

CONTRIBUCIONES
al
INSTITUTO ARGENTINO
de
RADIOASTRONOMIA No

5
-

NUEVO RECEPTOR PARA 1420 MHZ

Ing. Emilio Filloy

NUEVO RECEPTOR PARA 1400 MHz

CONTRIBUCIONES
del
INSTITUTO ARGENTINO
de
RADIOASTRONOMIA No

E.M.Filloy - 1976

Las premisas sobre las cuales se diseñó el nuevo receptor de 21 cm son:

- a) La disponibilidad de amp. paramétricos de muy bajo ruido a temperatura ambiente.
- b) La posibilidad de construir un sistema de procesamiento de datos flexible y rápido sobre la base de una minicomputadora y una microcomputadora.
- c) La utilización de componentes modernos que permitan un funcionamiento más confiable y alta estabilidad.

CABEZAL DEL RECEPTOR

Se utilizará un alimentador del tipo bocina plegada circular que permite la obtención de diagramas de radiación circulares y anchos de banda mayores que los obtenidos con alimentadores contruidos sobre la base de dipolos. Físicamente estos alimentadores son de dimensiones relativamente grandes ($\phi \sim 1m$) y no están polarizados. La polarización depende de la forma de construcción de la transición alimentador-coaxil (guía de onda-coaxil) pudiéndose eventualmente obtener salidas de las 2 polarizaciones con la transición adecuada. En un primer paso se utilizaría una transición simple (de dimensiones similares a la doble) por la dificultad de su obtención (debe ser comprada) y además porque no se conoce que monto de ruido adicionaría dada su mayor complejidad. Como criterio para su utilización, en caso de poder ser adquirida, se adopta el que no adicione más de $5^{\circ} K$ a la temperatura total

total del sistema, si fuesen más de 5° K se debe considerar que estos deben ser adicionados en un sistema cuyo amp. paramétrico tiene 41 ° K y esto no es considerado razonable. En caso de poder utilizarse esta otra salida del alimentador dará lugar a que se destemple la posibilidad de utilizarla como salida para un receptor de O.H. pues es posible que pueda llegarse a esa frecuencia con el mismo alimentador o bien como carga del aislador del param. (He les experiment).

La transición debe tener un conector de salida apto para ser usado con coaxil de 7/8, rígido, para mínimas pérdidas. El acoplador direccional que sigue en la cadena de entrada es una unidad construida con conectores para 7/8 y es de muy baja pérdida de inserción. Similar a los utilizados en los receptores del N.R.A.O. adiciona 3°K a la temperatura de ruido del sistema. La llave Dicke es sujeta de discusión por cuanto su utilización involucra la adopción del sistema del receptor. Pensado originalmente para implementar un receptor de comparación con un carga, la especificación es estricta en cuanto pérdida de inserción y ancho de banda y siendo un elemento ubicado antes del paramétrico su calidad debe ser la mejor posible. La solución inmediata consiste en la adquisición de una llave Electromagnetic Science (Atlanta) (cuyo coste es de 2.000 u\$s) cuyas especificaciones no sea mejores de 0,2 db de pérdida de inserción. Otro grupo originalmente de California construiría sobre especificaciones un LATCHING SWITCH (circulador conmutable) a menor precio y mejores especificaciones, pero no era clara la posibilidad de realizarlo en ese momento por cuestiones de formación de una nueva compañía. Finalmente, mientras la posible elección de la llave se realiza, se sustituye por un trozo de líneas lo que solo permite la observación en potencia total o con conmutación en frecuencia. La adopción o no de la llave Dicke y por lo

tante la posibilidad de utilización del receptor conmutado con carga no solo depende de la disponibilidad de una buena llave debido a que también debe considerarse el empleo de un modulador de ganancia y analizar sus ventajas y desventajas como veremos más adelante.

El amplificador paramétrico es un Micrómega utilizado a temperatura ambiente con una temperatura propia de ruido de 41°K y un ancho de banda definido entre los puntos de $-1/2$ db de

$$B \Rightarrow 1360 - 1430 \text{ MHz}$$

y ganancia

$$G \Rightarrow 17 \text{ db}$$

Se debe advertir que el paramétrico tiene un ancho de banda grande y que además su respuesta se extiende a ambos lados de la banda. Es de una sola etapa y del tipo no degenerado, siendo su frecuencia de bombeo prevista por un oscilador a diodo Gunn incluido en la misma unidad, sin control ni de amplitud ni de frecuencia siendo esta de ~ 22 . GHz. El coeficiente de temperatura es de $0,2 \text{ db}/^{\circ}\text{C}$ lo cual debe ser tenido en cuenta para especificación de la variación admitida en la temperatura de la caja que alojará el sistema.

Siguiendo el amplificador paramétrico se ubica un filtro que será el responsable en definir la banda de paso del sistema. Varios son los aspectos a considerar cuando se quiere definir la banda de aceptación del sistema y estos aspectos están referidos fundamentalmente a los objetos radioastronómicos que se pretenden observar, y a las limitaciones en el espectro de utilización por parte de los elementos utilizados y por la presencia de señales de interferencia como lo es, por ejemplo, el radar de Ezeiza e bien la presencia de interferencia aún no localizada.

