- Generador de frecuencia de 34/36,8Mhz
 - Oscilador controlado a voltaje (VCO) y amplificador de RF.
 - Preescalímetro
 - Divisor programado
 - Comparador de fase
- 4.- Circuito de fuera de enganche

a) Niveles lógicos

En el sintetizador se utilizan tres tipos de circuitos lógicos como son los CMOS (Semiconductor de óxido metálico complementario), LS TTL (Lógica transistor de Schottky de baja potencia) y ECL (Lógica de emisor acoplado).

Líneas de tensión

Las líneas de tensión están designadas 'A', 'B' y 'C'. La línea 'A' es 4,8V, la 'B' es 8V y la 'C' es 14V.

1. Frecuencia estándar y divisor de referencia (fig. 2.33)

En el sintetizador, todas las frecuencias están sincronizadas a la frecuencia estándar del oscilador de cristal de temperatura compensada (TCXO) 5,6Mhz. Es un módulo sellado que no es susceptible de mantenimiento contiene un oscilador de cristal a 5,6Mhz y circuitos de compensación que garantizan que la frecuencia permanezca perceptiblemente constante sobre el margen completo de temperaturas de funcionamiento del equipo. El resistor 2R51 es una subida para la salida de colector abierto y 2R49 es el control de ajuste de frecuencia fino permitiendo establecer el estándar con toda precisión y compensar cualquier tipo de envejecimiento. La salida que es aproximadamente una onda cuadrada y tiene una frecuencia de 5,6Mhz se obtiene en BTP13, 2ML20 es un divisor por cuatro que proporciona dos salidas a 1,4Mhz con una diferencia de fase de 90 requeridas por el transceptor. Estas salidas están aplicadas a las puertas G12 y G13, si se activa el circuito de fuera de enganche se aplica una señal silenciadora a G12 y G13 para inhibir las salidas de 1,4Mhz al subconjunto del transceptor, esto garantiza que en el estado de fuera de enganche el transceptor no pueda ser activado accidentalmente en la frecuencia indebida puesto que 2ML20 es LS TTL y 2ML23 es CMOS. Es necesario utilizar la puerta lógica G15 como amplificador para convertir del nivel de salida lógica al nivel de entrada CMOS, la entrada es polarizada por 2R56 y acoplada a la salida de 2ML20 por 2C43. La red de división formada por 2ML23, 2ML24, 2ML12B y 2ML25 divide la señal de 1,4Mhz de BTP14 para producir las diversas frecuencias relacionadas abajo 2ML23, está diseñado como un divisor por diez pero G16 está conectada para interrumpir la secuencia del conteo de modo que en realidad divide por siete.

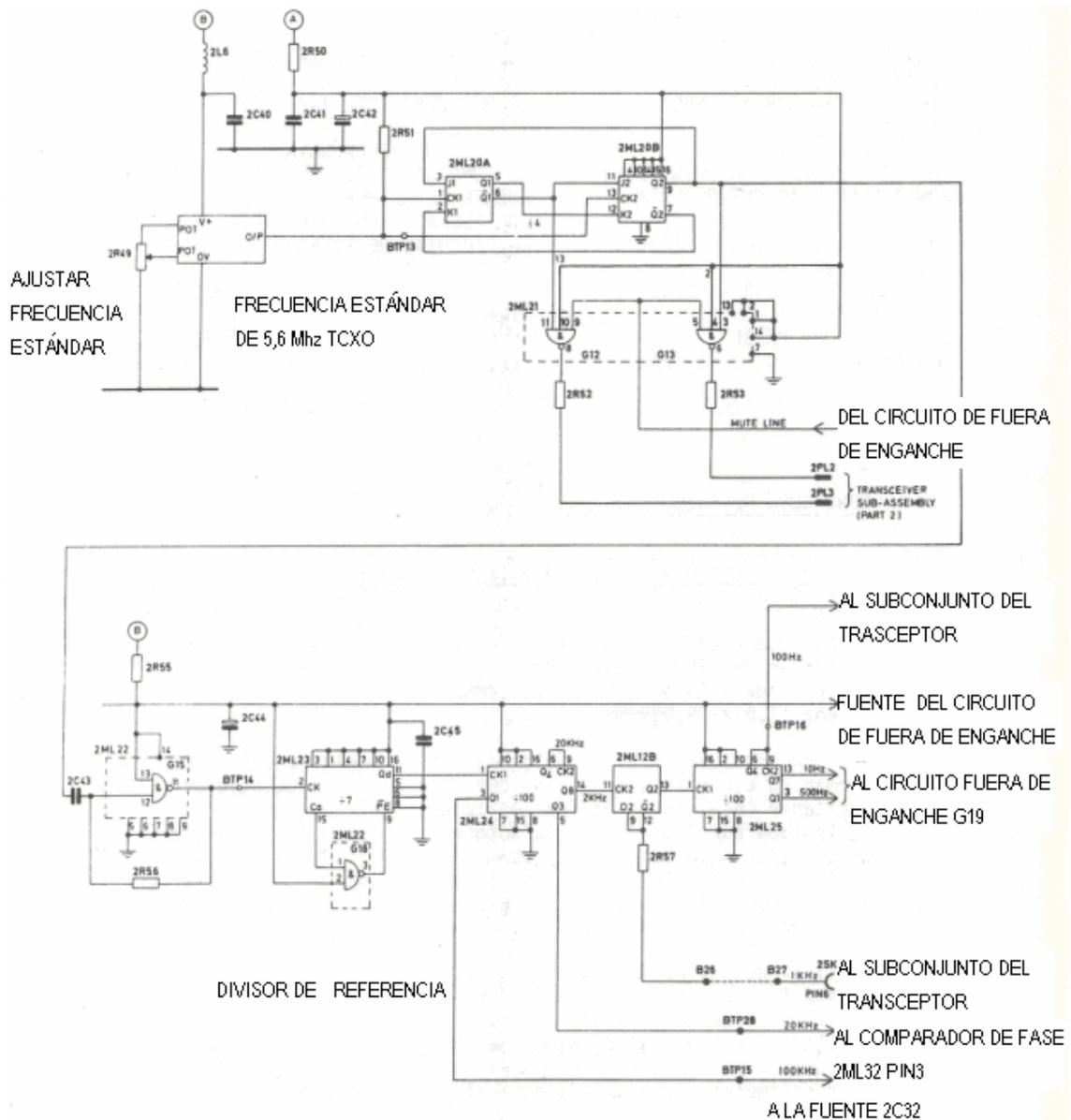


Fig. 2.33 Circuito del divisor de referencia y frecuencia estándar 719198

2. Generador de frecuencia principal

- Oscilador controlado a voltaje (vco) y amplificador de radio frecuencia (fig. 2.34)

El oscilador controlado a voltaje (VCO) genera una salida en el margen de 37Mhz a 65,3999Mhz para el transceptor, ésta corresponde a la primera FI (35,4Mhz)

más la frecuencia de la antena (1,6 a 29,9999Mhz). El inductor 2L1 y los diodos de capacidad variable 2D1 y 2D2 forman un circuito sintonizado que con 2TR2 constituye un oscilador Colpitts. La frecuencia del oscilador está controlada por los diodos (varactores) de capacidad variable controlados a voltaje 2D1 y 2D2 la capacidad de los diodos varía con la tensión de c.c. en la patilla B2 alimentada desde el comparador de fase patilla B1 variando con ello la frecuencia del oscilador, el nivel de salida del oscilador está determinado por 2R6 que ajusta la corriente de c.c. a través de 2TR2. El margen de seguimiento del oscilador es fijado por 2L1, la salida del oscilador se toma del drenador de 2TR2 al amplificador de RF 2ML. Este circuito proporciona un reloj para el preescalímetro y una salida para el transceptor por el transformador 2T1, el transistor 2TR3 proporciona una fuente de corriente para 2TR2 y el transistor 2TR1 da inmunidad de ruido al circuito.

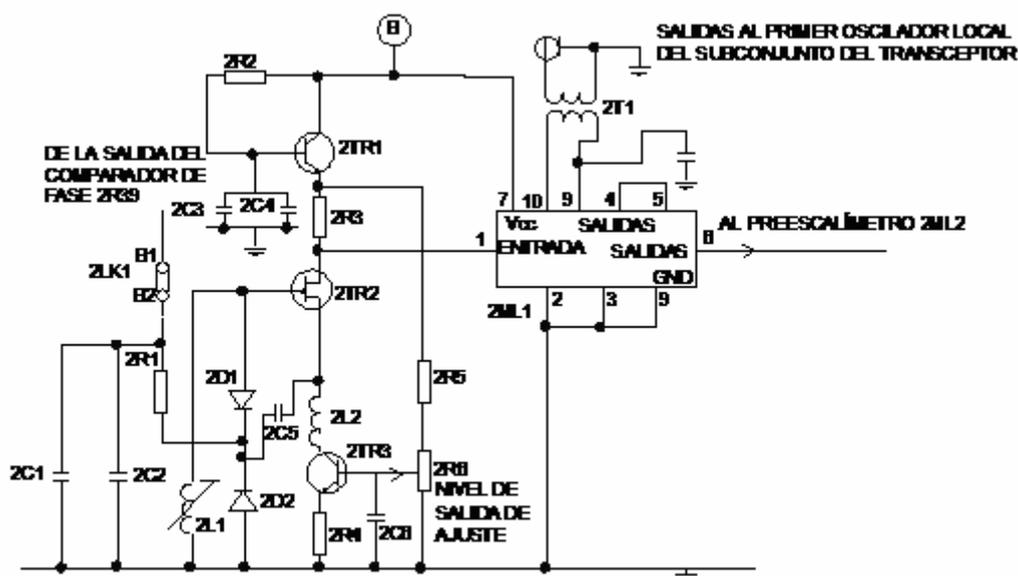


Fig. 2.34 Circuito del oscilador controlado a voltaje y amplificador de radio frecuencia (Generador de frecuencia de salida principal) 719198

- Preescalímetro (Fig. 2.35)

El preescalímetro es un divisor de módulo variable que reduce la frecuencia del VCO al margen requerido por el divisor principal, se utiliza una salida del amplificador de RF 2ML1 para cronometrar 2ML2 que en unión con 2ML3 forma el preescalímetro. El preescalímetro divide la frecuencia del VCO por 101, si la tensión en la patilla 2 de 2ML2 es baja y por 100 si la tensión en la patilla 2 es alta. 2ML2 es un divisor de lógica de emisor acoplado (ECL) con una salida de colector abierto que requiere un resistor de subida 2R8, este dispositivo divide por 11 cuando ambas entradas prefijadas (patillas 2 y 3) son bajas y por 10 cuando una o ambas entradas prefijadas son altas. 2ML3 es un circuito de divisor por diez Schottky, de baja potencia convencional.

Cuando la patilla 2 de 2ML2 es áalta este dispositivo divide por 10 independientemente del estado de la otra entrada prefijada (patilla 3), por tanto se obtiene una relación de división total de 100 del preescalímetro cuando la patilla 2 de 2ML2 es baja. El dispositivo divide por 10 cuando la otra entrada prefijada (patilla 3) es alta o sea cuando no hay presente ninguna salida portadora en 2ML3 patilla 12, cuando la patilla 3 de 2ML2 es baja, es decir que hay presente una salida portadora en la patilla 12 de 2ML2, el dispositivo divide por 11 por lo tanto 2ML2 divide por 10 durante 9 períodos de reloj de 2ML3 y por 11 durante un período de reloj de modo que el preescalímetro proporciona una relación de división total de 101 $((9 \times 10) + (1 \times 11) = 101)$. Si es necesario convertir de nivel de salida Schottky de baja potencia (2ML3, patilla 12) a nivel de entrada de ECL (2ML2, patilla 3), entonces se incluye el divisor de potencial 2R9 y 2R10. Análogamente se dispone de 2R11, 2R14 y M para convertir de nivel de salida CMOS (G2) a nivel de entrada ECL (2ML2, patilla 2).

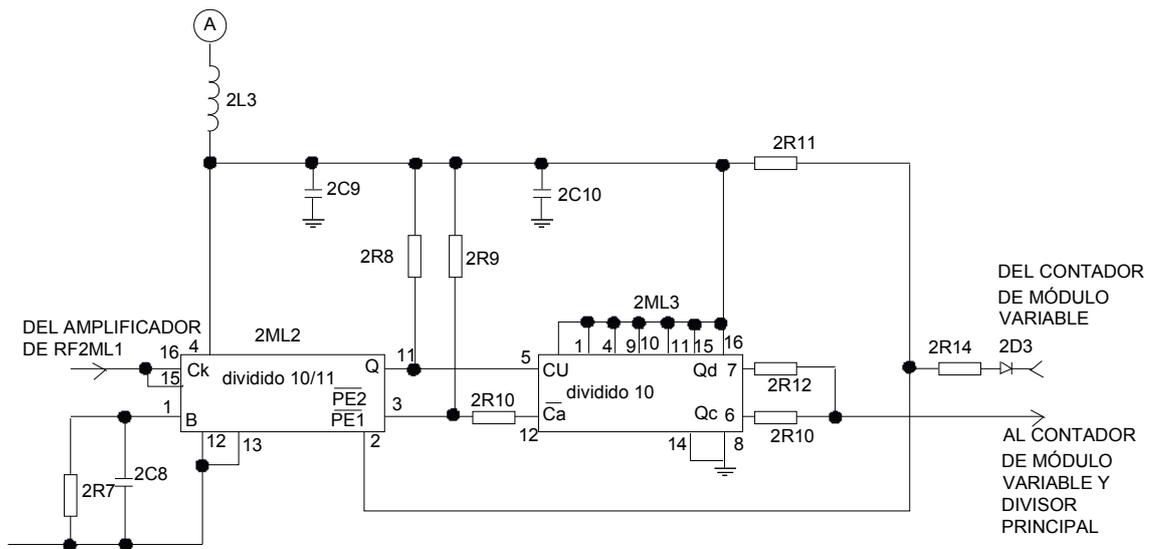


Fig. 2.35 Circuito del preescalímetro (Generador de frecuencia de salida principal)
719198

- Contador de módulo variable y divisor principal

La red de división formada por el contador de módulo variable y divisor principal comprende seis contadores descendentes 2ML4, 2ML7, 2ML8, 2ML10, 2ML13 y 2ML15; todos los contadores están conectados para dividir por diez, los conmutadores 1S1a y 2S2a a 2S6a proporcionan bien una conexión a tierra o un circuito abierto para las entradas de datos de 2ML4, 2ML7, 2ML8, 2ML10, 2ML13 y 2ML15 respectivamente, por lo tanto se requiere una resistencia de subida para cada entrada 2ML6 y 2ML11.

Estos datos de entrada son transferidos a la salida cuando se aplica un impulso de carga. El código de conmutación es decimal codificado en binario (BCD) para 1S1a a 2S5a, la relación de división del divisor programado cuando se ponen a cero los conmutadores de 100Hz y 1kHz es la frecuencia de VCO requerida dividida por 100.

Por ejemplo, para una puesta de conmutador de 2,000Mhz la frecuencia de VCO requerida es 37,4Mhz y la relación de división es 374 000,

a) Contador de módulo variable

El contador de módulo variable forma parte del divisor programable y comprende 2ML4, 2ML7, G2 y G3, la función del contador de módulo variable es ordenar al preescalímetro que divida por 101 mientras cuenta el número P y por 100 de allí en adelante. Cuando el divisor programado ha completado su secuencia se reajusta y repite el proceso, la salida de 2ML3 es alimentada por las resistencias 2R12 y 2R13 a G1 que está polarizada por 2R15 como amplificador de reloj para convertir nivel de salida schottky de baja potencia a nivel de entrada CMOS. 1S1a y 2S2a son conmutadores BCD y 2ML4 y 2ML7 son contadores descendentes de dividir por diez.

