

PROYECTO DEL RECEPTOR PARA

EL INTERFEROMETRO DEL

I.A.R.

E. Baja ja-E. Filloy-A. Bava

PROYECTO DEL RECEPTOR PARA EL INTERFEROMETRO DEL IAR

INTRODUCCION

A medida que la radioastronomía pudo determinar la distribución de las fuentes de radioemisión se hizo evidente la necesidad de contar con antenas de mayor resolución angular. El objetivo es el poder determinar con mayor precisión los tamaños angulares de los diversos componentes de una fuente extendida o de radiofuentes discretas.

La máxima resolución angular que se puede lograr con un sistema depende de la máxima distancia entre dos elementos que contribuyan simultáneamente a la recepción. Así por ejemplo en una antena que disponga de un reflector parabólico circular, el ancho del lóbulo de radiación principal será inversamente proporcional a su diámetro. Este tipo de antenas, a la vez que aumenta su capacidad de resolución con el diámetro, aumenta su área de recolección de señal con el cuadrado del mismo. Los problemas mecánicos que originan las grandes estructuras móviles sin embargo hacen que los diámetros máximos logrados sean del orden de los 100 m. (radiotelescopio de Bonn y Green Bank).

Para resoluciones mayores que las que se pueden lograr con este tipo de antenas únicas, es necesario utilizar sistemas múltiples con dos o más antenas separadas y procesar la señal que arriba simultáneamente a dichos elementos de modo de reproducir las señales que se obtendrán con un elemento de tamaño equivalente. Este procedimiento se conoce como síntesis de apertura y permite lograr muy altas resoluciones equivalentes aunque por supuesto con pérdidas de sensibilidad. Esta menor sensibilidad es necesario compensarla con receptores más sensibles y estables y con mucho más tiempo de observación.

El resultado de la correlación (o producto) de las señales provenientes de dos elementos ubicados a una distancia d , se puede escribir en la forma:

$$w(u,v) = \iint_{-\infty}^{\infty} A(l,m) B(l,m) f(l,m,\delta_0,v) \exp(-2\pi i(ul+vm)) dl dm \quad (1)$$

En esta expresión u y v son los componentes de d , medidos en longitudes de onda, proyectada sobre el plano del cielo y en un sistema rectangular dado con origen en el centro de la zona del cielo observado, l y m son los cosenos directores de cada punto de dicha zona. Con respecto a la dirección del centro en el mismo sistema de referencia $A(l,m)$ es la medida geométrica de los diagramas de antena individuales, $B(l,m)$ es la distribución de brillo en la zona observada y $f(l,m,\delta_0,v)$ es una función que depende, además de l y m , de la frecuencia v y de la declinación δ_0 del centro. En esta expresión se supone que el desfase en el tiempo del arribo del frente de onda, proveniente del centro, a ambas antenas ha sido corregido.

La forma de la expresión (1) indica que el interferómetro detecta, para cada posición de d o sea para cada par de valores u,v , la transformada de Fourier de una expresión en la que interviene la distribución de brillo. Esto indica que si $w(u,v)$ es conocida para un número grande de valores u,v , es posible sintetizar la imagen de $B(l,m)$ a través de la transformada de Fourier inversa. Las resoluciones en la dirección de l y m están definidas por los máximos en las componentes de u y v .

Existen en la actualidad varios instrumentos en el mundo que funcionan según este principio. Algunos constan de un par de antenas con distancias mutuas variables y otros más completos y sofisticados consisten en un conjunto de antenas de modo que se operan simultáneamente varios interferómetros. Tales son por ejemplo el radiotelescopio de Síntesis de Westerbork (Holanda) que consta de 14 antenas sobre una extensión de 3 km y el VLA en Nueva México (E.E. U.U.) con 36 antenas sobre tres tramos radiales de 27 km cada uno.

En todos estos instrumentos se utiliza el movimiento de la Tierra ya que el mismo produce variaciones en la orientación de la línea de base de los interferómetros (línea que une los centros eléctricos de cada elemento) y por tanto permite un mejor cubrimiento del plano u,v.

Esta es otra razón para requerir una alta estabilidad al sistema ya que es necesario realizar observaciones continuas durante muchas horas, con calibraciones al principio y al final. Esta estabilidad se refiere tanto a la ganancia del sistema como a la fase y obliga a cuidadosos diseño y construcción de las diferentes partes.

En el Instituto Argentino de Radioastronomía (IAR) se cuenta desde 1966 con una antena con un reflector parabólico de 30m de diámetro montado sobre un eje polar. Sus movimientos le permiten apuntar a radiofuentes ubicadas entre -10° y -90° en declinación y seguidos entre -2 y +2 horas de angulo horario. Esta antena está anclada a una base fija. Una Segunda Antena de las mismas características está montada desde 1973, a 120 m de la primera, sobre una plataforma móvil.