En principio los objetivos que se desean en cuanto al espectro a observar serían:

Lineas de recombinación: $\left\{ \begin{array}{l} 1.374.6 \text{ MHz} \\ 1.399.4 \text{ MHz} \\ 1.424.7 \text{ MHz} \end{array} \right.$

Galaxias $\left\{ \begin{array}{ll} + 6000 \text{ Km} & \longrightarrow 1380 \text{ MHz} \\ - 1000 \text{ Km} & \longrightarrow 1426 \text{ MHz} \end{array} \right.$

Es decir la banda de interés está definida entre 1374 y 1426 MHz.

El problema principal es la presencia del radar de Ezeiza en 1360 MHz. Dadas las características de banda de paso del amplificador paramétrico esta frecuencia será amplificada por el mismo. Por supuesto no se puede colocar un filtro delante del paramétrico pues su atenuación destruiría la excelente temperatura de ruido del amplificador. También debe tenerse en cuenta que la emisión del radar consiste en un tren de pulsos y que por lo tanto el espectro se extiende a ambos lados de la portadora en 1360 MHz. Como conclusión se llegó a que es prácticamente imposible eliminar el radar mediante la presencia de filtros y por lo tanto la idea será la de utilizar los mismos de forma que se atenúe la señal de interferencia de forma tal que no lleve los amplificadores posteriores a niveles de saturación, es decir que $1360 \pm \Delta B$ sea manejada dentro del rango dinámico de los amplificadores. Si este criterio se verifica los amplificadores no se saturarán y entonces no habrá peligro de tener que esperar a que estos se recuperen de la saturación. IMPORTANTE: El nuevo alimentador (becina plagada) debería tener lóbulos laterales significativamente menores que el alimentador actualmente en uso y siendo estos los responsables principales en la recepción

de señales como la provenientes de direcciones paralelas a la superficie del terreno, es posible que si se cuida este factor se pueda lograr una significativa reducción de la señal de Esciza. Esto último no es válido por supuesto para todas las posiciones de la antena, pero si se recuerda que el máximo de la señal del radar se lo ubica cuando δ es ≈ -40 a -45° es posible tener esperanza en lograr mejoras al respecto.

En cuanto a la forma de eliminar la influencia del radar cortando la señal se ha sugerido simplemente cortar el receptor en alguna etapa previa a la llegada al mezclador por una cantidad de tiempo equivalente a la presencia del radar en antena (300 - 400 ms) para lo cual se debe disponer de algún dispositivo que sincronícamente opere en cada revolución de la antena del radar. Es necesario en este punto conocer las características del radar más exactamente

Frecuencias de emisión

Características de los pulsos

Ancho de banda (espectro)

Exactitud de los pulsos (duración y repetición)

Exactitud en la velocidad de giro de la ant.

Duración del servicio

Si entonces la señal es cortada en etapas previas ya no será crítico el rango dinámico de los amplificadores que siguen. Si el corte es realizado después del amp. transistorizado es necesario verificar que el rango dinámico del mismo sea apto para recibir lo que deje el filtro pasar de la frecuencia del radar.

Una posibilidad sería cortar el receptor con una llave a diodos P in de baja pérdida de inserción y buena VSWR en condiciones ON.OFF lo que permite su comando desde abajo.

Modulador de Ganancia:

Solo sería utilizado en el caso de que se encuentre una llave Dieke conveniente de muy baja atenuación y balance en sus dos entradas. Si el sistema es factible se conmutará contra una carga en Nitrógeno líquido para que la modulación no sea excesiva. La modulación excesiva trae como consecuencia el peligro de desbalance, en las dos posiciones, de la banda de paso del modulador de ganancia. La razón de la inclusión del M. de G. en R.F. es para que maneje la menor excursión posible si se realiza en FI a niveles mayores las excursiones son mayores y se acentúa el riesgo de alinealidad. Las alternativas para el M. de G. son:

- a) Conmutar con diodos PIN sobre PADS fijos.
- b) Conmutar la G. de un amplif. utilizando un amplif. de entrada y otro de salida como aisladores.
- c) Unidad comercial (usa 700.-) que tiene aisladores de entrada y salida
- d) M. de G. en la primera F.I. = 150 MHz
- e) " " " segunda F.I. = 30 MHz
- f) Efectuarla M. de G. mediante la computadora.

En el estado de cosas actual la decisión debe realizarse en base a los elementos que puedan ser obtenidos. Si es posible un receptor de conmutación sus ventajas son:

- Comparación de un perfil contra una fuente estable libre de información e presencia de hidrógeno como en conmutación en frecuencia.

- Facilidad para observación en el continuo.
- Para un receptor como el actual, en el cual la señal sobre los canales está acoplada en *alterna* (pues se obtiene la diferencia entre comparación y antena) ^{de calibración} la señal se conecta en forma continua, para conmutación en f. debería ser pulsante. Para el nuevo esquema (acoplado en CC.) se conecta en forma continua.

En cuanto a sus desventajas se cuentan:

- Deterioro de la relación señal/ruido (aumento de la temperatura de ruido) por efectos de la inclusión de la llave con su respectiva atenuación antes del amp. paramétrico.
- Influencia en la línea de base por efecto de eventual desbalance entre las entradas de antena y comparación (Error sistemático indep. de la radiofuente).
- Dada la necesidad de comparar con una carga fría (77°) esto lleva a la construcción de la misma con todo lo que significa renovación del hidrógeno líquido, utilización de TERMOS y circuitos de frío.
- Influencia en la línea de base por efecto de desbalances en la banda de paso en el M. de G. para diferentes ajustes del índice de modulación.