Cuando se aplica un impulso '1' de 'carga' a 2ML4, pin 1, y 2ML7, pin 1, al comienzo de una secuencia de conteo, los datos en las entradas son cargados en el contador y aparecen en las salidas correspondientes (éstos son los datos de BCD de los conmutadores de 100Hz y 1kHz que corresponde a P, 2ML7 pin 7 (EJECUCIÓN) es puesto a '1' (a menos que P sea cargado = 0: es decir, ambos conmutadores de 100Hz y 1kHz son puestos a cero en cuyo caso el preescalímetro divide por 100 constantemente) y por tanto ordena al preescalímetro por G2, M, 3R14 y 2R11 que divida por 101. Los contadores son cronometrados entonces desde P hasta que alcanzan el estado cero en que la salida de EJECUCIÓN (pin 7) de 2ML7, Inhibe G3, lo que evita la cronometración anterior del contador de módulo variable hasta aplicar un impulso de carga para empezar una nueva secuencia de conteo. La señal de ejecución ordena también al preescalímetro que divida por 100. La salida de G1 se utiliza también para cronometrar el divisor principal.

b) Divisor principal

La función del divisor principal es dividir la frecuencia de salida del preescalímetro por el número M, ésto se consigue contando hacia abajo desde un número cargado en 2ML8, 2ML10, 2ML13 y 2ML15 (por los conmutadores 2S3a a 2S6a) hasta otro número fijo de modo que la diferencia entre ambos números sea M,

cada vez que se alcanza este número, se carga el circuito poniendo los contadores en el código establecido en los conmutadores. Cada vez que se carga el circuito se produce un impulso de salida, dando un impulso por cada M impulsos recibidos o sea una relación de división igual a M. La relación de división puede ser alterada cambiando las posiciones de los conmutadores de selección de frecuencia. El efecto total del preescalímetro contador de módulo variable y del divisor principal es dividir por N la frecuencia de salida de VCO.

- Desplazamiento de frecuencia del divisor programado

La frecuencia de salida de VCO es igual a la frecuencia de la antena más 35,4Mhz. Se requiere pues un desplazamiento de frecuencia de 35,4Mhz, el número fijo no es cero cuando los conmutadores están puestos por ejemplo, a 2Mhz, la frecuencia de salida de VCO es 37,4Mhz la frecuencia. En BTP3 es por tanto 374Khz puesto que el preescalímetro divide por 100 y como la frecuencia de comparación de fase es 100Hz el divisor principal debe dividir la frecuencia en BTP3 por 3740 para esta posición particular del conmutador puesto que el número 1200 ha sido cargado en el divisor principal, siendo el código para 2,000Mhz (con la información de 100Hz y 1khz alimentada al contador de módulo variable), es naturalmente imposible contar 3740 impulsos, contando de 1200 a cero. Por lo tanto es necesario introducir un desplazamiento de 4000 a la cuenta cargada. Como 2ML13 está conectado para dividir por 10 y 2ML8 y 2ML10 dividen cada uno por 10 se consigue este desplazamiento. Cargando 4 en 2ML15 se carga 5 y se detecta una cuenta de 1 en lugar de cargar 4 y detectar 0 pero esto no afecta la cuenta.

- Reconocimiento del contador

Debido al desplazamiento de frecuencia, cuando se selecciona 2Mhz, el número realmente cargado es $1200 + 4000 = 5200$. Se ha demostrado que M necesita ser 3740 a 2Mhz, así que el número en que se completa la secuencia de conteo y se recarga el divisor principal que hay que reconocer es $5200 - 3740 = 1460$. Sin

embargo se pierden dos impulsos de reloj durante el proceso de recarga de modo que el número actualmente detectado es 1462. Este número se detecta en las puertas G4 y G5, que forman juntas una puerta NO-0 de diez entradas. Puesto que todos los divisores son contadores descendentes, el número puede reconocerse detectando sólo '0's en las salidas de 2ML8, 2ML10, 2ML13 y 2ML15 equivalentes a 1462.

- Secuencia de carga

Las salidas de 2ML8, 2ML10, 2ML13 y 2ML15 relacionadas arriba son llevadas a las puertas G4 y G5, que forman juntas una puerta NO-0 de diez entradas, al contar 1462 todas estas salidas son '0', de modo que la salida de G4 es '1' y esto es cronometrada en el enganche 2ML12A, un periodo más tarde esto fija la salida Q1 de 2ML12A a '1' que es alimentada por los resistores 2R18, 2R19 y 2R20 (que son ayudas de localización de faltas), a las patillas de 'carga' de todos los contadores del contador de módulo variable y del divisor principal, éstos se 'cargan' ahora con información de los conmutadores, eliminando así los ceros de la entrada a G4.

La salida de G4 vuelve pues a '0', lo mismo que Q1 de 2ML12A. Después del próximo pulso del reloj, el resultado es que la señal de 'carga' tiene una anchura de un periodo de reloj lo que no sólo carga el divisor programado para iniciar la secuencia de conteo siguiente, sino que excita también el comparador de fase. Debe observarse que se requiere un pulso de reloj para generar la señal de 'carga' y otra para eliminarla de modo que se pierden dos pulsos en la secuencia de conteo. Una vez eliminada la señal de 'carga', el contador de módulo variable y el divisor principal continúan contando como antes.

- Detector de fuera de margen

El detector de fuera de margen hace que se generen el tono de fuera de enganche y el silenciador de 1,4Mhz cuando se selecciona una frecuencia inferior a 1Mhz. El estado de fuera de margen tiene lógica '0' en el pin B6, mientras que el

estado normal dentro del margen es de lógica '1'. Las puertas G6 y G7 (parte de 2ML14) están conectadas juntas como una puerta 0 única de cinco entradas, que da una salida 0 (en 2ML14, pat. 10) cuando son 0 todas las entradas y una salida '1' en cualquier otro caso el estado de todas las entradas 0 se obtiene cuando se selecciona 00 en los conmutadores de Mhz x 10 y Mhz. Cualquier otro ajuste de los conmutadores da por lo menos una entrada '1'. Los niveles lógicos en el pin B6 controlan el transistor 2TR12, parte del circuito fuera de enganche.

- Comparador de fase (fig. 2.36)

El propósito de este comparador de fase es tomar la frecuencia del VCO y después de la división por el divisor programado comparar su fase y su frecuencia con la referencia de 100Hz. El comparador de fase genera una tensión de salida que es la línea de control para el VCO. Esta tensión se sube o baja hasta que la frecuencia del VCO es correcta y es enganchado el bucle, las entradas de los divisores programados y de referencia son alimentadas como relojes en los dos flip-flops que comprenden 2ML16. Hay tres estados de funcionamiento, según que la entrada del divisor programado sea de frecuencia más alta, inferior o igual a la de referencia.

El flanco positivo de cada entrada al comparador de fase dispara a su vez el flip flop correspondiente 2ML16A o B. Si la frecuencia de VCO es demasiado alta la fase y la frecuencia de la entrada del divisor programado estarán adelantadas a las de referencia en este caso Q2 irá de '0' a '1' antes de que Q1 vaya de 0 a '1'. El intervalo de tiempo entre estos dos transistores depende de la diferencia de fase entre las dos entradas cuando ambos W1 y Q2 de 2ML16 son '1', las puertas G9 y G8 dan un '1' a las entradas de S, que ponen 7 y Q2 a 0, el resultado es un impulso en Q2 (igual a la diferencia de tiempo entre las dos entradas) y un impulso muy estrecho (típicamente 200ns). En Q1 el impulso. En Q2 pone en conducción la fuente de corriente 2TR6 que es conectada mientras dura el impulso.

Esta corriente que circula a través de 2D5 descarga uniformemente el condensador de mantenimiento y el filtro de bucle que comprenden 2C26, 2C27 y 2R34, ésto reduce la tensión en este punto que es transferida a la línea de control

de VCO por los seguidores de tensión 2TR7, 2TR8 y el enlace de prueba 2LK1 ésta tensión se reduce hasta que sea correcta la frecuencia de VCO y se haga cero la diferencia de fase entre las dos entradas al comparador de fase. En estas condiciones los impulsos de salida en Q1 y Q2 de 2ML16 se hacen ambos muy estrechos y tienen poco efecto en las fuentes de corriente, así la tensión en el condensador de mantenimiento 2C26 permanece constante al valor requerido para la frecuencia correcta de VCO y el bucle es 'enganchado'. Si por el contrario la frecuencia de VCO es demasiado baja, el pulso en Q2 se hace muy estrecho y el de Q1 se hace más ancho, Q1 pone en conducción la fuente de corriente 2TR5 (por 2TR4) que carga el condensador de mantenimiento 2C26 por 2D4. Éste ahora aumenta constantemente la línea de control de tensión del VCO hasta alcanzar el enganche el filtro de bucle formado por 2C26, 2C27 y 2R34, no solo actúa como un condensador de mantenimiento sino que estabiliza también el bucle de enganche de fase dando una adquisición de enganche rápida. Se utilizan técnicas especiales para garantizar que la fuga de corriente desde el condensador de mantenimiento, se mantenga a un mínimo absoluto, de lo contrario la deterioración de la tensión en este punto podría dar lugar a una fuerte modulación de 100Hz del VCO. Se escogen 2C26 y 2TR7 para que tengan fugas muy pequeñas. Se especifican 'Diodos Piocamp' 2D4 y 2D5 de modo que en enganche y con 2TR5 y 2TR6 sin conducir las corrientes de fuga de 2TR5 y 2TR6 circulan por 2R30 y 2R35 en lugar del condensador de mantenimiento. Fuera de enganche, la anchura de los impulsos en Q1 o Q2 de 2ML16 se ensancha pero en enganche se hacen ambos muy estrechos. Esto proporciona un medio conveniente para determinar si el bucle está en enganche o fuera de enganche, las salidas de Q1 y Q2 se combinan por las puertas G10 y G11, y se alimentan al circuito de fuera de enganche.

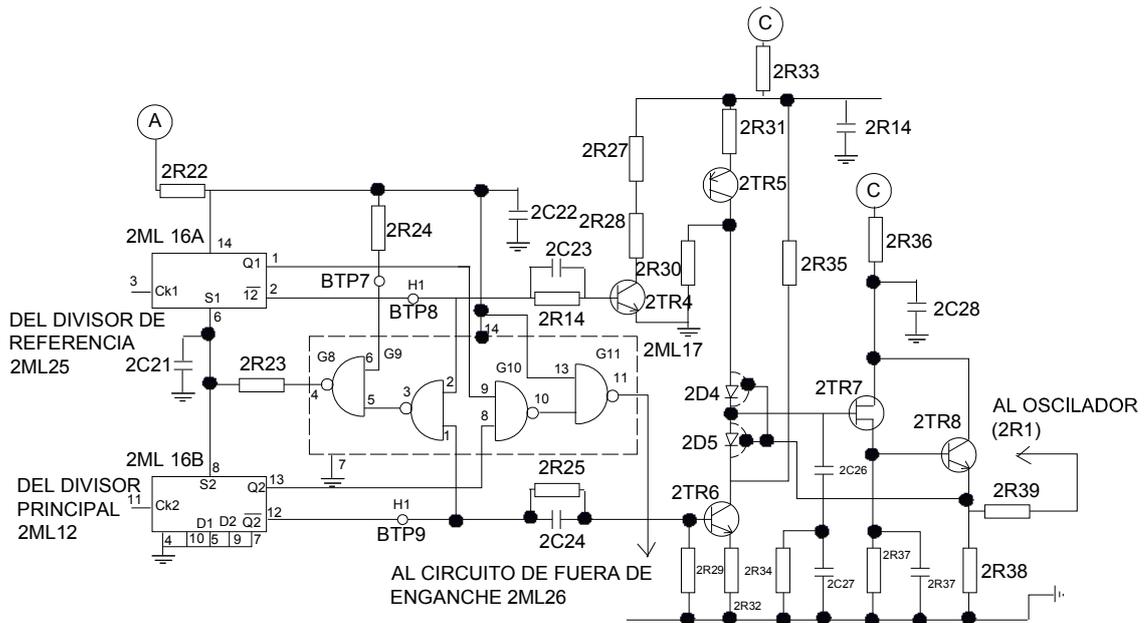


Fig. 2.36 Circuito del comparador de fase (Generador de frecuencia de salida principal) 719198

3. Generador de frecuencia de 34/36,8mhz

Los principios de funcionamiento de este bucle de enganche de fase son muy similares a los del bucle principal descrito anteriormente. Sin embargo en detalle es mucho más sencillo puesto que la frecuencia de comparación de fase es más alta y existe la elección de sólo dos frecuencias de VCO.

- Oscilador controlado a voltaje (vco) de 34/36,8mhz y amplificador de rf (fig. 2.37)

El VCO de 34/36,8Mhz genera una salida en una de dos frecuencias dependiendo de la posición del conmutador de Modo del panel frontal en el transceptor. Para operación de USB o AM la salida es 34Mhz y para LSB 36,8Mhz estas frecuencias corresponden a la primera f.i. más o menos la segunda f.i., y se utilizan para convertir de la primera a la segunda f.i. en el transceptor la elección de 34Mhz o 36,8Mhz decide qué banda lateral se utiliza el circuito de este VCO es casi idéntico al del VCO principal, sin embargo el margen de frecuencias es

diferente y la tensión de salida requerida es menor. 2L7, 2D12 y 2C51 forman un circuito sintonizado que junto con 2TR14 forma un oscilador Colpitts. La frecuencia del oscilador es controlada por el diodo (varactor) de capacidad variable controlado por tensión 2D12, la capacidad del diodo varía con la tensión de c.c. del comparador de fase en la patilla B20 variando así la frecuencia del oscilador.

El nivel de salida del oscilador está determinado por 2R69 que ajusta la corriente de c.c. a través de 2TR14 ajustando la circulación de corriente a través de 2TR15. El margen de seguimiento del diodo varactor es fijado por 2L7, la salida del oscilador se toma del circuito sintonizado al amplificador de RF 2ML27. Éste circuito proporciona el reloj para el preescalímetro de 34/36,8MHz y una salida al transceptor por el transformador 2T2.

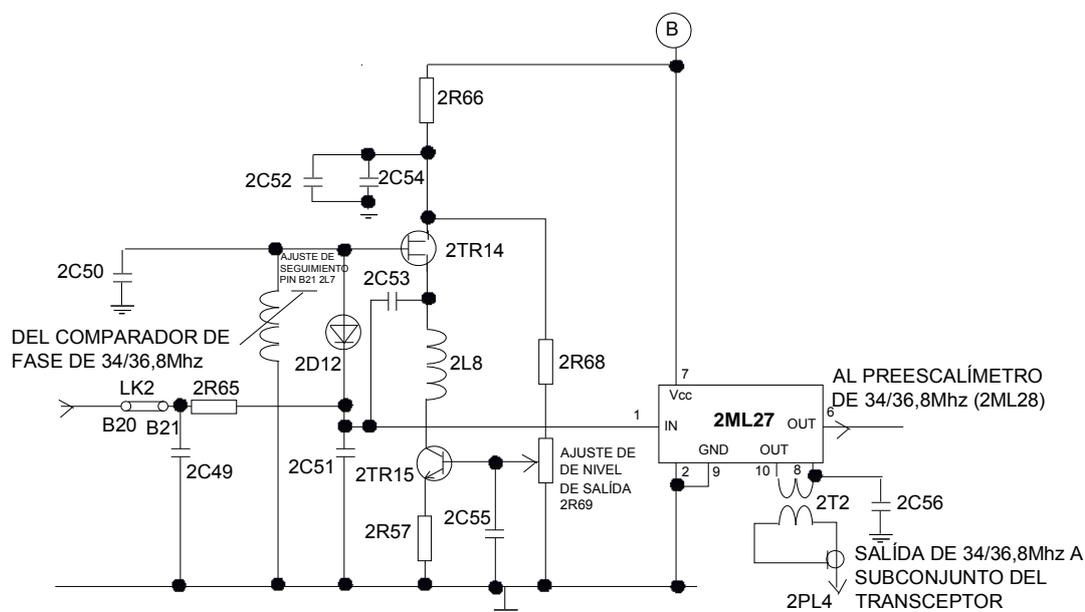


Fig. 2.37 Circuito del oscilador controlado a voltaje de 34/36,8MHz y amplificador de RF 719198

- Preescalímetro de 34/36,8mhz (Fig. 2.38)

El preescalímetro 2ML28 es un divisor que reduce la frecuencia del VCO de 34/36,8MHz al margen requerido por el divisor programado de 34/36,8MHz, tiene una relación de división fija de 20 y es excitado por una salida del amplificador de

RF 2ML27, la salida del preescalímetro cronometra 2ML29 y 2ML30 el divisor programado.