Esta segunda antena obedece a un proyecto de hace varios años de implementar un interferómetro en la dirección Norte-Sur con bases fijas para esta segunda antena a distancias que llegan hasta 800 m de la primera antena.

En las siguientes secciones se describe el estado en que se encuentra el proyecto del receptor que se lleva a cabo con el subsidio de la SECYT de 1977 dentro del Programa Nacional de Electrónica.

INTERFEROMETRO - CONSIDERACIONES GENERALES

Se obtuvo un diagrama block de un receptor para interferometría en base a los siguientes requerimientos y factores :

- 1) Interferómetro que por causas históricas es:
 - a) N - S
 - b) 5 bases en dirección S.
 - c) Distancia mínima a 120 mts.
 - d) Distancia máxima a 800 mts.
- 2) Se dispone solamente de la primera base a aproximadamente 120 mts.
- 3) Se pretende en primera instancia un interferómetro de continuo.
- 4) Desde el punto de vista del sistema debe diseñarse para observación de línea HI.
- 5) Frecuencia central 1420 MHz.
- 6) Retardos en FI completos para -8° a $-90^\circ + 2$ hs en ángulo horario.
- 7) Se desea tener el sistema de "lobe rotator" dada la baja frecuencia natural de las "fringes".
- 8) Se desea tener salida S/C.
- 9) Debe tenerse en cuenta (en lo posible) la disponibilidad actual de materiales en el IAR.
- 10) Que el receptor de cada antena sea posible utilizarlo para observación individual.

Siendo uno de los objetivos principales la observación en línea el receptor debe ser de SSB (banda lateral simple) y por lo tanto será un receptor susceptible de variaciones en fase en FI, también significa que los retardos deben ser realizados en valores múltiples de longitud de onda en frecuencia intermedia. Permite una doble salida seno y coseno. Si bien los retardos de F.I. deben ser restringidos a múltiplos de λ , la cantidad de retardos necesarios es menor pues la envuelta de la función interferómetro es mas ancha comparada con la de doble banda lateral. Una característica muy conveniente del sistema de Banda Lateral Simple es que permite realizar el Rotador de Lóbulo en Frecuencia Intermedia lo que conduce a esquemas más simples y estables comparados con la necesidad de

realizarlo en el primer oscilador local como es el caso de Doble Banda Lateral (Ver APENDICE II y III).

Por lo tanto se adoptó el esquema de Banda lateral Simple para el Interferómetro del IAR.

APENDICE I

Sistemas de adición y correlación en Interferómetros :

Para el caso de un interferómetro de adición (Fig. 1) las señales de ambas antenas son sumadas y detectadas cuadráticamente dando a la salida

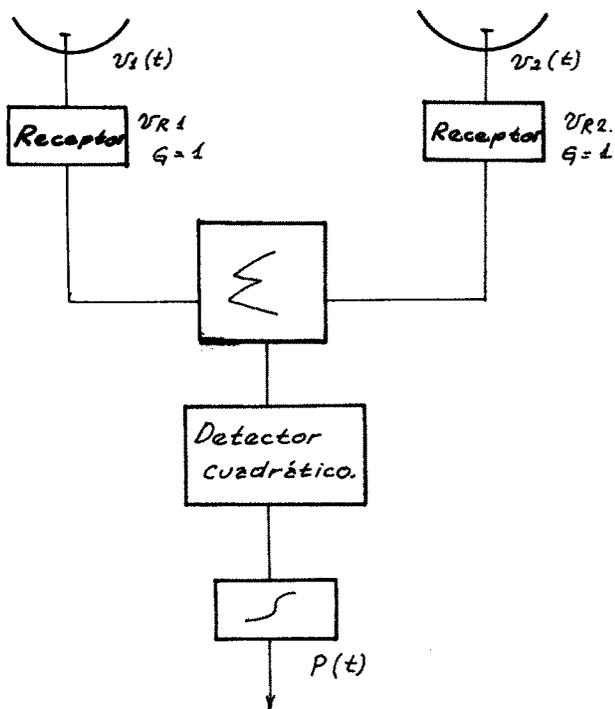


Fig n 1

$$P(t) = (v_1(t) + v_{R1}) + (v_2(t) + v_{R2})^2$$

Siendo :

$v_1(t)$ = señal de antena 1

$v_2(t)$ = señal de antena 2

v_{R1} = señal de ruido propio del receptor 1

v_{R2} = señal de ruido propio del receptor 2

G = ganancia de los receptores que por simplicidad la suponemos igual a 1.