Estos factores deben compararse con un sistema de conmutación en frecuencia e bien de potencia total. En cuanto al primero sus ventajas son:

- Nivel de comparación igual al nivel medio de señal (no necesita M. de G.)
- Ajuste de la línea de base mediante adecuada elección de la banda de comparación.
- Como no hay necesidad de llaves en la entrada no se desmejora la temp. de ruido del sistema.

- No es crítico el cálculo del rango dinámico de los amplificadores por cuanto el nivel de señal y comparación es equivalente..

Desventajas

- Posibilidad de la inclusión de hidrógeno en la comparación.
- Necesidad de asegurarse anchos de banda mayores pues la línea de base depende de las condiciones de adaptación, ruido y ganancia a lo largo de la banda de señal y de comparación.
- Necesidad de una complicación en la generación de frecuencias de O.L. (Señal y comparación) y la necesidad de incluirlas como dato adicional en la computadora. Además se pretende que las frecuencias de comparación estén, por encima y también por debajo de banda de señal. La secuencia de conmutación se debe controlar mediante el programa de observación, como así también las frecuencias correspondientes.

En el esquema se reemplazará el med. de ganancia por un trozo de línea en resguardo de su futura utilización y se dispondrá de un aislador previo al mezclador para evitar el retorno de señal y también de oscilador local hacia el parámetro.

Mezcladores

Se recurrirá a una doble conversión; primero se convertirá a 150 MHz y luego a 30 MHz. El objeto de este sistema es tener mejor control sobre el rechazo de la frecuencia imagen. Con la primera FI= 150 MHz la imagen estará 300 MHz arriba de la frecuencia de señal. Esto establece un valor más flexible en el diseño del filtro pues la atenuación es considerablemente mayor que la obtenible a 60 MHz arriba si la FI fuese 30 MHz directamente. Se recurrirá a unidades

comerciales con alta aislación en los mezcladores balanceados. Los anchos de banda necesarios en ambas bandas de frecuencia intermedia están fijados por el sistema de filtros a utilizar.

Bancos de filtros y sistema de oscilador local

Los objetivos que se persiguen en el diseño del sistema tienen que ver con:

- a) Tipo de observaciones necesarias desde el punto de vista científico.
- b) Cantidad de bancos de filtros necesarios para satisfacer a), definidos en ancho de banda de cada filtro, separación entre filtros y cantidad de filtros por banco.
- c) Relaciones entre bancos de filtros, es decir forma en que cubren el espectro un banco con respecto a otros.
- d) Sistema del receptor. El caso más complicado en este aspecto se verifica para un sistema de conmutación en frecuencia.

a) La banda de paso alrededor de 1400 MHz ya ha sido discutida como así también sus limitaciones y el tipo de objetos a observar. Resta conocer el detalle con que se desea resolver los objetos observados.

b) Actualmente se posee 2 bancos de filtros: 56 canales de 10 KHz espaciados 19 KHz. *y 30 canales de 100 KHz espaciados ~ 113 KHz*. Se entiende que la necesidad de filtros más anchos no va más allá de 250 KHz, número este que se tomará como base para cálculos posteriores (relación señal ruido) y no menos de 1 KHz con ciertas posibilidades de que sea $\Delta B = 3$ KHz el ancho de filtros que se puedan usar de forma inmediata. Un banco hipotético de filtros muy anchos sería

de 40 filtros sintonizados sucesivamente con 250 KHz de separación. En cuanto a los filtros muy angostos también estarían espaciados en un Δf igual al ancho del filtro.

c) El criterio general para ubicar la relación entre bancos de filtros sería que el banco muy ancho define el ancho de banda total del sistema (en cuanto a filtros) mientras que los bancos de filtros menores tengan la posibilidad de moverse dentro de la ventana definida por los anchos, para lo cual se deben construir conversores independientes que permitan introducir un OFB-SET en frecuencia controlado digitalmente y el cual puede ser implementado mediante sintetizadores (J.C)

d) Se seguirá con la idea de un receptor conmutado en frecuencia, no solo porque aparece como el sistema que se ha de adoptar definitivamente, sino que además es el que mayores requisitos fija para el sistema de O.L. y ancho de banda.