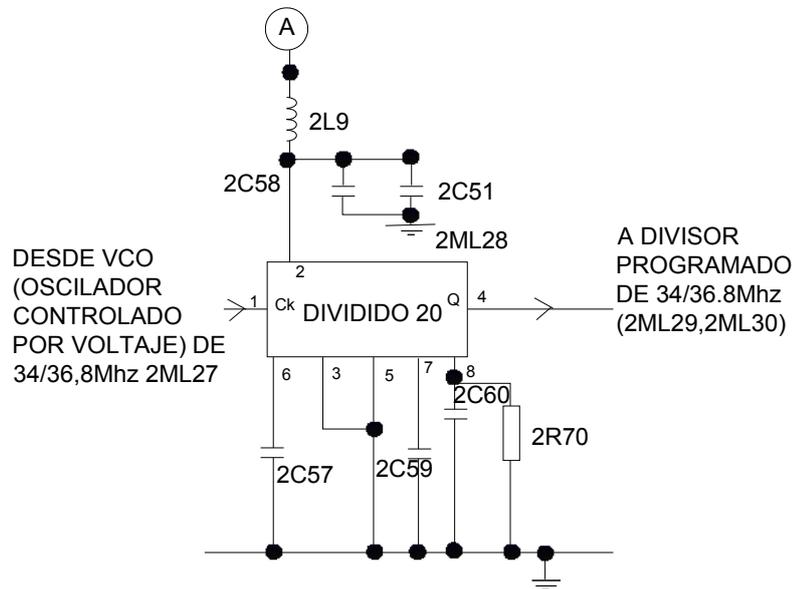


Fig. 2.38. Preescalímetro de 34/36,8Mhz

- Divisor programado de 34/36,8Mhz (fig. 2.39)

La función del divisor programado, es dividir la frecuencia de salida d3 2ML28 ya sea por 85 (USB o AM) o 92 (LSB), dependiendo del estado de la línea de control del conmutador MODE del panel frontal (patilla B23), el divisor programado en este circuito es mucho más sencillo que el del bucle principal. El preescalimetro es un circuito de dividir por veinte fijo en lugar de los tipos de módulo variable, de modo que no se necesita un contador de módulo variable. Sin embargo el principio básico de conteo es el mismo (esta vez hacia arriba, no hacia abajo) hasta que reconoce un código particular, en este caso 91. Cuando es 'cargado' con información seleccionada por el conmutador de Modo del panel frontal, este envía una señal de salida al comparador de fase e inicia la secuencia de conteo del divisor. Los circuitos integrados 2ML29 y 2ML30 forman un contador síncrono, es decir, ambos circuitos integrados son cronometrados en paralelo, la operación es controlada por las entradas de habilitar cuenta paralelo (CEP), habilitar cuenta lenta (CET) y habilitar prefijado (PE), la detección de la cuenta terminal 91 se realiza dentro de 2ML30. El 1 de 91 se determina por la salida Qa de 2ML29 y la

salida Qa de 2ML30 reconoce cuando esta salida (alimentada por la entrada de CET) coincide con su propio estado 9, o sea cuenta 91. Cuando aparece en 2ML30 esta salida de acarreo es invertida por G20, donde mantiene las entradas PE de 2ML29 y 2ML30. La próxima entrada de reloj carga entonces los datos en los contadores, '0' para -92 (36,8Mhz) o '7' para -85 (34Mhz). El divisor reanuda entonces su procedimiento de cuenta normal hasta alcanzar de nuevo 91, en que 'carga' de nuevo. Puede observarse que se requieren 92 impulsos de entrada para contar de 0 a 91 y volver a 0, mientras que se necesitan 85 para contar de 7 a 91 y volver a 7.

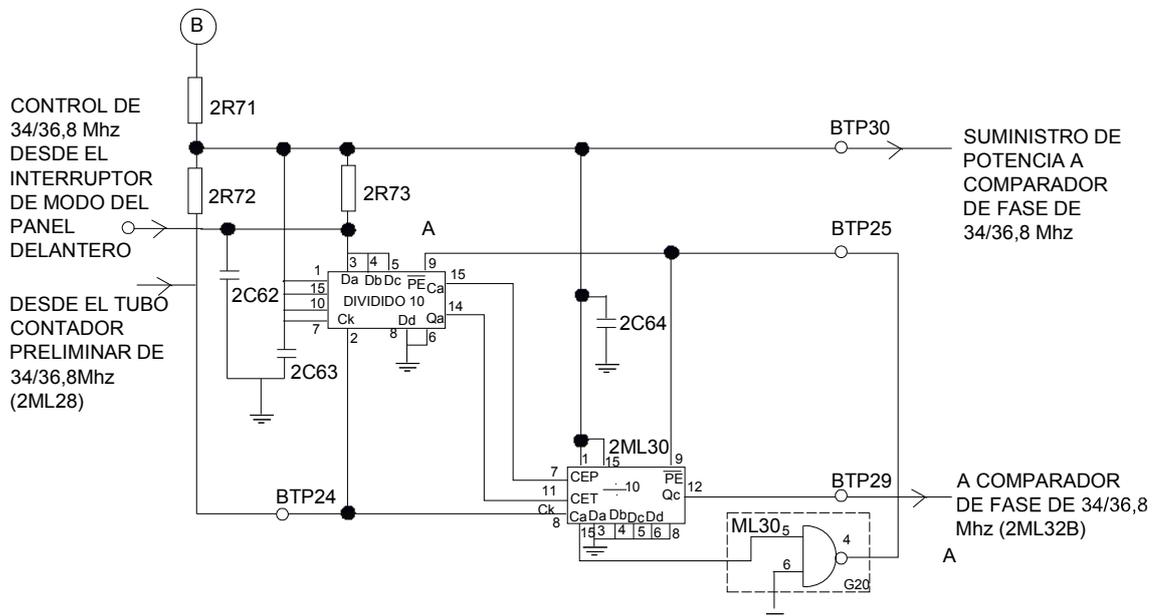


Fig. 2.39. Divisor programado de 34/36,8Mhz

- Comparador de fase de 34/36,8Mhz (fig. 2.40)

Los principios de funcionamiento de este comparador de fase son idénticos a los del comparador principal descritos anteriormente. Sin embargo puesto que la operación es ahora a 20khz en lugar de 100Hz, es posible un diseño más sencillo. 2ML32 tiene la misma función que 2ML16, generar pulsos de salida que dependen de las fases relativas de la referencia de 20khz y de la salida del divisor

programado. 2ML31 tiene la misma función que 2ML17, es decir, excitar las entradas SET de 2ML32 y combinar las salidas de 2ML32A y 2ML32B para excitar el circuito de fuera de enganche 2R75 y 2D13. En este circuito más sencillo sustituyen a la fuente de corriente 2TR5, 2D4 y sus componentes asociados análogamente 2R76 y 2D14 reemplazan a 2TR6, 2D5 y sus componentes asociados.

El filtro de bucle y el condensador de mantenimiento están ahora formados por 2C66, 2C67 y 2R78, a esta frecuencia más alta no hay necesidad de seguidores de tensión equivalentes a 2TR7 y 2TR8. Se dispone de una indicación de salida del estado de enganche en G22 que excita el indicador de fuera de enganche. La tensión en el filtro de bucle 2C66 es devuelta a VCO, por un enlace de prueba 2LK2 cerrando así el bucle y permitiendo que el comparador de fase controle la frecuencia de VCO.

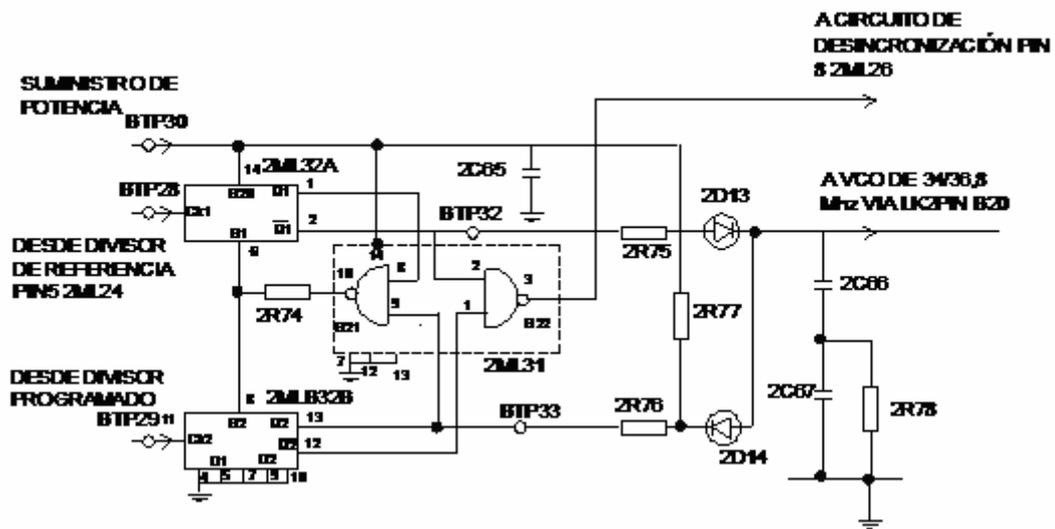


Fig. 2.40.. Comparador de fase de 34/36,8Mhz

4. Circuito de fuera de enganche (fig. 2.41)

La función del circuito de fuera de enganche es determinar si los dos bucles de enganche de fase están enganchados a la frecuencia y dar una alarma audible al operador si no lo están. En este caso, las dos salidas de 1,4Mhz al transceptor

están silenciadas para evitar la transmisión accidental de una frecuencia incorrecta.

El circuito funciona también cuando se selecciona una frecuencia fuera de margen como se ha explicado, las salidas de fuera de enganche de cada comparador de fase dan pulsos estrechos cuando están en enganche pero pulsos anchos cuando están fuera de enganche. Por tanto, este circuito es un discriminador de anchura de pulso que decide si los pulsos del comparador de fase son más anchos o más estrechos. El impulso del comparador de fase principal es alimentado directamente a G17 y por el filtro 2R58 y 2C46 a G18, G17 y G18 están conectadas juntas para formar un enganche. Un pulso estrecho no puede pasar a través del filtro de modo que G17 y G18 enganchan con un '0' de G18, que desconecta G19 en este estado de 'en enganche'. Un impulso ancho pasa a través del filtro de modo que G17 y G18 enganchan con un '1' de G18, 'encendiendo' el indicador de fuera de enganche G19, G19 se alimenta también con 10Hz y 500Hz. En estas condiciones la salida '1' de G18 pone también en conducción 2TR13, que silencia las salidas de 1,4Mhz.

El pulso del comparador de fase de 34/36,8Mhz es también alimentado directamente a G17 y por un filtro, 2R59 y 2C47, a G18. El estado de fuera de enganche se detecta del mismo modo descrito para el comparador de fase principal. El transistor 2TR12 es excitado desde el detector de fuera de margen y se corta cuando se selecciona una frecuencia de 1Mhz o superior, por una entrada lógica '1'. Si se selecciona una frecuencia menor de 1Mhz, 2TR12 es puesto en conducción por una entrada '0', haciendo que se produzca el tono de fuera de enganche

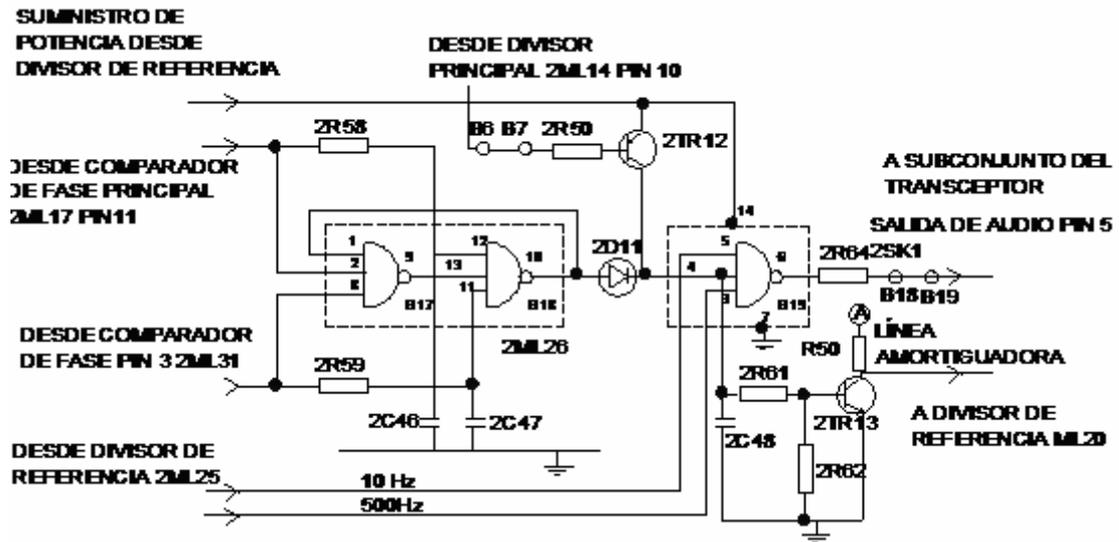


Fig. 2.41. Circuito de fuera de enganche

2.1.5.4. Fuentes de alimentación

Las fuentes de alimentación del sintetizador se derivan de la entrada monofásica de 12V c.c. del transceptor. Se utilizan tres líneas de potencia estabilizadas dentro del sintetizador +14V (línea C) + 8V (línea B) +4,8V (línea A). La fuente de alimentación 'B' de +8V es proporcionada por un transistor en serie 2TR17. La tensión de entrada de c.c. se aplica a 2SK1, patilla 9. El diodo zener 2D17 proporciona la tensión de referencia del regulador.

Al conectar la corriente de referencia del zener se suministra por 2R82 puesto que el transistor del regulador, en serie, 2TR17 está desconectado inicialmente. La patilla 6 de 2ML33 está 'baja' y 2TR17 es conectado 'fuertemente' por 2R81, 2R54 a medida que aumenta la tensión de salida del regulador sube el potencial en 2ML33, patilla 3, aumentando la tensión en la patilla 6 y haciendo que 2TR17 comience la regulación cuando se conecta 2TR17. La corriente de referencia del zener para 2D17 es suministrada por 2R83, 2D16 en funcionamiento normal el transistor no conduce. En caso de avería 2TR16 puede ser conectado privando así a 2TR17 de corriente de base. Se desarrolla una tensión a través de 2R40 que es proporcional a la corriente de carga. Se desarrolla una tensión a través de 2R45 que es proporcional a la diferencia de tensión de entrada y salida. Las

tensiones son del mismo sentido y aditivo cuando la tensión combinada a través de 2R40 y 2R45 alcanza un cierto valor, 2TR16 comienza a conducir privando así a 2TR17 de la corriente de base por tanto, la corriente de colector limitada en 2TR17 es controlada de tal modo que mantiene una disipación de colector prácticamente constante bajo todo tipo de averías. La fuente de 4,8 voltios se deriva de la línea de 8 voltios regulada por medio de un regulador de tres terminales 2ML34, el desacoplo de la fuente lo proporcionan 2C63 y 2C69. La fuente 'C' de 14V se deriva de la fuente 'B' de 8V los transistores 2TRI0 y 2TR11 son excitados como un circuito en contrafase de la frecuencia de conmutación de 100khz (nominal) de 2ML24. La salida de onda cuadrada de los transistores es rectificada y doblada por 2D9, 2D10, 2C36, 2C38 y 2C39, proporcionando una salida de 14V en el punto de prueba BTP12.