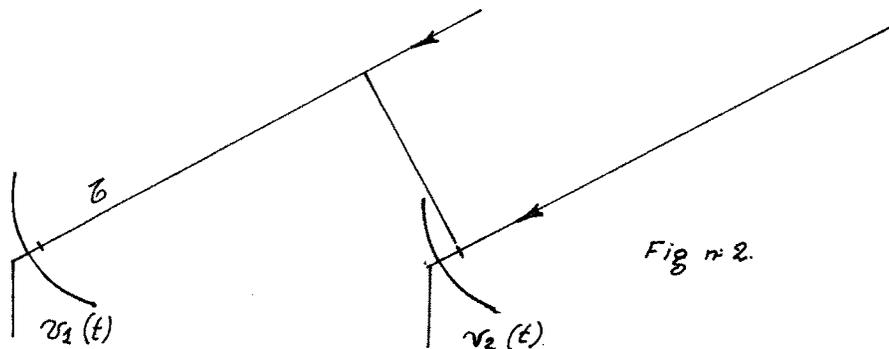
$$P(t) = \overline{(v_1(t) + v_{R1})^2} + \overline{(v_2(t) + v_{R2})^2} + 2 \overline{(v_1(t) + v_{R1}) (v_2(t) + v_{R2})}$$

$$P(t) = \overline{v_1(t)^2} + \overline{v_{R1}^2} + 2 \overline{v_1(t) v_{R1}} + \overline{v_2(t)^2} + \overline{v_{R2}^2} + 2 \overline{v_2(t) v_{R2}} + 2 \overline{v_{R1} v_{R2}} + 2 \overline{v_1(t) v_{R2}} + 2 \overline{v_2(t) v_{R1}}$$

El valor medio del producto de dos señales no coherentes es igual a cero y siendo $v_{R1} \neq v_{R2} \neq v(t)$ nos queda

$$P(t) = \overline{v_1(t)^2} + \overline{v_2(t)^2} + \overline{v_{R1}^2} + \overline{v_{R2}^2} + 2 \overline{v_1(t) v_2(t)} \quad (1)$$

Teniendo en cuenta que las antenas reciben la señal de una radiofuente puntual, surge una diferencia geométrica de trayectoria T de la señal que llega a una y otra antena (Fig. 2).

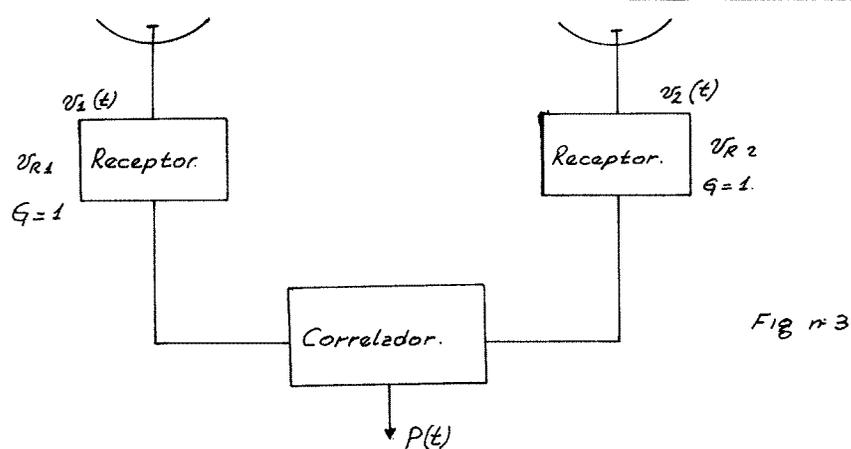


$$\text{Por lo tanto } v_2(t) = v_1(t + T) \quad (2)$$

Vemos en la ecuación (1) que el último término es la información deseada, usando la igualdad (2) se tiene que

$2 \overline{v_1(t) v_2(t)} = 2 \overline{v_1(t) v_1(t+T)}$; esta es la función de correlación y los demás términos son componentes continuos que no producen franjas de interferencia, sobre la cual viene montada la señal deseada. Pero en un receptor real, la salida de un interferómetro de adición se ve afectada por variaciones de ganancia. Estas variaciones afectan a todos los términos de la salida que enmascaran la señal útil que se desea obtener la cual es normalmente pequeña frente a los términos continuos.