Bancos de filtros

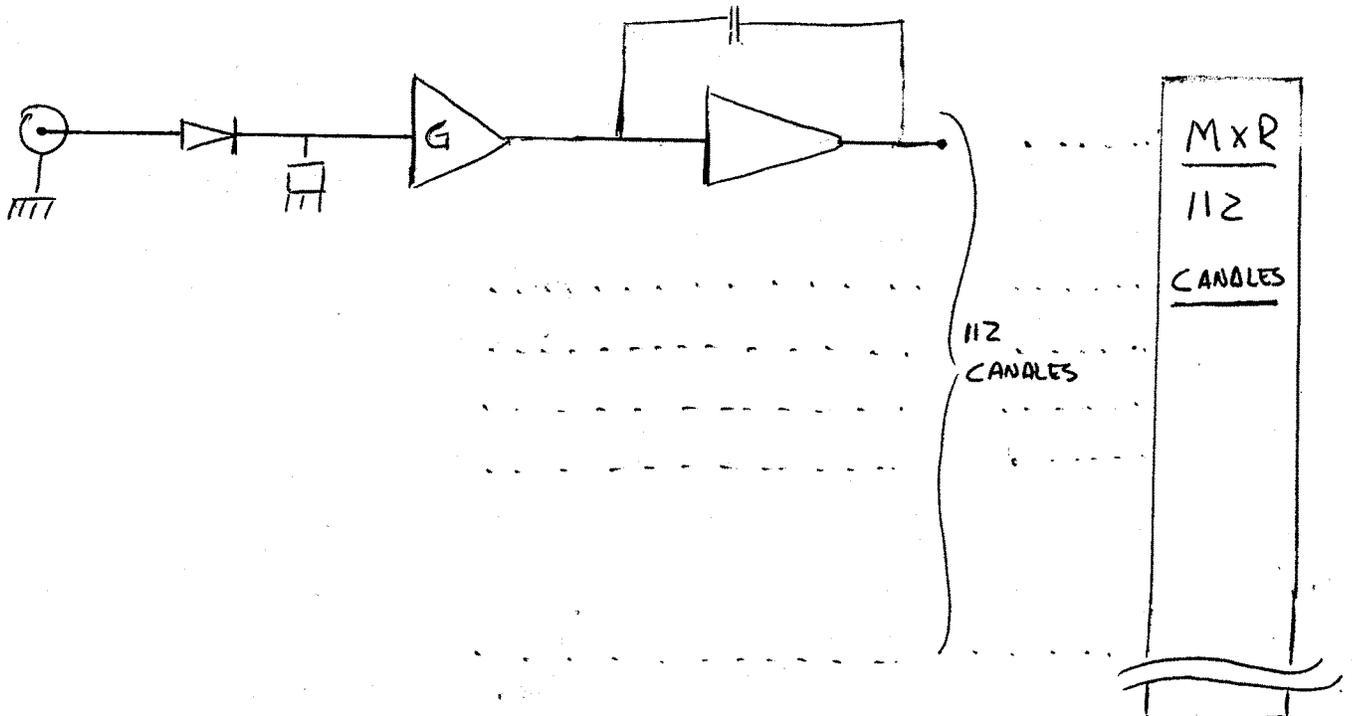
En principio se acepta la posibilidad de emplear 4 bancos de filtros, como ya ha sido mencionado.

- 1) AB = 250 KHz
- 2) AB = 100 KHz
- 3) AB = 10 KHz
- 4) AB = 3 KHz

Los bancos 2) y 3) son los actualmente en uso en el radiómetro actual; el primero, si bien no ha sido discutido se lo tomará como referencia para el cálculo del receptor.

El banco de 3 KHz está construido y existen posibilidades de su utilización.

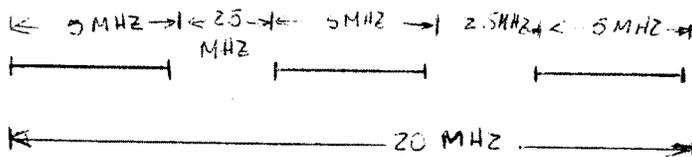
El empleo simultáneo de distintos bancos es posible por cuanto se dispondrá de 112 canales independientes en los cuales es posible albergar cualquier combinación. Cada canal esta compuesto de un detector, un amplificador y un integrador.



La observación simultánea obliga a preestablecer una relación (ajustable) entre los extremos de la banda de cada grupo de filtros.

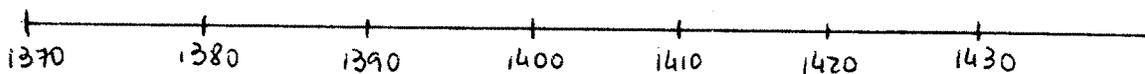
Tomando como base los filtros muy anchos (40 filtros en número razonable) cubren un ancho de banda total de 5 MHz (si están sintonizados en forma contigua).

Si se conmuta en frecuencia y adoptando el sistema de comparar por encima y por debajo de la frecuencia de señal a una distancia

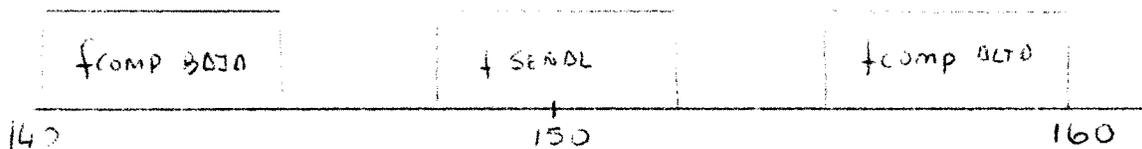


máxima entre la frecuencia inferior de señal y la superior de referencia baja y de 2.5 MHz (igual a la máxima de señal y la mínima de referencia alta) el ancho necesario es de 20 MHz.

$$\Delta B = 20 \text{ MHz}$$



El primer mezclador será utilizado para "pasar" los 20 MHz necesarios dentro la banda de paso del sistema ya discutido previamente. Por lo tanto el ancho de banda mínimo en 150 MHz debe ser 20 MHz (desde el punto de vista de la línea). Debe decidirse cual será un AB adecuado para el continuo.