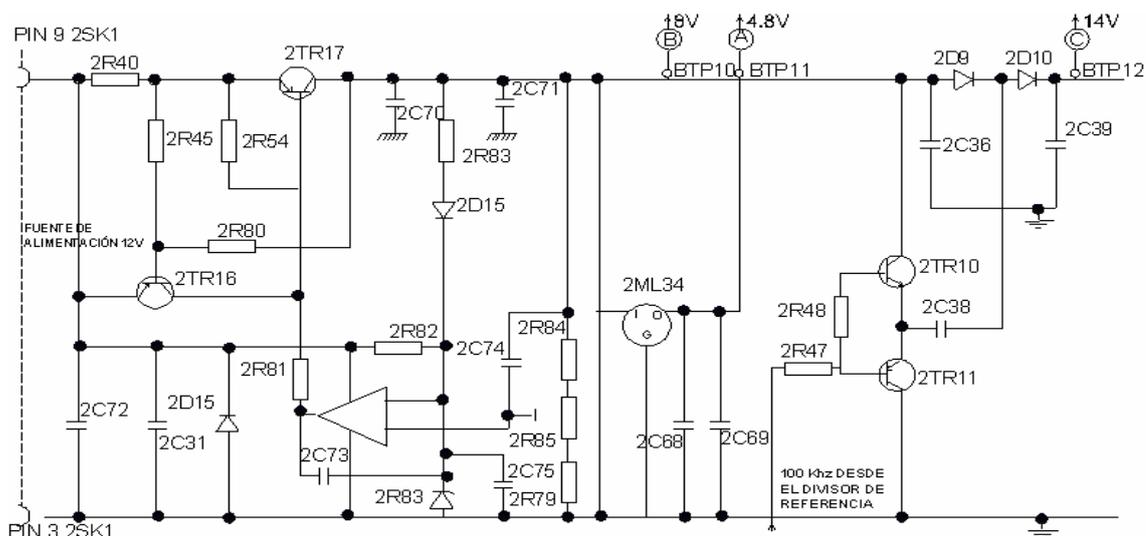


Fig. 2.42 Circuito de fuentes de alimentación del sintetizador 719198

2.4. ESTUDIO PARA LA SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES EN LOS CUALES SE ACOPLARÁ EL DSP 9000

Los DSPs de la familia 2000 son procesadores de 32 bits que se emplean en aplicaciones de control de motores, lavadoras, secadoras, maquinaria industrial, fuentes de poder ininterrumpibles, control de fuentes alternas de energía (solares y eólicas), vehículos híbridos, entre otros. Por su parte, los DSPs de la familia 6000 son procesadores de 32 bits que se emplean en aplicaciones de audio

profesional, mezcladoras, sintetizadores, aplicaciones médicas, reconocimiento de voz, procesamiento de imágenes, entre otros

A diferencia de los anteriores, El DSP 9000 es una familia específica de Sistemas de cifrado militar que provee seguridad criptográfica estratégica para las comunicaciones transmitidas dentro de las Fuerzas Armadas, a través de canales de banda angosta. La interfase programable y un diseño que cumple con las especificaciones militares hacen que el DSP 9000 sea de uso militar, razón por la cual esta información es restringida por lo que no es posible realizar una explicación minuciosa de su funcionamiento, por lo tanto se realizará una adaptación superficial de este dispositivo al microteléfono

2.2.1. UBICACIÓN DEL TABLERO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS EN EL MICROTELÉFONO

El tablero de circuitos integrado, el cual se adaptará al microteléfono como se ve en la figura 2.43, tiene las siguientes dimensiones¹⁶



Fig. 2.43. Tablero de circuitos integrados del DSP 9000

Tamaño y peso:

Longitud 48 mm.

Anchura 37 mm.

Alto 18 mm. Lado de los componentes

4 mm. Lado de soldadura

Peso 454 gr.

¹⁶ Catálogo del DSP 9000

Esta tecnología avanzada del DSP junto a las técnicas más recientes de miniaturización, han permitido realizar el respectivo estudio de las diferentes partes del microteléfono a fin de seleccionar el espacio físico acorde con el tamaño y peso del tablero de circuitos integrados, en donde pueda alojarse sin realizar ninguna modificación.

Este lugar fue localizado en la parte inferior del micrófono, en donde existe un espacio de las siguientes características.

Ancho: 30 mm.

Largo: 60 mm.

Alto: 5 mm

Adicionalmente existe un estrechamiento en este orificio, el mismo que no afecta por cuanto el tablero de circuitos también lo posee. Esta deformación mostrada en la figura 2.44, ira sujeto al interior del microteléfono con tornillos de 5 mm acoplados en la tapa inferior del mismo.



Fig. 2.44. Lugar en donde se alojará el tablero de circuitos integrados

Las conexiones internas para el teclado, el micrófono y el auricular también se realizarán en este lugar por existir espacio adicional.

2.2.2. UBICACIÓN DEL TECLADO DEL DSP 9000 PARA EL MERCADO DE CLAVES

El teclado del DSP está compuesto de 21 teclas enumeradas desde el 0 hasta el 9, letras desde la A hasta la F y cinco teclas adicionales entre las cuales se tiene: SEND, CLR, VOL, CANT, TXT.¹⁷ Tiene las siguientes dimensiones y tamaño.

Ancho: 3 cm

Largo: 6 cm

Espesor: 5 mm

Con estas dimensiones, el teclado se ubicará en la parte frontal del microteléfono entre la cápsula auricular y la cápsula microfónica, en donde existe espacio suficiente y superficie llana ideal para su localización, como se ve en la figura 2.45. De esta manera está en un lugar seguro y no presenta ninguna dificultad al momento de operar la radio.



Fig. 2.45. Adaptación del teclado al microteléfono

Para su correcta fijación se utilizará un borde de protección específicamente con estas dimensiones, fabricado con un material de poliuretano, el mismo que tendrá ocho orificios en sus laterales en donde se localizarán los tornillos de 5 mm sujetos a la parte fija del microteléfono.

¹⁷ Catálogo del DSP 9000

2.2.3. TRAYECTORIA DE LOS CABLES DE CONEXIÓN.

Los cables de conexión seguirán la misma trayectoria de los cables de la conexión interna original del microteléfono, con la diferencia de que para la conexión al teclado, se tendrá que realizar un orificio de 1 cm de largo por 0.5 cm de ancho de tal forma que el cable esté completamente fijo a la tarjeta electrónica correspondiente.

2.5. ANÁLISIS DE LAS CONEXIONES INTERNAS EXISTENTES EN EL MICROTELÉFONO Y ESTUDIO DE SU FUNCIONAMIENTO PARA SU CORRECTO ACOPLAMIENTO

El microteléfono en el cual se instalará el DSP, es un accesorio de la radio PRM-4031 (como se muestra en la figura 2.46.) que luego de realizar un procesamiento de la señal internamente en la radio, éste nos permite transmitir y reproducir nuestra voz hasta lugares remotos mediante la corriente eléctrica. Este microteléfono es de peso liviano compuesto por un enchufe y cable en espiral extensible hasta 1,8m como se especificó en el Capítulo I



Fig. 2.46 *Microteléfono (ST719215 o ST711013)*

Un transmisor (que es la cápsula del micrófono) que recibe el impacto de las ondas sonoras (nuestra voz al hablar) y transforma las vibraciones en impulsos eléctricos, internamente se encuentra conectado la salida del micrófono con un Terminal (entrada) de la cápsula auricular de igual manera está conectado con un Terminal (salida) del PTT y éstos a la vez van conectados a tierra C y la entrada del micrófono sale hacia el exterior al zócalo pin A. Un receptor (que es la cápsula auricular) y mediante un procedimiento electrónico interno vuelve a convertir la señal eléctrica en sonido, el mismo que internamente, una de las entradas del auricular se encuentra conectada a las salidas del micrófono y del PTT, respectivamente a tierra C y el otro Terminal del auricular sale directamente al zócalo pin D. Un PTT(Push to talk) se usa para hablar en líneas half-duplex de comunicación, semidúplex, significa que el método o protocolo de envío de información es bidireccional pero no simultáneo en las radios PRM-4031, utilizan este método de comunicación, ya que cuando se habla por radio se tiene que mandar el mensaje y luego mediante una señal en la conversación (comúnmente "cambio") indicarle a la otra persona que se ha finalizado. Esto es porque las dos personas no pueden transmitir simultáneamente., apretando un botón para transmitir y liberándolo para recibir. El PTT es una característica que está disponible en casi todos los equipos de radio, ya sean portátiles o móviles se encuentra conectado internamente al Terminal de la cápsula del micrófono y de igual manera a un Terminal de la cápsula auricular y los mismos que se encuentran conectados al Terminal de la tierra C

En las figuras 2.47, 2.48, 2.49 se demuestran las diversas conexiones que se emplea para estaciones fijas y móviles

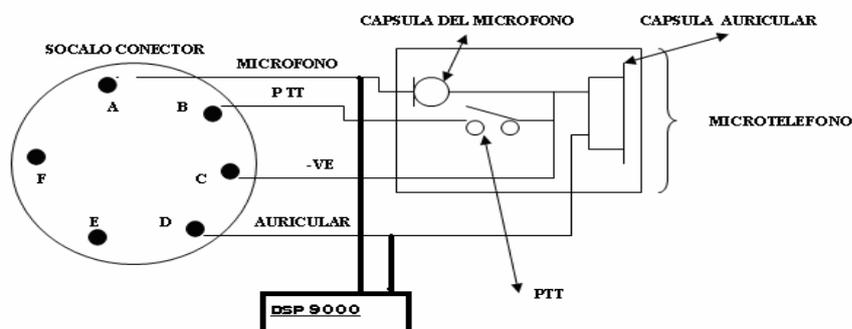


Fig. 2.47. Conexiones internas del microteléfono y zócalo (conector)

2.3.1. CONEXIONES QUE SE UTILIZÁN PARA UNA ESTACIÓN EN UN VEHÍCULO

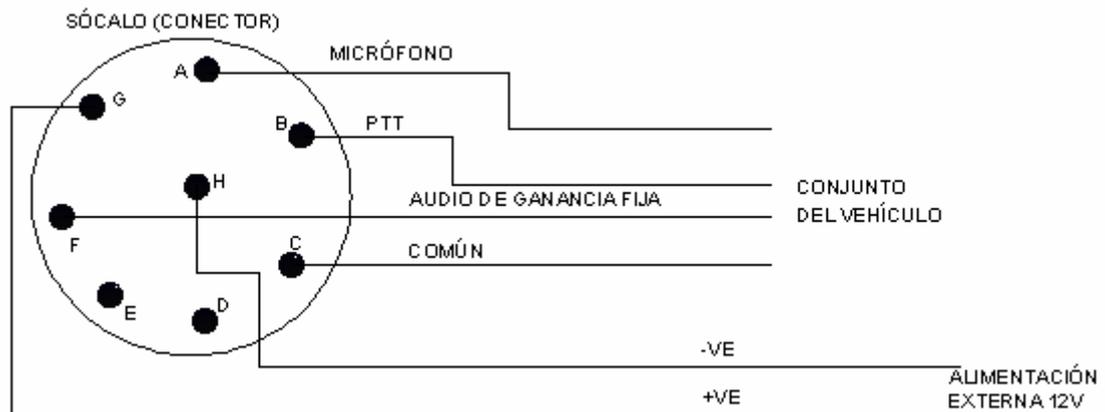


Fig. 2.48 Conexiones internas del microteléfono y socalo (conector) para una estación móvil (vehículo)

2.3.2. CONEXIONES DE LA UNIDAD DE CONTROL DE RETRANSMISIÓN

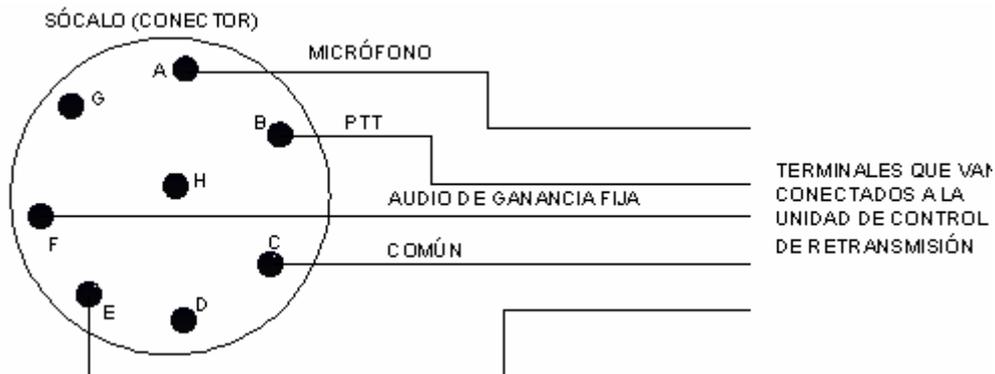


Fig. 2.49. Conexiones internas del microteléfono y socalo (conector) para la unidad de control de retransmisión

2.5 ESTUDIO DETALLADO DEL CARGADO DE CLAVES (SOFTWARE)

Para poder realizar la programación del DSP es necesario contar con las herramientas apropiadas. El DSP es vendido junto al programa CCS (Code Composer Studio) el cual es un ambiente de trabajo interactivo que permite escribir, compilar, simular y realizar depuración de los códigos que se crean. En sí, Code Composer Studio es una interfaz estándar tipo windows que posee

menús, barras de herramientas que ayudan a construir, revisar (debug) y testear aplicaciones en tiempo real.

2.4.1. EQUIPAMIENTO

1. Ordenador Personal (PC)
2. Tarjeta DSP con TMS320C50 + fuente de alimentación CA 9V 1A + cable serie
3. Osciloscopio
4. Altavoz
5. cable BNC - RCA,
6. cable BNC - Jack hembra 3mm.
7. conector en forma de T para conectar BNC-BNC

2.4.2. CONEXIONADO

Conéctese la tarjeta DSP al puerto serie del PC mediante el conector COM1.

Se va a utilizar el DSP TMS320C50 para generar claves y por tanto se utilizará la salida RCA etiquetada como OUT conectada a un teclado. Como se indica en la figura 2.50.

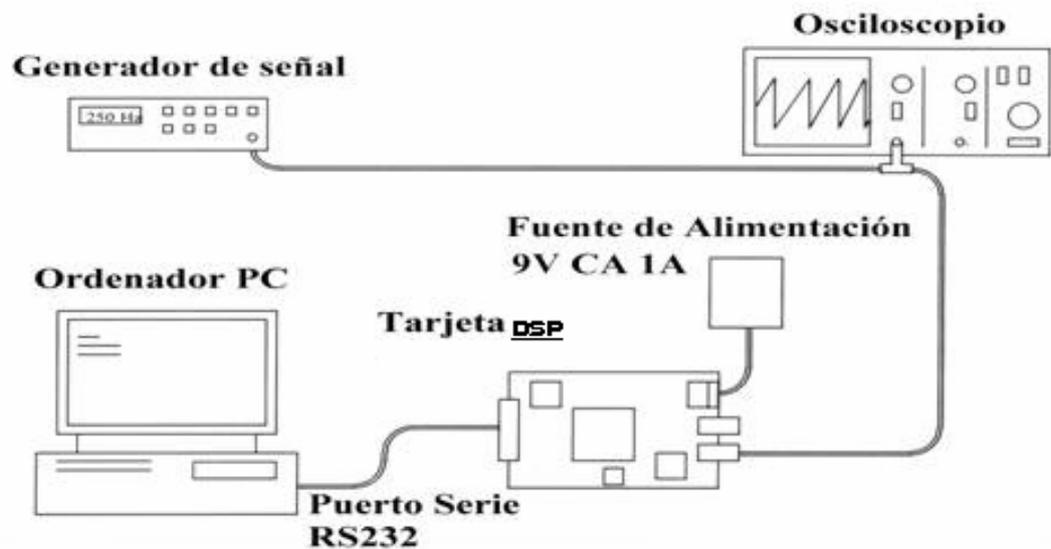


Fig. 2.50 Conexión de la tarjeta electrónica DSP 9000

2.4.3. PROGRAMACIÓN DEL DSP 9000 EN CODE COMPOSER STUDIO

Code Composer Studio es un entorno de programación utilizado para ejecutar los diferentes algoritmos y cargar el código en un DSP.