Veamos el interferómetro de correlación



Como primer paso en el correlador las señales de cada antena son divididas a la mitad de su potencia obteniéndose

$\frac{(v_1(t) + v_{R1})}{\sqrt{2}}$ y $\frac{(v_2(t) + v_{R2})}{\sqrt{2}}$ para luego ser sumados y restados entre si quedando

$$\frac{(v_1(t) + v_{R1}) + (v_2(t) + v_{R2})}{\sqrt{2}} \quad \text{y} \quad \frac{(v_1(t) + v_{R1}) - (v_2(t) + v_{R2})}{\sqrt{2}}$$

Cada una de estas cantidades son detectadas cuadráticamente en forma separadas y restadas entre si dando a la salida

$$P(t) = \left[\frac{(v_1(t) + v_{R1}) + (v_2(t) + v_{R2})}{\sqrt{2}} \right]^2 - \left[\frac{(v_1(t) + v_{R1}) - (v_2(t) + v_{R2})}{\sqrt{2}} \right]^2$$

$$P(t) = \frac{(v_1(t) + v_{R1})^2}{2} + \frac{(v_2(t) + v_{R2})^2}{2} + \frac{(v_1(t) + v_{R1})(v_2(t) + v_{R2})}{2} -$$

$$\frac{(v_1(t) + v_{R1})(v_2(t) + v_{R2})}{2} - \frac{(v_2(t) + v_{R2})^2}{2} + \frac{(v_1(t) + v_{R1})(v_2(t) + v_{R2})}{2}$$

$$P(t) = 2 \left(\frac{(v_1(t) + v_{R1})(v_2(t) + v_{R2})}{2} \right) = 2(v_1(t)v_{R2} + v_2(t)v_{R1} + v_{R1}v_{R2} + v_1(t)v_2(t))$$

Como $v_{R1} \neq v_{R2} \neq v(t)$; y aplicando el concepto del valor medio del producto de dos señales no coherentes nos queda

$$P(t) = 2 v_1(t) v_2(t)$$

De la ecuación (1) y (3) deducimos que los sistemas de adición y correlación dan igual respuestas, pero el ultimo sistema tiene la ventaja que rechaza los terminos que no estan correlacionados. En radioastronomia los terminos correlacionados son mas pequeños que los terminos no correlacionados, lo que hacen que el interferometro de adición sea un sistema de medida inestable con respecto a variaciones de ganancia.

Como conclusión importante se obtiene que el interferometro de correlación es una tecnica menos sensible a las variaciones de ganancia y a las fluctuaciones de la tension de ruido del receptor.

Interferometro de correlación :

La insensibilidad de este sistema a las variaciones de ganancia son ciertas si las entradas de FI al correlador estan completamente aisladas y si el detector sigue una ley cuadratica sobre un rango dinamico grande.

Si suponemos que el transformador hibrido posee una aislación entre entradas de K db la señal de una rama aparecera K veces en la otra obteniendose a la salida

$$P(t) = \left\{ \frac{K(v_2(t) + v_{R2}) + v_1(t) + v_{R1}}{\sqrt{2}} + \frac{K(v_1(t) + v_{R1}) + v_2(t) + v_{R2}}{\sqrt{2}} \right\}^2 = \left\{ \frac{K(v_2(t) + v_{R2}) + v_1(t) + v_{R1}}{2} \right\} \left[- \frac{K(v_1(t) + v_{R1}) + v_2(t) + v_{R2}}{2} \right]$$

$$P(t) = 2 (K v_2(t) + K v_{R2} + v_1(t) + v_{R1}) \cdot (K v_1(t) + K v_{R1} + v_2(t) + v_{R2})$$

Desarrollando y aplicando la (1) nos queda

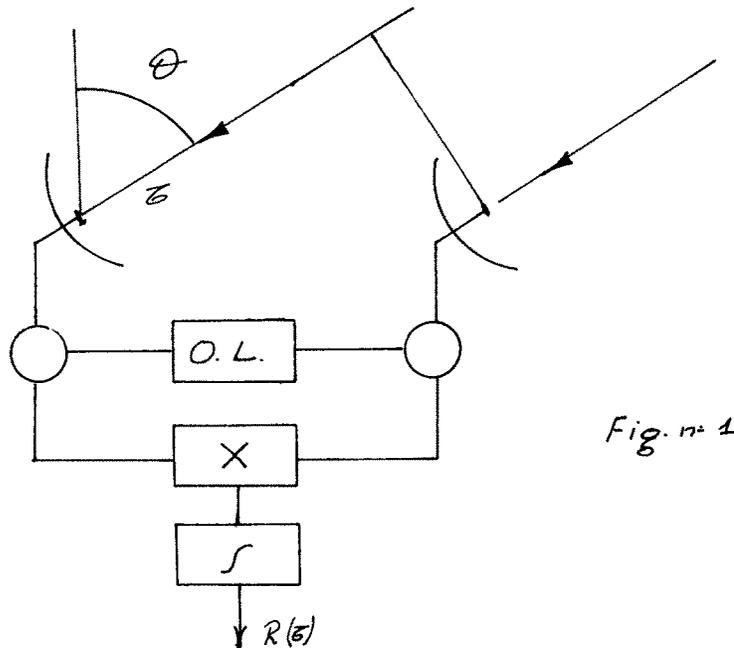
$$P(t) = 2 \left[K v_{R2}^2 + K v_{R1}^2 + K v_2(t)^2 + K v_1(t)^2 + (1+K^2) v_1(t)v_2(t) \right] \quad (6)$$