En esta frecuencia se hará la conmutación en frecuencia y la razón es que resulta relativamente más fácil conmutar osciladores locales aquí y no en f más altas, fundamentalmente porque el error admitido en las frecuencias es una fracción del ancho de un filtro, es decir es un error absoluto y por lo tanto menos crítica cuanto más baja es la frecuencia. El mezclador a utilizar tendrá un ancho de banda significativamente mayor y se dejará a filtros pasivos la tarea de limitar la banda.

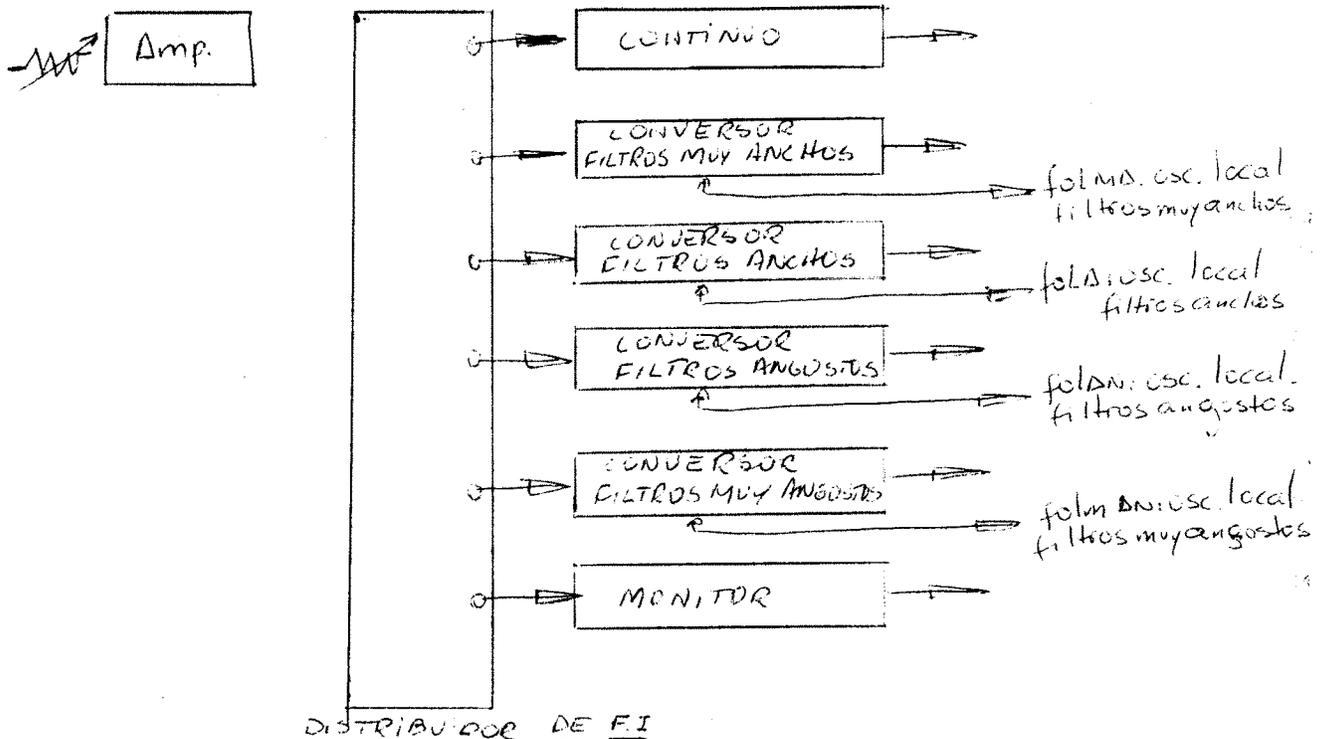
Un segundo mezclador llevará a 30 MHz la frecuencia intermedia; nuevamente el mezclador será de buen ancho de banda y los amplificadores de 30 MHz serán en realidad amplificadores de video con

$$AB/30 \text{ MHz} \Rightarrow 5 \text{ MHz} - 50 \text{ MHz}$$

y el recorte de la banda nuevamente se lo obtendrá con filtros pasivos. No se quiere un ancho de banda excesivo para limitar la posibilidad de interferencias. Adn estos filtros estarán

estarán contenidos en la caja del receptor en la antena.

El diagrama block aproximado de la sección de los conversores es la de la figura.



Esta sección estará situada ya en la sala del receptor y constará de un atenuador para ubicar el nivel de entrada y eventualmente un amplificador con un distribuidor de FI que excitará cada conversor para cada uno de los eventuales bancos de filtros y dos canales para continuo y monitorado.