Antes de comenzar, es necesario crear una carpeta donde se guarda los archivos de proyecto. Posteriormente se procede a abrir el programa y la pantalla principal será la mostrada en la figura 2.51

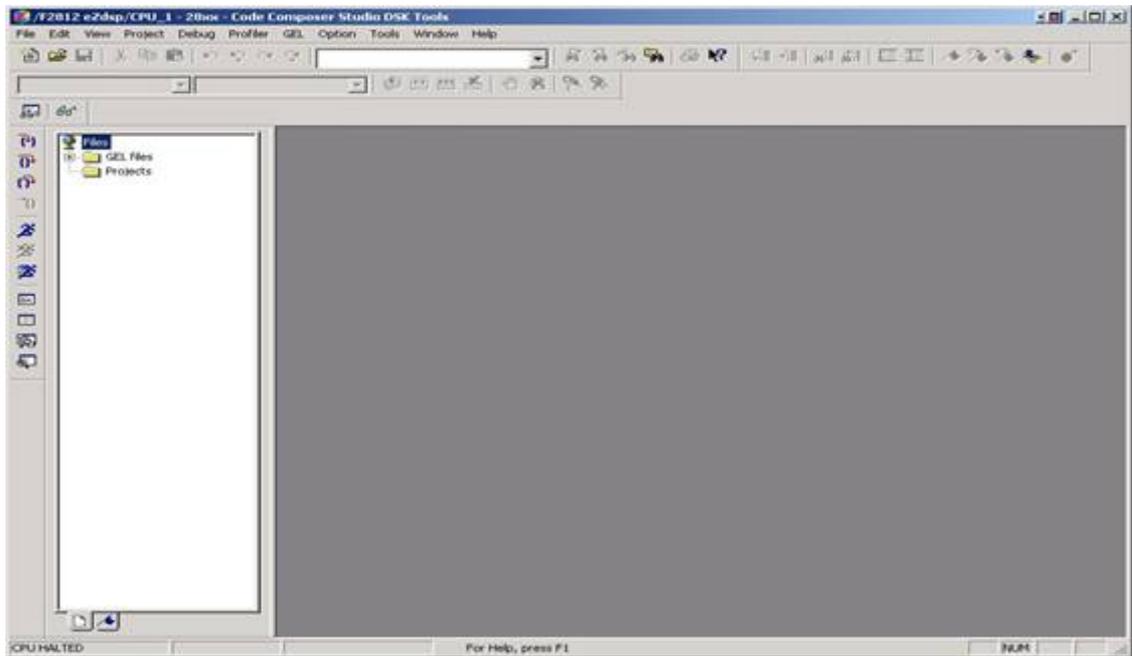


Fig. 2.51 Pantalla Principal de Code Componer Studio

La figura 2.51 muestra una vista general del programa Code Composer Studio. En ella se observa a la izquierda una ventana en la que se ha declarado el proyecto en el que actualmente se está trabajando y los diferentes módulos que éste posee. Los módulos están formados por el o los archivos en C, C++ o Assembler, librerías de funciones, archivos "include" y otros más específicos a la aplicación que se esté realizando.

La ventana principal es que el editor puede mostrar el texto que se utiliza para escribir el código, además puede mostrar gráficos de variables utilizadas en el DSP.

2.4.3.1. Creación de un archivo

Para crear un nuevo fichero de código fuente, haga clic en Archivo -> Fuente del archivo. Una ventana titulada "Untitled1" aparecerá en el medio ambiente Compositor como muestra en la figura 2.52.

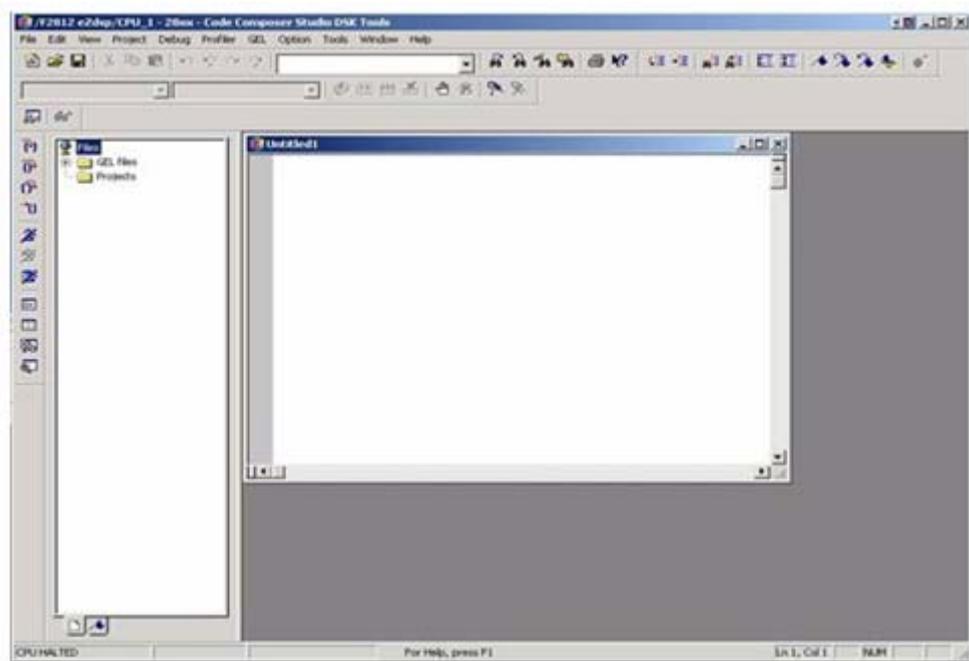


Fig. 2.52 Pantalla para la creación de archivos.

Para guardar el archivo, haga clic en Archivo -> Guardar.

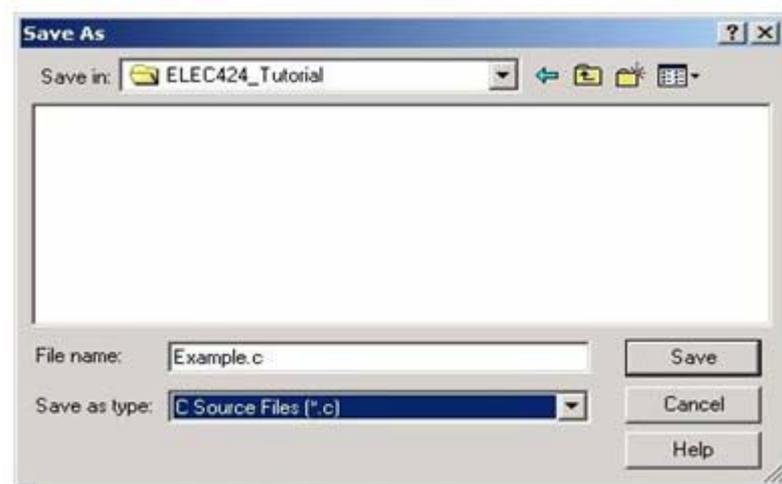


Fig. 2.53. Guardar archivos.

2.4.3.2. Creación de un nuevo proyecto

Una vez que haya terminado de crear los archivos necesarios para ejecutar en el DSP, Seleccione Proyecto -> Nuevo... y aparecerá la siguiente pantalla

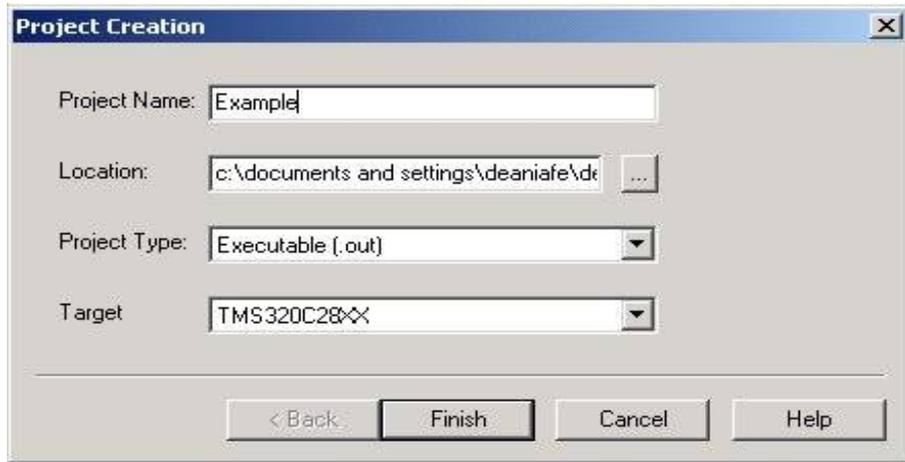


Fig. 2.54. Creación de un nuevo proyecto.

Ponga el Nombre del proyecto. La ubicación de la carpeta que ha creado para el proyecto. Asegúrese de seleccionar ejecutables (. Out) en el Tipo Proyecto y seleccione TMS320C28XX en Meta. Cuando haya terminado, haga clic en Finalizar.

Example.pjt aparecerá en la parte izquierda de la pantalla como se muestra en la figura siguiente. Haga clic en el signo '+' para ampliar el proyecto:



Fig. 2.55. Antes de la ampliación del proyecto

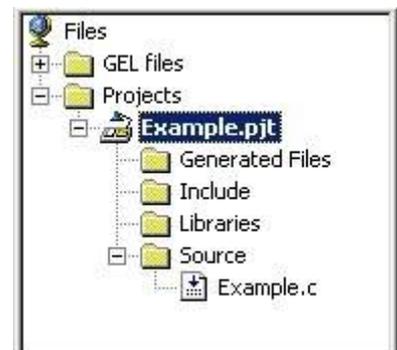
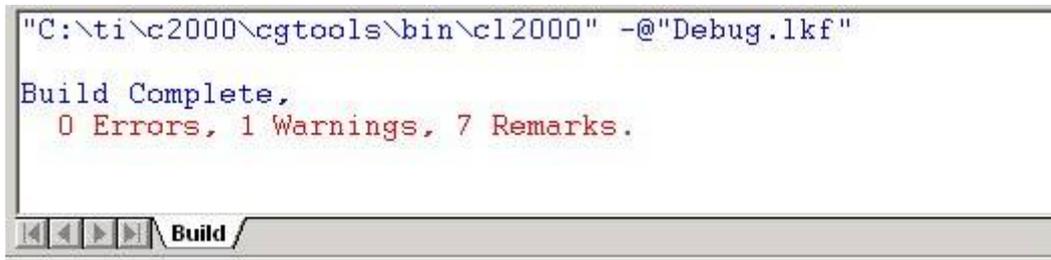


Fig. 2.56. Después de la ampliación del proyecto

2.4.3.3. Compilación de archivos y construcción de proyectos

Una vez agregado todos los archivos necesarios para el proyecto, debería ver la siguiente ventana en la parte inferior del Código Composer Studio.



```
"C:\ti\c2000\cgtools\bin\cl2000" -@"Debug.lkf"  
Build Complete,  
  0 Errors, 1 Warnings, 7 Remarks.
```

Fig. 2.57 Pantalla para crear un proyecto

En esta pantalla es donde se crea el programa para que el DSP 9000 realice el proceso de encriptación de descriptación de voz

Si hay errores en su código, se muestran los correspondientes números de línea, se debe corregirlos y volver a crear su proyecto

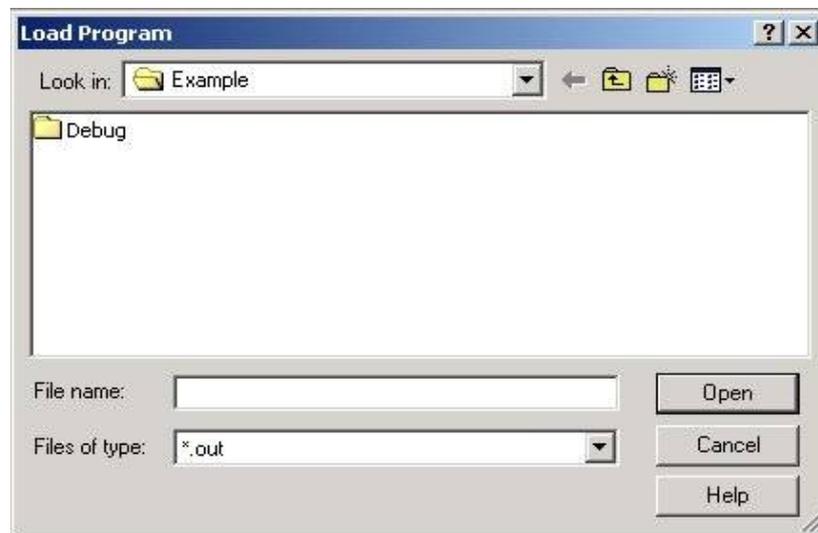


Fig. 2. 58 Pantalla para cargar el programa

2.4.3.4. Cargar el programa en el DSP

Después de que su código se ha construido y compilado con éxito, deberá ahora

cargar el programa en la DSP. Seleccione Archivo -> Programa de carga... Verá el siguiente prompt de diálogo:

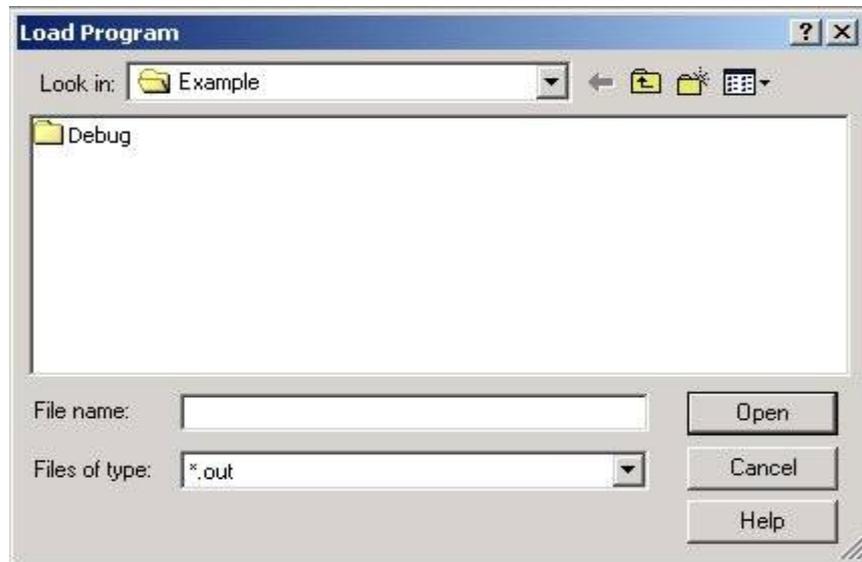


Fig. 2. 59 Pantalla para cargar el programa en el DSP

Al reconstruir su proyecto, Código Composer Studio está configurado por defecto a crear una nueva carpeta en el directorio de depuración. Aquí es donde el archivo ejecutable se crea. Se debe hacer doble clic en la carpeta de depuración e indicará el archivo *.out

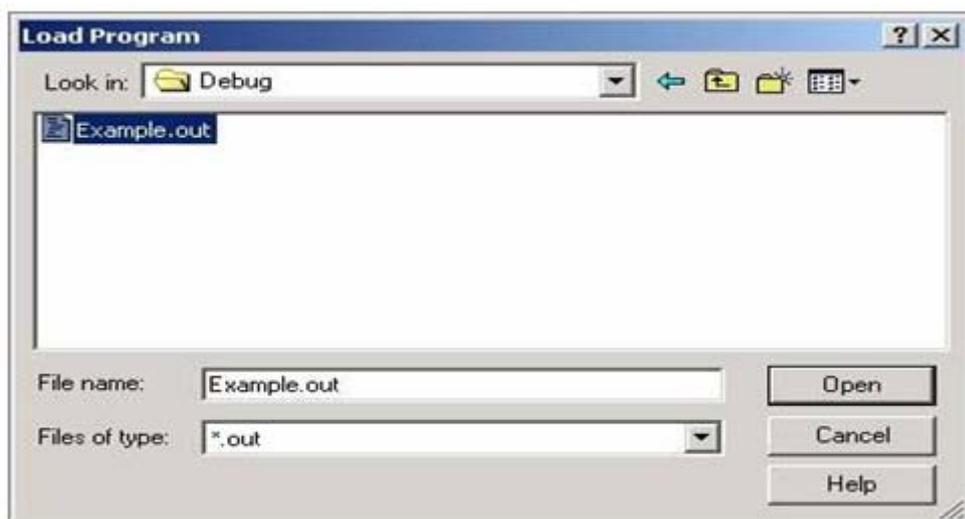


Fig. 2. 60 Pantalla del directorio de depuración

Después de seleccionar el archivo, hacer clic en Abrir

2.4.3.5. Ejecutar, detener, o parar el programa

Para ejecutar el programa, seleccionar Debug -> Ejecutar o presionar la tecla F5 como se muestra en la figura 2.61



Fig. 2.61 Pantalla para ejecutar el programa

El programa comenzará a correr. Se visualizará el siguiente cuadro en la esquina inferior izquierda del Código Composer Studio



Para dejar de publicar el código, seleccionar Debug -> Detener como se muestra en la figura 2.62

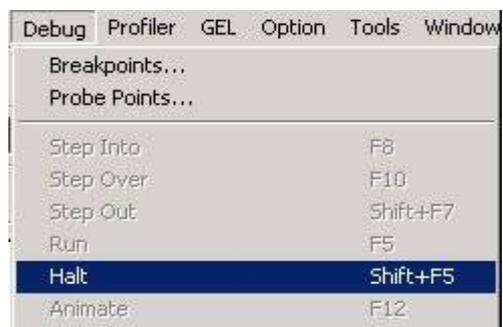


Fig. 2. 62 Pasos para dejar de publicar el código

A continuación, se indica el siguiente texto en la esquina inferior izquierda del entorno de trabajo

A rectangular box with a thin border containing the text "CPU HALTED".