Las variaciones de ganancia afectan a la ecuación (6) siempre que el valor de K sea suficientemente grande. Por lo tanto

APENDICE II

Función de salida de interferómetros de doble banda lateral y banda simple

Si tenemos dos antenas como indica la figura 1, funcionando en conjunto como interferómetro



Las señales de una radiofuente llegarán a las antenas con una diferencia de fase $T = f(\theta)$

El objetivo será obtener las funciones normalizadas de interferómetros de doble banda lateral y banda lateral simple.

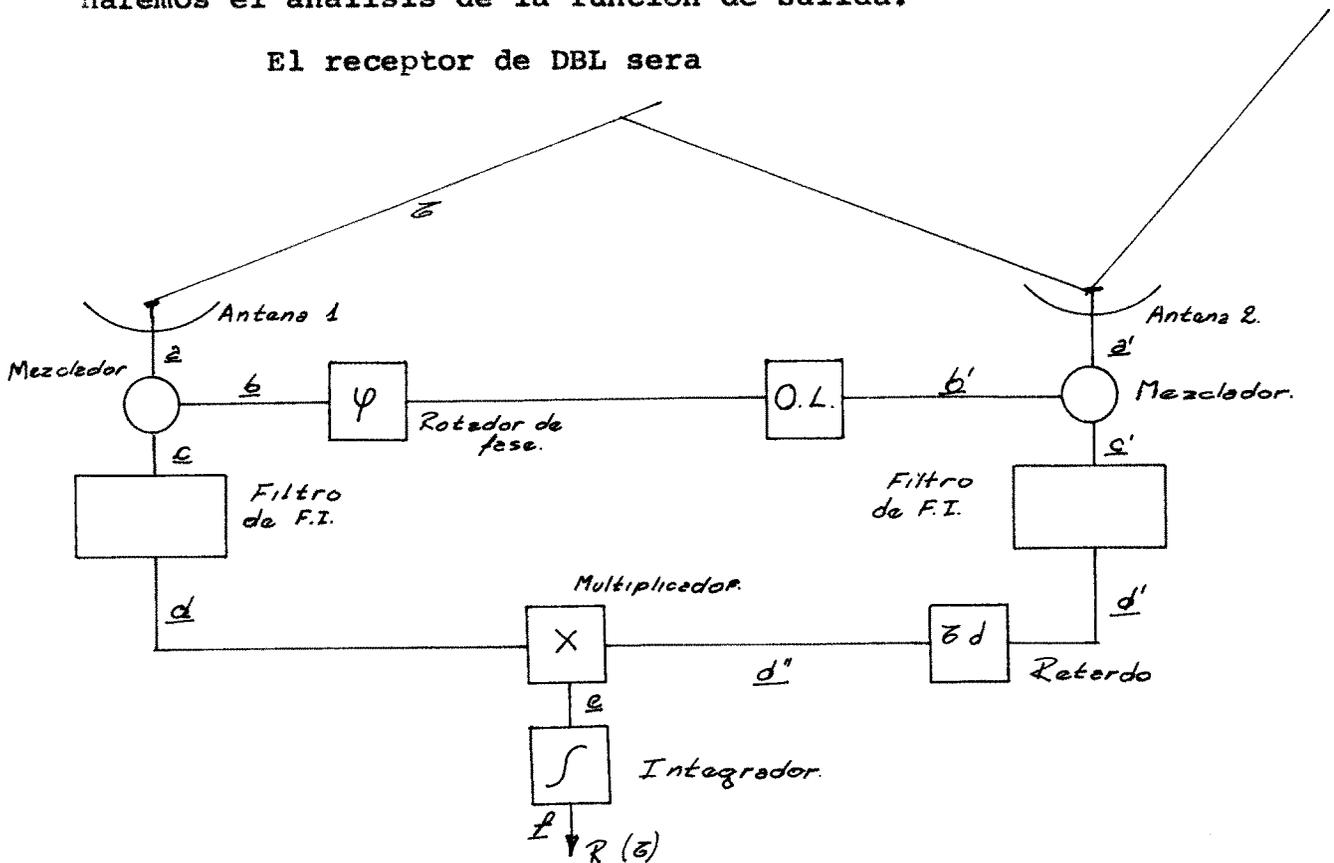
Por doble banda lateral se entiende el receptor que acepta las bandas laterales a cada lado de la frecuencia del oscilador local, este es el caso de receptores con mezclador de entrada o bien con amplificador de ancho de banda grande como primera etapa. Simple banda lateral es el receptor que acepta una sola banda; obteniéndose este tipo de receptor mediante amplificadores sintonizados o bien mediante un filtro adecuado.