Cada conversor eventualmente será excitado con una frecuencia de O.L. independientemente. Como criterio inicial se tomará el banco de filtros muy anchos (de existir) o el de filtros anchos convertido mediante una frecuencia fija, siendo por lo tanto el fol de alta frecuencia el que ubicará los extremos de banda en el espectro. Con respecto a este banco de referencia se convertirá en los conversores para bancos de AB menores mediante una frecuencia variable que introduce un OFF-SET en f. con respecto al banco mayor y que, siendo variable permite la excursión de los bancos menores entre los extre-

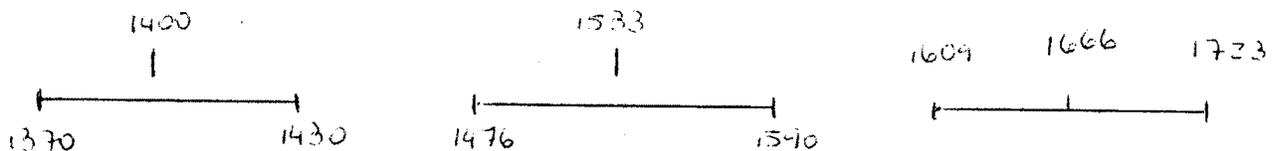
mes del banco mayor o de referencia.

Implementación del sistema de oscilador local

Para el primer oscilador local puede eventualmente utilizarse el esquema actual, si bien presenta los inconvenientes derivados de que debe reajustarse mecánicamente el FAIRCHILD cuando requierense variaciones mayores de 4 MHz y siempre que se elija como frecuencia imagen 300 MHz por debajo. El range del FAIRCHILD actual se limita a 1500 MHz (debe verificarse)

IMPORTANTE:

Podría adoptarse el criterio de utilizar como primer O.L. una frecuencia que sea útil tanto para la línea de 21 cm como para O.H. para lo cual el valor de la primera FI debe coincidir con la media *aprox.* entre la banda a utilizar en 21 cm y la media a utilizar en la cuarteta de O.H.



La frecuencia intermedia sería así de 133 MHz y el oscilador local debe poder ser variado en 60 MHz alrededor de 1540 MHz. Esta es una aproximación pues aún debe ser tenido en cuenta las restricciones que la conmutación en frecuencia impone sobre el range de variación del O.L. (reduce la banda; quita 2.5 MHz a cada lado).

En cuanto al FAIRCHILD si bien su range no alcanza a 1530 MHz se puede intentar modificar la longitud del conductor central del filtro $\lambda/4$ coaxial y ver si es posible extender su

rango hasta 1590 MHz.

Espectro útil en oxidrilo (Colomb + Bajaña)

La cuarteta de OH es

1612 MHz
1665 MHz
1667 MHz
1720 MHz

Para calcular el espectro necesario se toma 700 Km/s una velocidad aceptable como límite del rango de velocidades. En tales frecuencias significa un desplazamiento de la línea de 3 MHz y esta es la razón porque los límites en la banda son 1609 (es decir (1612 - 3) MHz) y 1723 ((1720 + 3) MHz - en realidad un 6% mayor el corrimiento en 1720 que en 1712).

Otro criterio para la elección de la frecuencia intermedia sería ubicar aquella que determine el menor valor de fol, max para ubicar el rango del oscilador local.

Este valor resulta 146.5 MHz

Si se adopta este valor, la fol, max = 1576,5

Los valores surgen de considerar que

$$\begin{aligned} \text{fol max} &= 1430 + \text{fFI} \\ \text{y} \quad \text{fol max} &= 1723 - \text{fFI} \\ \text{fFI} &= 146,5 \end{aligned}$$

se ve que la frecuencia intermedia originalmente elegida, 150 MHz, es suficientemente aproximada, resultando entonces en una fol, max = 1580 MHz = 1430 MHz + fFI = 1430 + 150 = 1580 MHz.

y donde también se ve que fol, max la fija la banda de 21 cm

y no la de O.H.. En el otro extremo, si, es OH la que fijaría $f_{ol, min}$ y es $f_{ol, min} = 1609 \text{ MHz} - 150 = 1459 \text{ MHz}$
 El f_{ol_2} que debe ser conmutado en frecuencia, eventualmente será implementado mediante un sintetizador (siempre que los tiempos de conmutación de frecuencias sean compatibles con el tiempo de conmutación necesario para el receptor). Será

$$\underline{f_{ol_2} = f_{SINTEST} \times 16 \quad 180 \text{ MHz}}$$

En cuanto a las frecuencias variables de los conversores se tomará como referencia el banco de filtros anchos que permanecerá fijo es decir la f. de O.L. en el conversor será fija y entonces mediante sintetizadores del tipo SINTEST se proveerá de las f variables en cada conversor.

FILTROS ACTUALES (Modificaciones)

El criterio que se aplicará a los filtros es que su transferencia sea tal que la salida en terminos de $N/^\circ K$ sea constante sobre el detector. En otras palabras el producto $G \times \Delta B = CTE$. Si los conversores son idénticos con la misma ganancia y ΔB entonces la ganancia será normalizada de forma que la energía incidente sobre cada detector sea la misma para cada filtro.

En el caso actual los filtros anchos (100 KHz) deberán tener una transferencia para señal senoidal pura (dentro de la banda de paso) 10 veces menor que los filtros de 10 KHz de ancho.

- a) Cualquier filtro debe poder ser conectado a la salida de cualquier conversor.
- b) Cualquier filtro debe poder ser conectado a cualquier detector.