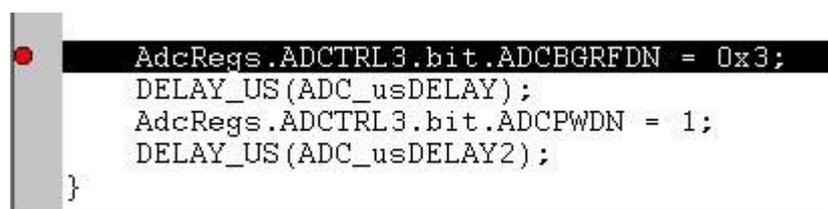
Para reanudar la publicación del código, presionar la tecla F5.

2.4.3.6. Depurando el código

Debido a que pocas personas pueden obtener acceso al código de trabajo correctamente la primera vez, es necesario depurar el código. Para averiguar lo que podría estar equivocado, hay varios métodos que puede utilizar.

a) Configuración de interrupción

Para ejecutar el código por lotes o para detenerlo después de un cierto punto, se coloca interrupción. Se puede hacer esto colocando el cursor en la línea que va a establecer el corte, haciendo clic una sola vez para marcar la línea, y luego doble clic. Se verá un sólido círculo rojo a la izquierda como se muestra en la figura 2.63.

A screenshot of a code editor showing a code block. The first line is highlighted in black. A red dot is visible on the left margin of the first line. The code is:

```
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCBGRFDN = 0x3;  
DELAY_US(ADC_usDELAY);  
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCPWDN = 1;  
DELAY_US(ADC_usDELAY2);  
}
```

Fig. 2. 63 Configuración de interrupción

Se puede configurar tantas veces como sea necesario, reconstruir y volver a cargar el programa. El DSP se detendrá en el primer corte para llegar a la próxima ruptura. Pulsar la tecla F5 para ejecutar un nuevo DSP.

Para eliminar la ruptura (s), colocar el cursor sobre la línea marcada, al hacer doble clic. El círculo rojo debe desaparecer ver figura 2.64.

```
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCBGRFDN = 0x3;  
DELAY_US(ADC_usDELAY);  
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCPWDN = 1;  
DELAY_US(ADC_usDELAY2);  
}
```

Fig. 2.64 Eliminación de ruptura

b) Mirar variables

Para ver qué valores de sus variables, constantes, y / o de los registros se están ejecutando, se puede ver en una ventana del reloj. Seleccionar Ver -> Mira la ventana. Debería ver la siguiente pantalla

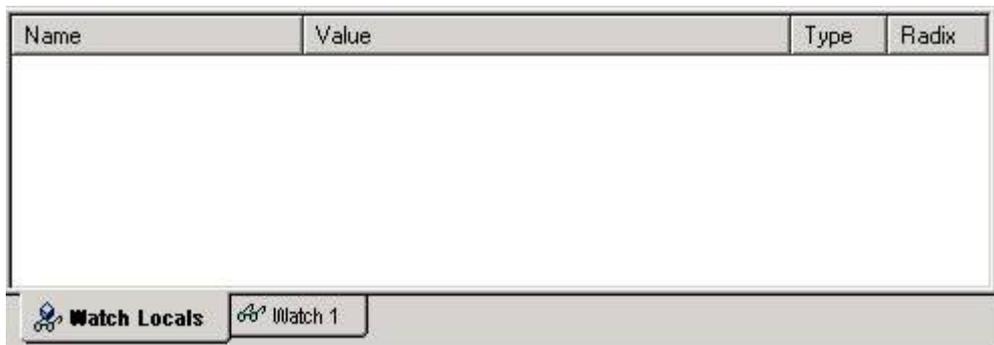


Fig. 2. 65 Pantalla para visualizar valores

Hacer clic en mirar 1 y desplegará la información requerida.

Para añadir una variable, hacer doble clic en la fila bajo el 'Nombre' columna mostrado en la figura 2.66.

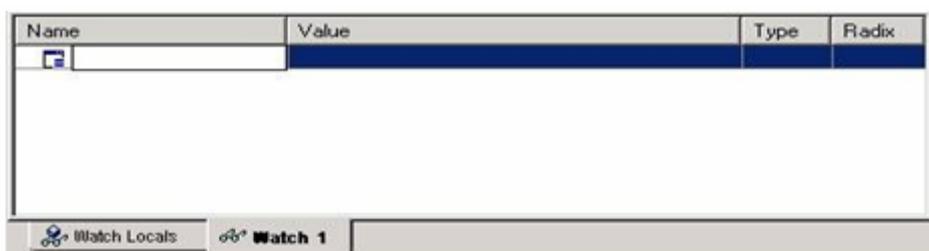


Fig. 2.66 Pantalla para añadir variables

Escriba el nombre de la variable y pulse la tecla Enter

Puede cambiar la base del valor haciendo clic en la 'fuente' columna y seleccionar la forma en que desea ver el valor como se puede ver en la figura 2.67.

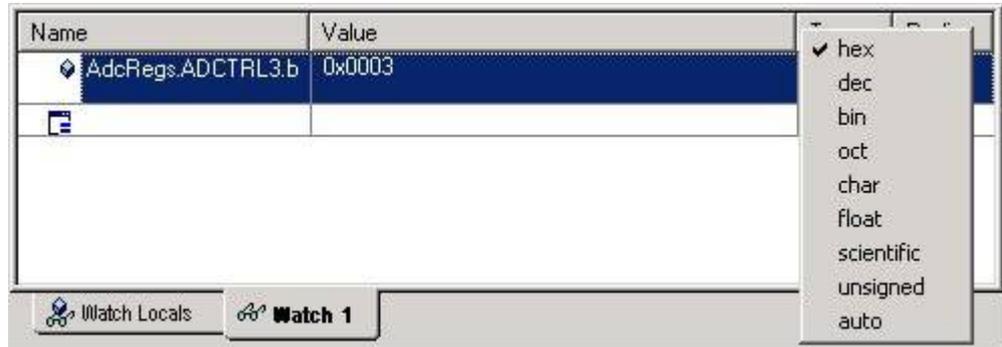


Fig. 2. 67 Pantalla para cambiar la base del valor

2.5. ESTUDIO DEL MATERIAL ESTÁNDAR MILITAR EL CUAL PERMITIRÁ MANTENER FIJO EL TECLADO DEL DSP AL MICROTELÉFONO

2.5.1. UBICACIÓN DEL TECLADO DEL DSP 9000 PARA EL MARCADO DE CLAVES

El teclado tiene las siguientes dimensiones y tamaño.

Ancho: 3 cm

Largo: 6 cm

Espesor: 5 mm

El lugar exacto para la ubicación del teclado es en la parte frontal del microteléfono entre la cápsula auricular y la cápsula microfónica en donde existe espacio suficiente para estas dimensiones. De esta manera, ésta en un lugar seguro y no presenta ninguna dificultad al momento de operar la radio.

Para mantener fijo el teclado al microteléfono se utilizará un borde de protección específicamente con estas dimensiones fabricado de poliuretano, el mismo que tendrá ocho orificios en sus laterales en donde se ubicarán los tornillos de 5 mm sujetos a la parte fija del microteléfono.

Adicionalmente entre el borde de polieuretano y la parte fija del microteléfono existirá un caucho de protección, el mismo que permitirá impermeabilizar a las conexiones internas del circuito, ya que en el caso de mojarse sería un gran problema.

Todos estos materiales a utilizarse serán de la mejor calidad, capaz de que tengan su durabilidad y cumplan con la exigencia de los estándares militares

CAPÍTULO III

RESULTADOS

3.1 ANÁLISIS DE POSIBLES PRUEBAS

3.1.1. ANTECEDENTES

La mayoría de funciones del transceptor son comunes en todas las bandas de frecuencia, sin embargo los medios electrónicos para lograr estas funciones difieren dependiendo de la banda de frecuencia de operación. De esta forma aquellas funciones que están asociadas con la frecuencia de transmisión y recepción deben agruparse separadamente.

La radio PRM 4031 trabaja en el rango de HF, por lo tanto la función que cumple es específica, la misma que está detallada en el capítulo II.

3.1.2. EN EL MICROTÉLEFONO DEL TRANSMISOR

La trayectoria de transmisión comienza con el procesador digital de señales.- En el microteléfono del transceptor, la voz transmitida que ingresa por el micrófono, es aplicada a un bloque común llamado DSP 9000.

Las funciones ejecutadas por el DSP influyen en el filtrado de ancho de banda de audio, digitalización de voz, encripta y modula. La salida del DSP es realmente una portadora modulada de baja frecuencia (LF) que es una réplica exacta de lo que va a ser transmitido excepto por su frecuencia.

El corazón de la placa DSP 9000 SH es el DSP 9000 a 40 Mhz., y 74 bits, en el que cada instrucción tiene una longitud de 74 bits.

Los accesos al/del mundo exterior al DSP se pueden realizar a través de los pines I/O (Input/Output), agrupados como puertos de propósito general y llamados "PA", "PB" y "PC", con 16 pines disponibles en cada puerto. Dependiendo de la aplicación, algunos de estos pines I/O se pueden usar para doblar algunas señales que existen ya en el chip, tales con la interfase sincrónica serie (SSI) o la interfase de comunicaciones en serie (SCI). En esta ocasión el puerto B, "PB", es el puerto usado para las interfaces con el usuario. Por esta razón se utiliza este conector y sus direcciones asociadas para aplicar el PTT del transceptor, realizar las pulsaciones UP/DOWN de corrección de frecuencia de los transceptores, encender leds que indican las distintas funciones, enviar comandos CAT a las radios entre otros.

3.1.3. EN EL TRANSMISOR DE LA RADIO

Conversión ascendente de frecuencias y sintetizador de frecuencias.- Al seleccionar una frecuencia, la señal IF a la salida del DSP es aplicada a los circuitos convertidores de frecuencia para que sean transmitidos, otro bloque de circuitos llamados sintetizador de frecuencia, que forman las diferentes señales, son requeridas por el convertidor ascendente para crear la frecuencia de salida deseado.

Amplificador de potencia y filtro de transmisión.- La señal de convertidor ascendente es entonces aplicado a un amplificador de potencia de banda ancha que cubre la banda de transmisión seleccionada. La salida de potencia de la señal de este amplificador es típicamente seleccionada por el operador entre 1 y 10 vatios.

A continuación del amplificador de potencia, existe un grupo de filtros pasa bajo conmutados que limpian su salida, ésto elimina el ruido y las señales espurias y armónicas generadas por otros circuitos transmisores incluyendo armónicas de frecuencias generadas por el amplificador de potencia. Este proceso reduce la interferencia con las señales adyacentes de comunicaciones.

3.1.4. EN EL ESPACIO LIBRE

Puertos de antenas.- La salida de los filtros pasa bajos es aplicada a través de un conmutador de transmisión y recepción (TX / RX) (ilustrado en la figura 3.1.) en la posición tx hacia el puerto de salida de antena del transceptor. Las antenas tienen una impedancia de entrada de 50 ohmios

3.1.5. EN EL RECEPTOR DE LA RADIO

La trayectoria de recepción comienza con los filtros pasa bandas conmutadas.- Una señal de recepción es aplicada por la antena al puerto de antena y luego a un grupo de filtros pasa bandas conmutadas a través de un conmutador de TX/RX. El propósito de estos filtros es retirar las señales sobre y debajo de la señal deseada.

Amplificadores de RF y convertidor descendente.- Las señales filtradas de entrada son amplificadas a varias etapas amplificadoras de frecuencia (mostradas en la figura 3.1.).

Las señales típicas de entrada tienen una intensidad de señal en el orden de los microvatios (una millonésima de vatio). Los amplificadores de RF elevan esta señal al rango de milivatio para procesamiento futuro.

El siguiente paso en este proceso es descender la conversión de la señal a la frecuencia baja (LF) IF utilizada por el DSP. Otra vez esto es realizado por el convertidor descendente conjuntamente con las señales del sintetizador. En los radios modernos, este proceso es efectuado en varios pasos de amplificación separada y conversión descendente. Para simplificar en la parte final anexo figura 3.1. Se ilustra como sucede este proceso en un solo paso.

3.1.6. EN EL MICROTELÉFONO DEL RECEPTOR

Demodulación DSP y deencripción.- Los pasos finales en el proceso de recepción son ejecutados por el DSP ya dentro del microteléfono. Aquí las señales de IF del convertidor descendente son remoduladas y deencriptadas par formar las señales de banda base (audio o dato) que son utilizadas por el operador

3.2 VENTAJAS Y DESVENTAJAS

Ventajas de DSP frente a otras alternativas:

- Precisión garantizada: Un sistema DSP da directamente una precisión. Viene determinado por el número de bits de los datos que estén usando en el muestreo, en el sistema DSP y en la conversión D/A.
- Reproductividad perfecta: Permite recuperar la información que se tenía en el medio fuente. La señal se puede reconstruir en cualquier momento, sin obtener una degradación.
- No existen derivas con la temperatura o el tiempo.
- Los avances en la tecnología de integración afectan directamente a los avances en la tecnología DSP.

En cuanto a la frecuencia de funcionamiento a mayor frecuencia mayor rendimiento.

- Gran flexibilidad (propia de procesos programables): Por ser procesadores programables es muy fácil modificar las aplicaciones o la secuencia de operaciones.
- Mayor rendimiento: Se pueden usar incluso donde no se pueden utilizar los dispositivos analógicos.

Inconvenientes de DSP:

- Velocidad y Costo:

El rendimiento de los dispositivos ha aumentado al usar señales con frecuencias cada vez mayores.

Los dispositivos DSP se suelen usar para el rango de frecuencias 1MHz. mayor rendimiento mayor costo.

Para señales de 100MHz. se usan sistemas analógicos. Al hacer el muestreo tan elevado repercute directamente a la velocidad.

Al ser más utilizados cada vez el costo es mayor

- Tiempo de diseño: debido al desconocimiento de circuitos digitales, y los tipos de herramientas usadas para circuitos analógicos están más desarrollados.

Ésto está relacionado con el costo, ¡A mayor tiempo (diseño)! mayor costo.

- Problema con la longitud de los datos.

Para obtener una alta precisión necesitamos un elevado número de bits. A medida que aumenta el número de bits, se complica el coste y el rendimiento del dispositivo (el tiempo de procesamiento será mayor).

Hay que escoger un número de bits adecuado que de la precisión adecuada, el rendimiento y el coste.

A veces es interesante perder precisión para aumentar la frecuencia de muestreo y abaratar el coste ya que se trabaja en tiempo real.

CAPÍTULO IV

CONCLUSIONES

- Los DSP's poseen arquitecturas especialmente diseñadas para acelerar los cálculos matemáticos intensos utilizados en la mayoría de sistemas de procesamiento de señal en tiempo real. E
- Los DSP's están muy estrechamente ligados al tipo de aplicación. La tendencia es que vayan apareciendo DSP con arquitecturas que estén cada vez más adaptadas a las particularidades de las diferentes aplicaciones.
- Las consideraciones como el costo o el consumo pueden ayudar a disminuir el número de posibles candidatos.
- A medida que la movilidad de los equipos de comunicaciones se hacen más y más importantes, se miniaturiza los componentes de estas cajas externas y se los incorpora en las radios.
- El advenimiento del poderoso microcircuito de procesamiento digital de señales (DSP) y de microprocesadores de control dio paso a esquemas de modulación y codificación complejos.
- Los esquemas descritos han sido utilizados para incrementar el uso eficiente del ancho de banda hasta el punto de actualmente están llegando a límites teóricos inimaginables.
- El incremento en el flujo de información demanda el uso de comunicaciones de datos en el lugar de las comunicaciones de voz, con una necesidad siempre creciente de ancho de banda.