Se debe tener en cuenta los retardos $[\tau_d]$ que se deben introducir en FI para permitir que la observación se produzca en un valor máximo de coherencia. Además introduciremos un rotador de fase $[\psi]$ permitiera acelerar la frecuencia natural de las franjas de interferencia, debido a que la orientación N-S de las antenas generan frecuencias muy bajas, las cuales dificultan la me

didada de la amplitud en observaciones.

Por lo tanto teniendo en cuenta estos dos parámetros haremos el análisis de la función de salida.

El receptor de DBL sera



A la entrada de antena tendremos

a) $\cos [W_s (t - \tau)]$

a') $\cos W_s t$

El oscilador entregara

b) $\cos [W_{20} (t) + \psi]$

b') $\cos W_{20} t$

Donde

W_{20} = frecuencia angular del oscilador local

W = " " de señal recibida en antena, producida por la emisión de una fuente puntual.

τ_d = retardo de FI

ψ = angulo producido por el rotador de fase

Luego se mezclan las señales obteniendose el producto

c) $\cos [W_s (t - \tau)] \cos [W_{20} t + \psi]$

c') $\cos W_s t \cos W_{20} t$

Que segun la relación trigonométrica

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} \cos (x - y) + \frac{1}{2} \cos (x + y)$$

Lo podemos desarrollar como

$$c) \frac{1}{2} \cos [w_s (t - \tau) - (w_{20} t + \varphi)] + \frac{1}{2} \cos [w_s (t - \tau) + w_{20} t + \varphi]$$

$$c') \frac{1}{2} \cos [w_s t - w_{20} t] + \frac{1}{2} \cos [w_s t + w_{20} t]$$

El filtro FI elimina el ultimo termino quedando

$$d) \frac{1}{2} \cos [w_s (t - \tau) - (w_{20} t + \varphi)]$$

$$d') \frac{1}{2} \left\{ \cos [w_s t - w_{20} t] \right\}$$

La antena 2 se ve afectada por el retardo τd introducido en FI ya mencionado.

$$d'') \frac{1}{2} \cos [w_s (t - \tau d) - w_{20} (t - \tau d)]$$

La salida del multiplicador sera

$$e) \frac{1}{2} \cos [w_s (t - \tau) - (w_{20} t + \varphi)] \cos [w_s (t - \tau d) - w_{20} (t - \tau d)]$$

Aplicando la relación trigonométrica 6) nos quedara

$$e) \frac{1}{4} \cos [w_s (\tau - \tau d) + w_{20} \tau d + \varphi] + \frac{1}{4} \cos [2 w_s (t - \tau) - 2 w_{20} t - w_{20} \tau d - \varphi]$$

Ya que el integrador no es mas que un filtro para bajos el ultimo termino es rechazado e integrando sobre los limites de DBL nos quedara

$$f) R(\tau) = \frac{1}{4} \int_{w_{10} - w_2}^{w_{10} - w_1} \cos [w_s (\tau - \tau d) + w_{20} \tau d + \varphi] \cos [w_s (\tau - \tau d) + w_{20} \tau d + \varphi] dw$$

$$R(z) = \frac{1}{4(z-z_d)} \left\{ \begin{aligned} &\text{sen} [(w_{20}z + \varphi) - w_1(z-z_d)] - \text{sen} [(w_{20} + \varphi) \\ &- w_2(z-z_d)] + \text{sen} (w_{20}z + \varphi) + w_1(z-z_d) = \text{sen} [(w_{10}z + \varphi + w_1 \\ & (z-z_d))] \end{aligned} \right\} =$$