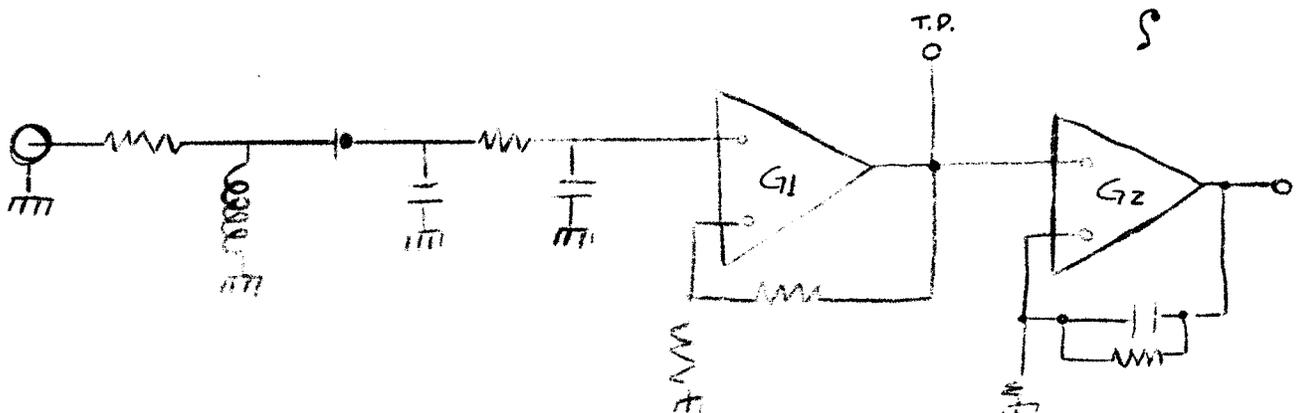
Por lo tanto en los filtros anchos se sacará el amp. de video

y se equalizará la ganancia con resistores. Tal vez con una sola etapa de amplificación sea suficiente. Se proveerá una salida de baja Z (50 ohms) que permita manejar un cable que conectará directamente a los detectores.

En cuanto a los filtros angostos será reemplazado el 2N2925 por un tipo 2N4401 (o similar) que tienen un rango dinámico mayor.

En la salida será reemplazado el detector por un amp. de alta Z de entrada y baja Z de salida (circuito EBT + transist) que manejará el cable que lo conecta con los detectores. Para analizar las transferencias de los distintos filtros en el mismo banco pueden utilizarse resistores conectados sobre el driver o bien en la entrada al mismo. (no se tocará la salida) No deben ser utilizados potenciómetros (sólo en el proceso de ajuste hasta encontrar el valor adecuado).

Detectores amplificadores e integradores



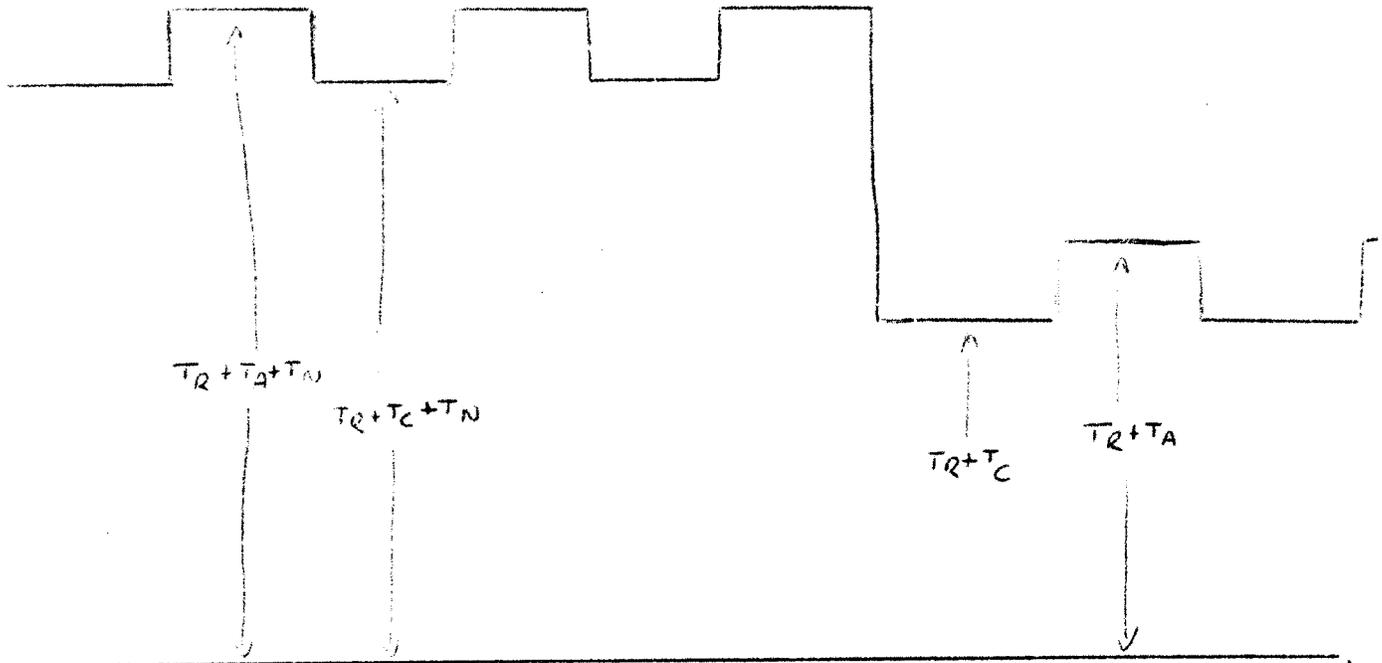
Se proponen dos amplificadores Para poder tener acceso a una señal de prueba (T.P.) que permita sacar una señal con Z razonablemente pequeña (caso en que se sintonizan los filtros)