- La información crítica del campo de batalla debe fluir de forma horizontal y vertical, impulsando la necesidad de una red tráfico entre redes tácticas.
- Mientras el tamaño de las fuerzas se reduce por los recortes en el gasto militar por la situación económica que afecta al Ecuador, el conocimiento situacional exacto es la clave para mantener un nivel dominante de la fuerza letal.
- La información de ubicación física será anexada con seguridad a todo el tráfico de voz y datos y encaminada hacia un punto de recolección de conocimiento situacional, de modo que los mandos militares puedan planificar y llevar a cabo una campaña exitosa.
- El incremento en la sofisticación de las fuerzas del enemigo demandará la utilización de técnicas de información con seguridad mejorada.
- Las radios PRM-4031 utilizan el método de comunicación semidúplex, por lo tanto es compatible con el DSP 9000, en consecuencia es posible realizar ésta adaptación exactamente después de la cápsula del micrófono en donde la voz ya se ha transformado de vibraciones en impulsos eléctricos (señal análoga), esta señal que finalmente será procesada por el implantación del DSP 9000 para de esta forma cumplir con el objetivo propuesto en esta investigación.
- Todo ésta investigación realizada permitirá solucionar el problema planteado por el CALEFT y su posterior implementación en todos las radios PRM-4031 a nivel nacional. Para tener comunicaciones óptimas, seguras y oportunas en todos los rincones del Ecuador.

RECOMENDACIONES

- Es prioridad crear una red perfecta de soporte a cualquier combinación de conexiones de voz y datos de punto a punto y de punto a multipunto. La información será encriptada y deencriptada solamente en las estaciones de origen y destino, ofreciendo seguridad en la información de un extremo a otro.
- Es recomendable implementar este sistema que ha sido causa de nuestro estudio para de alguna forma hacer frente al desarrollo tecnológico que es inversamente proporcional a la situación económica de las Fuerzas Armadas Ecuatorianas.
- Es primordial la implementación de los últimos avances tecnológicos como el DSP para hacer frente a las amenazas de seguridad tanto internas como externas.
- Es necesario explotar al máximo las características de la radio PRM-4031 que son posibles adaptarlas con otros sistemas para dar más funcionalidad, de esta forma alargar el tiempo operativo de estas radios.
- Es recomendable realizar la adquisición de este sistema electrónico y su implementación para solucionar el principal inconveniente que tienen estas radios, en consecuencia cumplir con los objetivos propios y del CALEFT

BIBLIOGRAFÍA

1. Manual de la radio Racal PRM-4031 HF.
2. Fundamentos de sistemas digitales 7ª edición Thomas L. Floyd
3. Sistemas digitales 8ª edición de Tocci & Widmer
4. Manual del DSP-9000
5. RHC-2004 y Wikipedia.Org.
6. Comunicaciones de radio en la era digital, tecnología HF/VHF/UHF (volumen dos) de Harris Corporation.
7. Alan V. Oppenheim y Alan S. Willsky, *Señales y Sistemas*, 2ª edición, Prentice-Hall, 1998.
8. Norbert R. Malik, *Circuitos Electrónicos: Análisis, Diseño y Simulación*, Prentice-Hall, 1996.
9. Sergio Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 3ª edición, McGraw-Hill, 2002.
10. *Aspectos Prácticos de Diseño y Medida en Laboratorios de Electrónica*, 2ª edición, Dpto. de Publicaciones de la ETSIT (UPM), 2002.

ENLACES DE INTERNET

1. www.edisombra.com.
2. www.monografias.com
3. www.dspvillage.ti.com.
4. www.motorola.com/semiconductors
5. www.analog.com
6. www.texasinstruments.com

ANEXOS

GLOSARIO

ACOPLADOR DE ANTENA Dispositivo entre el transmisor y la antena que modifica las características de la carga presentada al transmisor, de forma que transfiera la máxima potencia a la antena.

ALE Establecimiento Automático de Enlace. Técnica que permite a las estaciones de radio enlazarse automáticamente unas con otras

AM Amplitud Modulada. Técnica usada para transmitir información, en la cual la amplitud de la frecuencia de la portadora es modulada por la entrada de audio, transmitiéndose la portadora completa y ambas bandas laterales.

AME Amplitud Modulada Equivalente. Método de transmisión en banda lateral única, en el cual la portadora se reinserta para permitir la recepción por parte de los receptores convencionales de AM.

AMPLITUD Magnitud pico a pico de una onda de radio.

ANCHO DE BANDA Rango de frecuencia ocupado por una señal dada.

ÁNGULO DE DESPEGUE Ángulo entre el eje del lóbulo principal de un patrón de antena y el plano horizontal de la antena de transmisión.

ANTENA BICÓNICA Antena utilizada para estaciones fijas; diseñada para cubrir el rango de 100 a 400MHz.

ANTENA DIPOLO Antena versátil que usualmente es alimentada por un alambre en el centro de su longitud. Su orientación proporciona polarización horizontal o vertical.

ANTENA DIRECCIONAL Antena que tiene mayor ganancia en una o más direcciones.

ANTENA LÁTIGO VERTICAL Antena omnidireccional que tiene pequeños ángulos de despliegue y polarización vertical.

ANTENA OMNIDIRECCIONAL Antena cuyo patrón no es direccional en el Acimut.

ÁREA DE COBERTURA Área de línea de vista cubiertas por un satélite.

ARQ Solicitud de repetición Automática. Técnica de transmisión de datos para transferencia de datos libres de errores.

ASINCRÓNICO Sistema de comunicaciones de datos que añaden elementos de señal de arranque y parada a la información, con el propósito de sincronizar caracteres de datos individuales o bloques.

ASK Desplazamiento Codificado de amplitud. Forma de modulación en la que una señal digital desplaza la amplitud de la portadora.

ATENUACIÓN Debilitamiento, disminución progresiva de la señal.

BANDA ANCHA Término que indica la ocupación relativa del espectro de una señal, para distinguirla de una señal de banda angosta. Una señal de banda ancha típicamente tiene un ancho de banda que excede el doble de la más alta frecuencia de modulación.

BANDA LATERAL Energía espectral, distribuida sobre o debajo de una portadora, resultante de un proceso de modulación.

BAUDIO Unidad de velocidad de señalización equivalente al número de símbolos; por ejemplo, señales discretas por segundo.

BER Tasa de errores. Números de bitios erróneos dividido para el número total de bitios transmitidos.

BINARIOS Sistema de números que parte de la base 2, utilizando los símbolos 0 y 1.

BITIO Dígito binario (0 o 1)

BLOQUEO Interferencia deliberada resultante de la transmisión en las frecuencias operativas con la intención de romper las comunicaciones.

BLOS Transhorizonte. Comunicaciones que tienen lugar sobre una gran distancia, más allá de la línea de vista.

CANAL Trayectoria unidireccional o bidireccional para transmitir y/o recibir señales de radio.

CERO Área de débil radiación.

CLAVE En criptografía, variable que cambia el algoritmo matemático.

CNR Radios de red táctica de combate.

COLOCALIZACIÓN Acto o resultado de colocación o disposición colateral.

COMSEC Seguridad en comunicaciones. Técnicas de codificación o criptografía que hace ininteligible la información a personas no autorizadas.

CRIPTOGRAFÍA Técnica COMSEC que traduce (encripta) información en un mensaje aparentemente aleatorio y luego interpreta (descifra) el mensaje aleatorio mediante deencriptación.

CRIPTOGRAFÍA DE CLAVE PÚBLICA Sistema para manejo de claves utilizado en el sector comercial. Bajo este estándar, cada usuario genera dos claves, una pública y una privada. La solidez de tal sistema radica en la dificultad de derivar la clave privada a partir de la clave pública.

CW Onda continua. Onda de radio de amplitud y frecuencia constante. También, claves Morse.

DAMA Acceso múltiple asignado por demanda. Técnica que acopla las demandas del usuario con el tiempo disponible del satélite.

dB Unidad estándar para expresar ganancia o pérdida de transmisión y relación relativa de potencia.

DEMODULACIÓN Proceso por el cual la señal moduladora original es recuperada de una portadora modulada.

DESVANECIMIENTO Variación de la amplitud y/o fase de una señal recibida, debido a cambios en la trayectoria de propagación en función del tiempo.

DSP Procesamiento Digital del Señales. Tecnología desarrollada recientemente que permite que el software controle los circuitos electrónicos digitales.

EMI interferencia electromagnética. Disturbio electromagnético que degrada el rendimiento de las comunicaciones. Sinónimo: Interferencia de radio frecuencia (RFI).

ENCRIPCIÓN Proceso de traducción de la información en un mensaje aparentemente aleatorio.

ERP Potencia Efectiva Radiada. Potencia equivalente transmitida a la atmósfera, que es producto de la salida de potencia del transmisor multiplicada por la ganancia de la antena.

EXCITADOR Parte del transmisor que genera la señal modulada a ser transmitida.

FASE Es un proceso periódico como en una onda de radio, cualquier estado posible que se puede distinguir en una onda.

FILTRO ADAPTIVO DE EXCISIÓN Técnica de procesamiento de señales que mejora la transmisión de datos. Rastrea y suprime la interferencia de banda angosta en la entrada del demodulador y reduce los efectos de interferencia de canal compartido (interferencia en el mismo canal que ésta siendo utilizado).

FILTRO PASABANDA Filtro que pasa una banda limitada de frecuencias. Se lo utiliza para retirar señales de ruido y espurias generadas en el excitador o en las armónicas de la frecuencia de salida del amplificador de potencia.

FM Frecuencia Modulada. Forma de modulación en donde la frecuencia de una portadora varía en proporción a una señal de audio modulada.

FRECUENCIA Número de ciclos completos por segundos de una señal, medidos en Hertzios (hz)

FSK Desplazamiento Codificado de Frecuencia. Forma de modulación en la cual una señal digital desplaza la frecuencia de salida entre valores discretos.

GANANCIA Relación del valor de un parámetro de salida, tal como potencia, comparada con su nivel de entrada. Normalmente expresada en decibeles

GENERADOR DE CLAVES Dispositivo o proceso que genera la variable para un sistema codificado criptográfico.

HF Alta Frecuencia. Normalmente la banda de 3 a 30 Mhz. En la práctica, el límite inferior de la banda HF se extiende a 1.6 Mhz.

Hz Hertzio. Unidad básica de frecuencia

IF Frecuencia Intermedia. Frecuencia usada dentro del equipo como paso intermedio en la transmisión o recepción.

IMPEDANCIA Oposición al flujo de corriente de una combinación compleja de resistencia y reactancia. Reactancia es la oposición al flujo de corriente c.a. por un capacitor o un inductor. Un acoplador de antena ideal actuará para cancelar la componente reactiva de la impedancia de la antena

INTERCALACIÓN Técnica que incrementa la efectividad de los códigos FEC mediante la distribución aleatoria de errores en los canales de comunicación, caracterizado por ráfagas de errores.

ISB Banda lateral Independiente. Transmisión de banda lateral doble en la que la información transportada por cada banda lateral es diferente.

KEK Llave de Clave de Encripción. Utilizada en encripción digital

LF Baja Frecuencia. Rango de frecuencia de 30 a 300 Khz.

LLAVE DE ENCENDIDO-APAGADO Dispositivo para encender o apagar la portadora con llave telegráfica (código Morse) lo mismo que C W

LNA Amplificador de recepción de bajo ruido.

LÓBULO Área de fuera radiación.

LONGITUD DE ONDA Distancia entre el punto máximo de la onda al punto correspondiente en la onda adyacente.

LOS Línea de Vista. Término que se refiere a la propagación de audio en línea recta desde el transmisor al receptor sin refracción; generalmente se extiende al horizonte visible.

LPD Baja Probabilidad de Detección. Técnica para minimizar la probabilidad que la señal transmitida sea detectada por personas no autorizadas.

LSB Banda Lateral Inferior. Diferencia en frecuencia entre la señal portadora de A M y la señal de modulación

LUF Frecuencia más baja utilizable. La frecuencia más baja en la banda HF en la cual la intensidad de campo recibida es suficiente para proveer la relación requerida de señal-ruido.

MEZCLADO Técnica COMSEC que mezcla separando la señal de voz en un número de bandas, desplazando cada banda hacia un rango diferente de frecuencia de audio y conviviendo las bandas resultantes en una salida de audio compuesta que modula el transmisor.

MODULACIÓN Proceso, o resultado del proceso, de la variación de una característica de la portadora, de acuerdo con una señal proveniente de la fuente de información.

OHM Ohmio. Unidad de medición de resistencia.

ONDA CORTA frecuencia de Radio sobre 3 Mhz.

ONDA TERRESTRE Onda de radio que se propaga sobre la tierra y ordinariamente es afectada por la presencia del suelo

ONDA TERRESTRE REFLEJADA Porción de la onda propagada que se refleja desde de superficie de la Tierra entre el transmisor y el receptor.

PATRÓN DE RADIACIÓN Característica determinada por el diseño de una antena e influenciada fuertemente por su ubicación con respecto al suelo. Los patrones de radiación dependen de la frecuencia.

POLARIZACIÓN orientación de una onda relativa a un plano de referencia.

PORTADORA Señal de radiofrecuencia que puede ser modulada con señales de información.

PROPAGACIÓN movimiento de energía de radiofrecuencia a través de la atmósfera.

RUIDO ADMOSFÉRICO Ruido de radio ocasionado por procesos atmosféricos naturales

SALTO DE FRECUENCIA Conmutación rápida de la frecuencia del sistema de radio, tanto para el transmisor como el receptor, de frecuencia de frecuencia en patrones aleatorios aparentes, utilizando una referencia común de tiempo.

SATCOM Comunicaciones Satelitales.

SINCRÓNICO Forma de comunicaciones de datos que usa un preámbulo para alertar al receptor que está ingresando un mensaje.

SISTEMA ASIMÉTRICO DE CLAVES Sistema de manejo de claves que permite comunicaciones seguras de doble vía entre todos los usuarios que tengan una clave pública y una clave privada.

SISTEMA SIMÉTRICO DE CLAVES Sistema de manejo de claves en el cual la misma clave encripta y deencripta los datos.

SNR Relación Señal/Ruido. La relación de la potencia de la señal deseada a la potencia de ruido en un ancho de banda especificado.

SSB Banda Lateral Única. Técnica de modulación en la cual la portadora y una banda lateral (superior o inferior) son suprimidas, de manera que toda la potencia se concentre en la otra banda lateral.

TDM Multicanalización por División de Tiempo. Proceso de muestreo en el tiempo para cambiar o multicanalizar diversas señales de información para su transmisión en una sola portadora o canal de comunicación.

TEK Clave de encriptación de tráfico. Usada en encriptación digital.

TEXTO CIFRADO Datos encriptados.

TIU Unidad de Interfaz Telefónico

TRÁFICO La información pasada por un canal de comunicación.

TRANSCEPTOR Equipo que usa circuitos comunes con el fin proveer las capacidades de transmisión y recepción.

UHF Ultra frecuencia. Parte del espectro de la radio 300 Mhz. a 3 GHz

USB Banda lateral superior. Banda portadora de información; es la frecuencia producida por la adición de la frecuencia de la portadora y la frecuencia de modulación.

VHF Muy alta frecuencia. Parte del espectro del radio, de 30 a 300 Mhz.

VOCODER Dispositivo que convierte sonido en una corriente de datos que pueden ser enviados en u canal HF. Abreviación de codificador-descodificador de voz.