Aplicando las relaciones siguientes

$$\text{sen}(x \pm y) = \text{sen } x \cos y \pm \cos x \text{sen } y$$

Nos queda

$$R(z) = \frac{1}{4(z-z_d)} \left[\begin{aligned} &\text{sen} (w_{20}z + \varphi) \cos w_1(z-z_d) - \cos (w_{20} + \varphi) \\ &\text{sen } w_1(z-z_d) + \text{sen} (w_{20}z + \varphi) \cos w_2(z-z_d) + \cos (w_{20}z + \varphi) \\ &\text{sen } w_2(z-z_d) + \text{sen} (w_{20}z + \varphi) \cos w_2(z-z_d) + \cos \\ &(w_{20}z + \varphi) \text{sen } w_2(z-z_d) - \text{sen} (w_{20}z + \varphi) \cos w_1(z-z_d) \\ &- \cos (w_{20}z + \varphi) \text{sen } w_1(z-z_d) \end{aligned} \right]$$

$$R(z) = \frac{1}{4(z-z_d)} \left[\begin{aligned} &2 \cos (w_{20}z + \varphi) \text{sen } w_1(z-z_d) + 2 \cos \\ &(w_{20}z + \varphi) \text{sen } w_2(z-z_d) \end{aligned} \right]$$

$$X(z) = \frac{1}{2(z-z_d)} \cos (w_{20}z + \varphi) \left[\begin{aligned} &\text{sen } w_2(z-z_d) - \text{sen } w_1 \\ &(z-z_d) \end{aligned} \right]$$

Como

$$\text{sen } x - \text{sen } y = 2 \cos \frac{x+y}{2} \text{sen } \frac{x-y}{2} \quad (7)$$

Tenemos

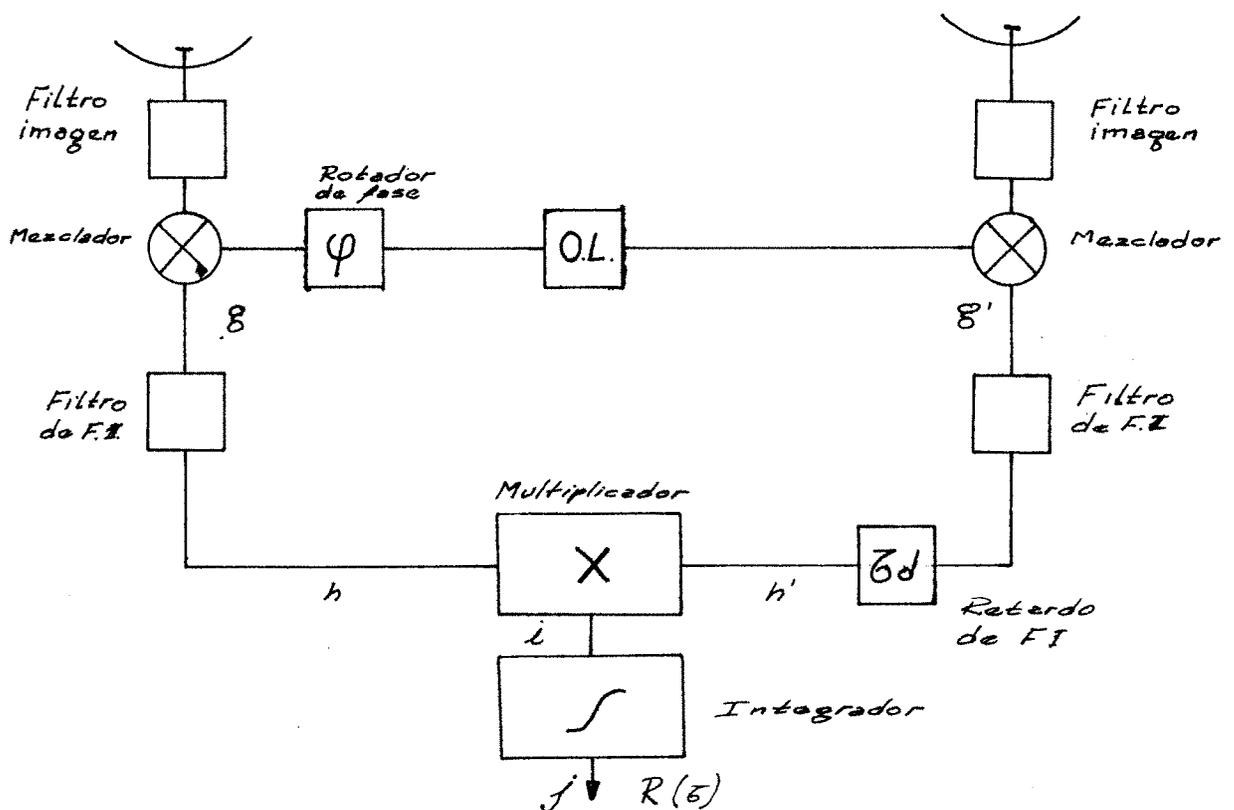
$$R(z) = \frac{1}{(z-z_d)} \cos (w_{20}z + \varphi) \cos \frac{(w_2 + w_1)(z-z_d)}{2} \\ \frac{\text{sen} (w_2 - w_1)(z-z_d)}{2}$$