Este circuito es el encargado de detectar la salida de cualquier filtro, para lo cual se debe tener sumo cuidado en establecer el nivel adecuado para mejor rango dinámico como detector cuadrático del diodo detector. En principio el diodo

será un **BACK-DIODE** (diodo tunel) de la serie **BD**
De los datos de **MS10** la salida media recomendada es **5 mV**. Los
amplificadores posteriores deben llevar el nivel apto para
la entrada del conversor **A/D**. Para **5 mV** de salida el nivel
de potencia en la entrada del detector debe ser **-20 dbm**
a **-23 dbm**.

La primera etapa es un separador que debe tener alta
impedancia de entrada. El filtro sobre el detector limita la
banda lo más posible compatible con una señal proveniente de
un barrido de frecuencia que permita medir e sintonizar los
filtros. Tal señal se la obtendrá en el **F.P.** a la salida del
primer amplificador. El segundo amplificador contendrá el fil-
tro necesario para obtener una $\tau = 20$ ms. Esta τ es obten-
nida por condiciones de rango dinámico y del análisis del
transitorio que ocurre cuando se conmuta entre compara-
ción y señal. Las ganancias indicadas son las obtenidas de
considerar una salida máxima de **10 volts** (señal de **C.C.** +
ruido) y que es la señal máxima de entrada en el conversor **A/D**
(se usará el modo **0-10V**)

ANÁLISIS DE LA SALIDA



$T_N + T_A$	Temp. receptor + Temp. antena
$T_N + T_C$	" " + Temp. comparación
$T_R + T_C + T_N$	" " + " " + ruido calibración
$T_R + T_A + T_N$	" " + Temp. antena + " "

a) Si el sistema es de conmutación con carga T_N no aparece cuando el receptor está en carga.

b) Si es conmutación en frecuencia habrá que discriminar T_C (temp. de comparación) si es { banda comp. alta
banda comp. baja

Cada determinación será almacenada en memoria debiéndose identificar sus condiciones de obtención. Luego de un cierto tiempo se realizará para cada canal la siguiente

Conversión a punto flotante

$$(T_R + T_A) - (T_R + T_C) = (T_A - T_C) \quad 1$$

$$(T_R + T_A + T_N) - (T_R + T_C + T_N) = (T_A - T_C) \quad 2$$

$$(T_A + T_A + T_N) - (T_R + T_A) = T_N \quad 3$$

$$(T_R + T_C + T_N) - (T_R + T_C) = T_N \quad 4$$

$$1 + 2 \quad 3 \quad 3 + 4 \quad N$$

A esta altura se ha digitalizado la escala en temperaturas y sirve ya para que mediante la *micro-comput.* se puede llevar al osciloscopio una secuencia de valores. Por otro lado los valores de los canales N_1 y S_1 se registran en la cinta magnética. Se prefiere llevar los valores a la cinta magnética porque por ejemplo deberá ser promediados (según el operador) un mínimo de N_1 que lleve el error de su determinación a menos

$1/3$ del error de la señal para que el error final no sume más del 10 % del de la señal.

En el momento que la minicomputadora no este en operación recibiendo datos podrá tomar los S_1 y proceder a un grado mayor de procesamiento (cuando la antena busque otra fuente, cuando se cambien las condiciones de operación). Este post-procesamiento puede incluir normalización de ganancias comparación con otros perfiles, det. de línea de base, sustracción de errores sistemáticos, eliminación de datos no útiles sobre la base de criterios fijados en el soft-ware. Los tiempos de realización de todos estos pasos dependen de la forma de tratar los datos que el observador requiera y pueda hacer de

acuerdo al tiempo disponible de la máquina. El ingreso de la señal en la cinta tiene que ver con el tiempo que se quiere esperar entre determinaciones (problema de interferencias posibles) y el uso racional de la cinta.

Esquema tentativo para el manejo de datos.

- La Z del integrador es 20 MS
- Se debe leer entonces cada $\frac{Z}{3} \cong 6 \text{ ms.}$ cada canal.
- Por lo tanto el tiempo que estará el sistema de adquisición de datos conectado a cada canal individual será

$$\frac{6.5 \text{ MS}}{112} \cong 60 \mu \text{ seg}$$

Durante estos $60 \mu \text{seg}$ se deben registrar las siguientes operaciones.

- Tiempo de transf. del multiplexer + conversión 10 μseg
- Tiempo de programación: 30 μseg

Colocarlo en el acumulador

Identificar si el T_R si o no

" si comp/señal

Verificar si hay más canales
y afuera

TOTAL 40 μseg

- Quedan más del orden de $20 \mu \text{seg}$ no destinados aún.

Después de cierto tiempo (eventualmente fijado por el operador o quien haya programado la operación) la computadora no adquirirá más datos y procederá a procesar según

SWITCH ON O OFF?

TOTAL POWER?

NOISE level ON OR OFF?

Ref. Frec (O Ref. LOAD)?

TOTAL POWER?