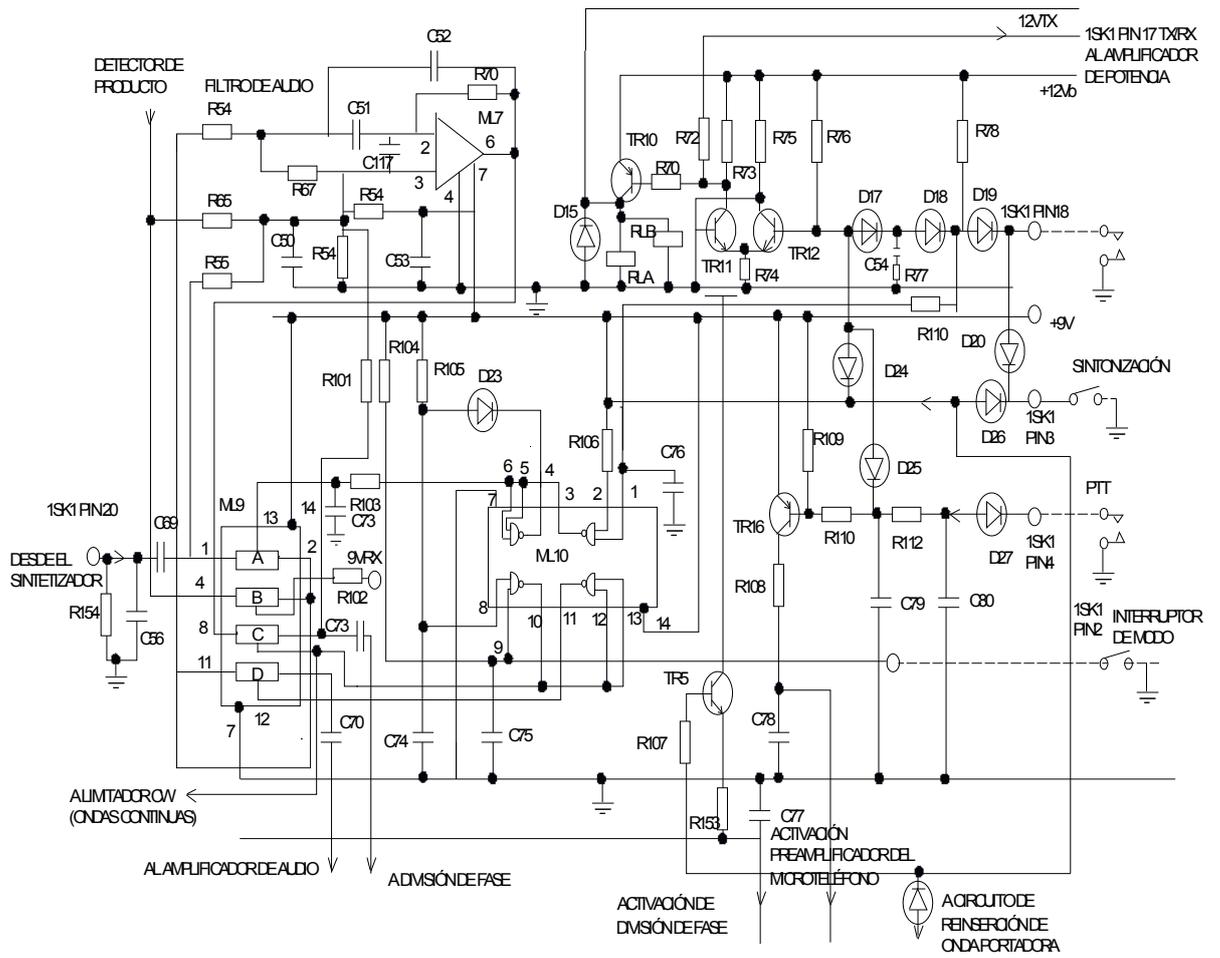
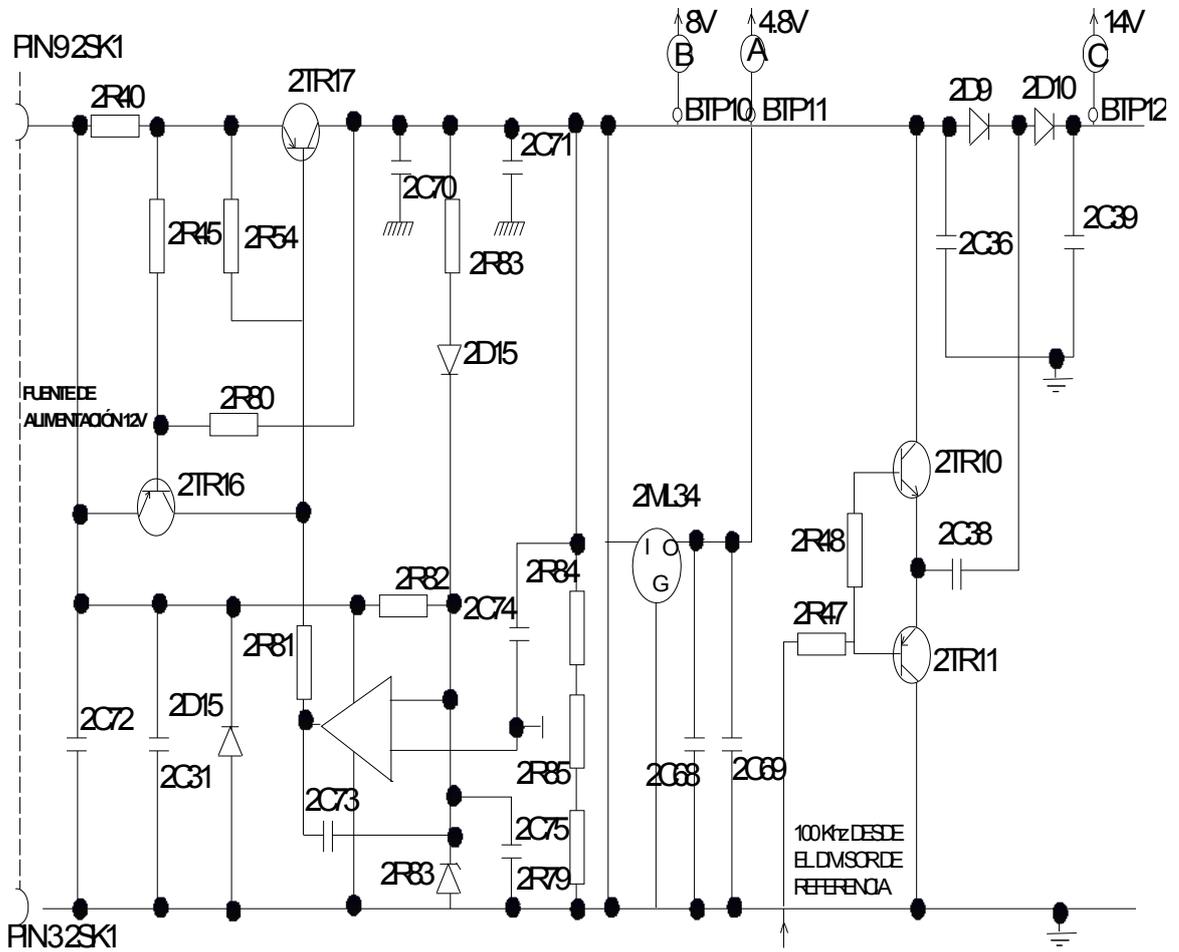


DIAGRAMA DE CONEXIÓN DEL SISTEMA



CIRCUITO DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN DEL SINTETIZADOR

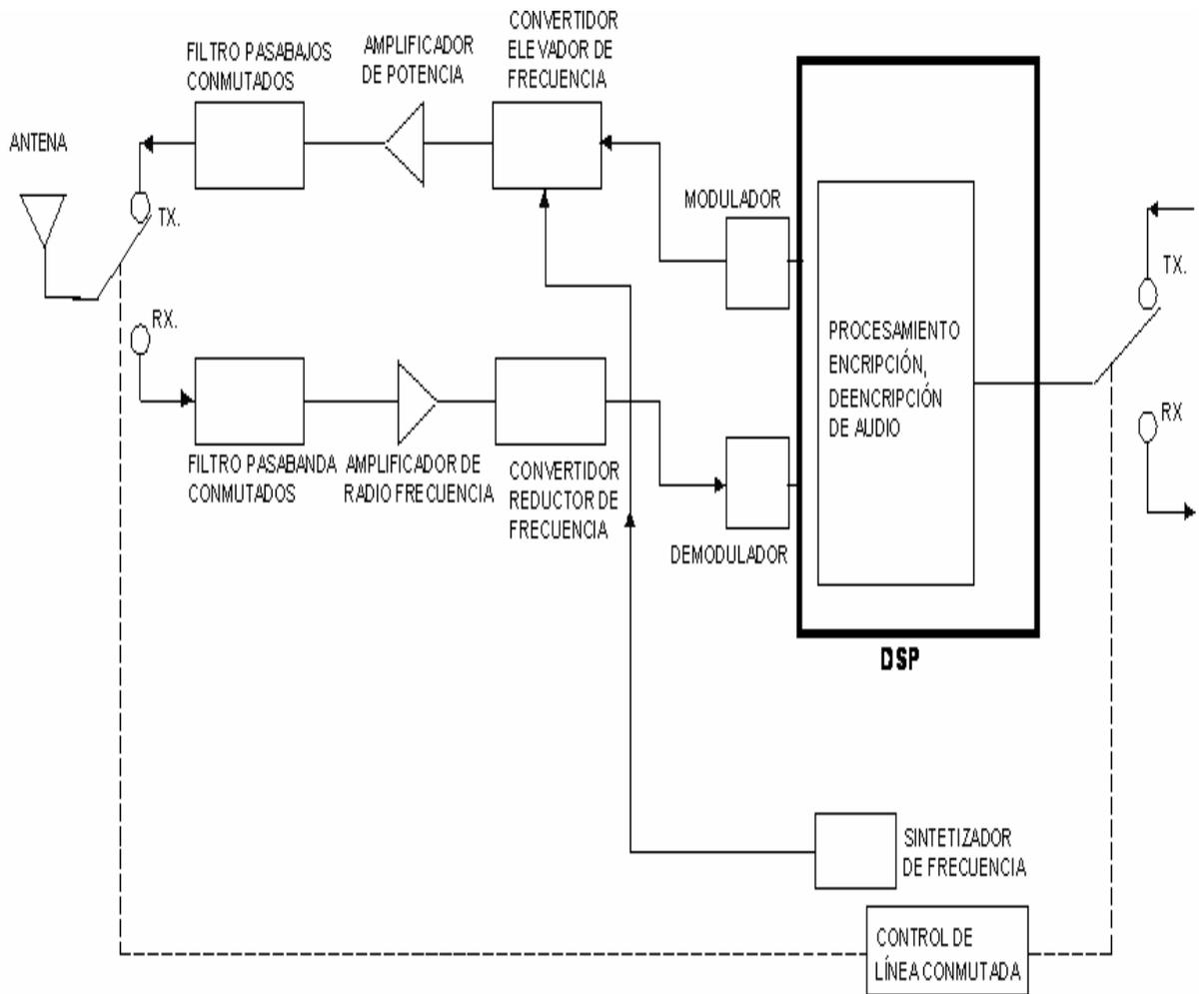
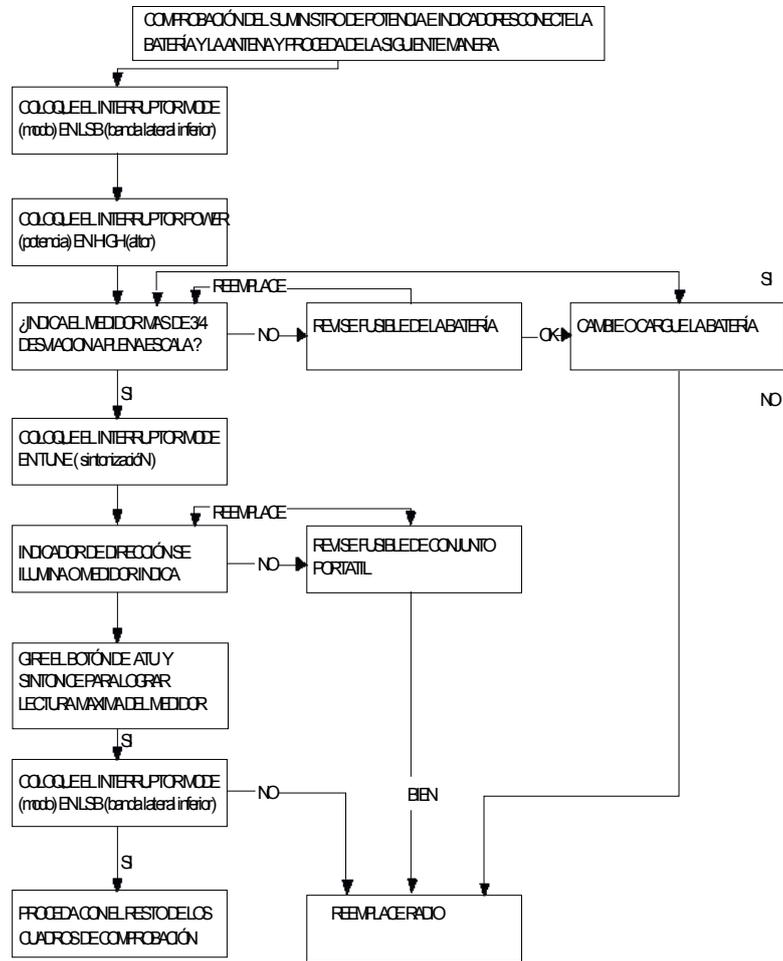
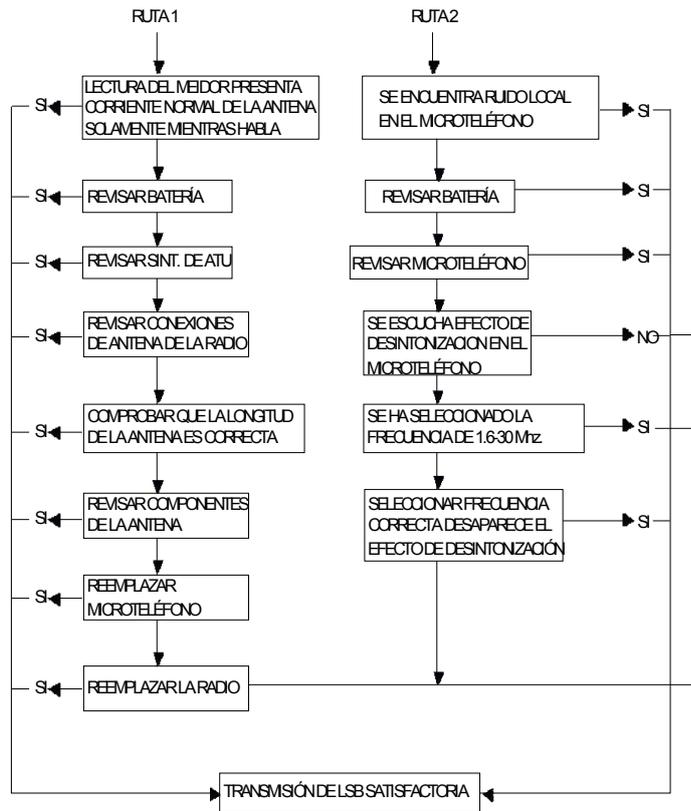


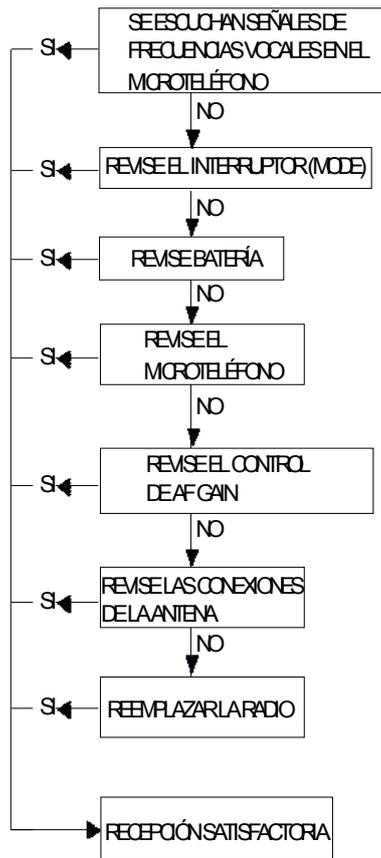
DIAGRAMA DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA



ESQUEMAS Y PASOS A SEGUIR PARA REALIZAR LA COMPROBACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO CORRECTO DE LA RADIO PRM - 4031



COMPROBACIÓN DEL TRANSMISOR



COMPROBACIÓN DEL RECEPTOR

Latacunga 20 de agosto de 2008

REALIZADO POR:

Cbos. De Com. REINOSO SÁNCHEZ LUIS JAVIER
C.I. 1715595284

Cbos. De Com. CRESPATA ALMACHI CLEVER ERNESTO
C.I.

**EL COORDINADOR DE LA CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA E
INSTRUMENTACIÓN**

Ing. ARMANDO ÁLVAREZ SALAZAR

EL SECRETARIO ACADÉMICO DE LA ESPE-LATACUNGA

Dr. EDUARDO VACA ALCÁZAR