Sabemos que

$$\Delta W = W_2 - W_1 \quad W_{FI} = \frac{W_2 + W_1}{2} \quad \Delta W = 2\pi\Delta B \quad (8)$$

$$R_{DBL}(\omega) = \frac{\pi \Delta B \sin \pi \Delta B (\omega - \omega_d)}{\pi \Delta B (\omega - \omega_d)} \cos W_{FI} (\omega - \omega_d) \cos (W_{20} \omega + \varphi)$$

El receptor de SBL sera



Suponemos las señales de entradas generadas por una fuente puntual iguales al desarrollo anterior. Luego a la salida del mezclador tendremos

$$g) \cos [W_s (t - \tau) - (W_{20} t + \varphi)]$$

$$g') \cos [W_s t - W_{20} t]$$

En este caso la banda lateral superior ha sido eliminada anteriormente por el filtro imagen. Por lo tanto a la entrada del multiplicador tendremos

$$h) \cos [W_s (t - \tau) - (W_{20} t + \varphi)]$$

$$h') \cos [W_s (t - \tau_d) - W_{20} (t - \tau_d)]$$

Despues del multiplicador

$$1) 2 \cos [w_s(t-z) - (w_{20}t + \varphi)] \cos [w_s(t-z_d) - w_{20}(t-z_d)]$$

Aplicando la relación (6) tendremos

$$1) \cos [w_s(z-z_d) + w_{20}z_d + \varphi] + \cos [2w_s(t-z) - 2w_{20}t - w_{20}z_d - \varphi]$$

El integrador rechaza el ultimo termino e integrando sobre los límites de SBL

$$j) R(z) = \int_{w_{10}-w_2}^{w_{10}-w_1} \cos [w_s(z-z_d) + w_{20}z_d + \varphi] dw$$

$$R(z) = \frac{1}{(z-z_d)} \left\{ \begin{aligned} &\text{sen}(w_{20}z + \varphi) - w_1(z-z_d) - \text{sen}[(w_{20}z + \varphi) - \\ &w_2(z-z_d)] \end{aligned} \right\}$$

Usando la relación trigonométrica (7) obtenemos

$$R(z) = \frac{2}{(z-z_d)} \cos \left(w_{20}z - \frac{(w_1+w_2)}{2}(z-z_d) + \varphi \right)$$

$$\frac{\text{sen } w_2 - w_1}{2} (z-z_d)$$

Reemplazando (8) en esta ecuación tendremos

$$R(z) = \frac{\Delta w \text{ sen } \pi \Delta B (z-z_d)}{\pi \Delta B (z-z_d)} \cos \left[\underbrace{(w_{20} - w_{FI})}_{w_s} z + w_{FI} z_d + \varphi \right]$$

APENDICE III

Analisis de interferómetros de banda lateral simple y doble banda lateral

Analizaremos las ventajas y desventajas de los sistemas de DBL y BLS usados en interferómetros, partiendo de las funciones de salida normalizadas, del diagrama en block y de la respuesta en frecuencia que se detallan a continuación:

Interferómetro de simple banda lateral :

$$R_{BLS} = \frac{\text{sen } \pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)}{\pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)} \cos (W_s \zeta + W_{FI} \zeta_d + \psi) \quad (1)$$

ENVOLVENTE

PORTADORA

donde

R = función de salida normalizada del interferómetro

ΔB = ancho de banda

ζ = retardo de la señal recibida por una antena con respecto a la otra

ζ_d = retardo introducido en la sección de frecuencia Intermedia

$W = 2 \pi f$

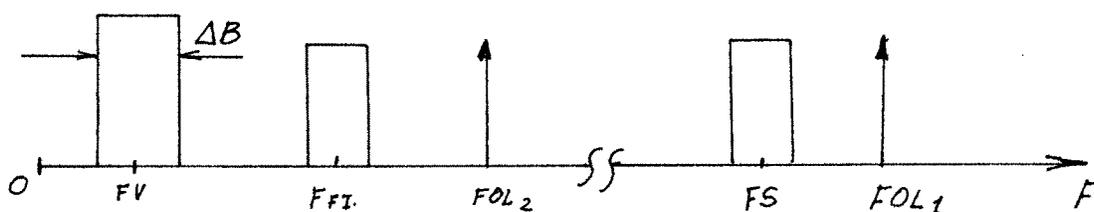
f_s = frecuencia de la señal recibida

f_{FI} = " intermedia

ψ = variación de fase producida por el rotador de lobulo

F_{OL} = frecuencia del oscilador local

F_v = " de video



El diagrama en bloques correspondiente es el de Fig. 1.

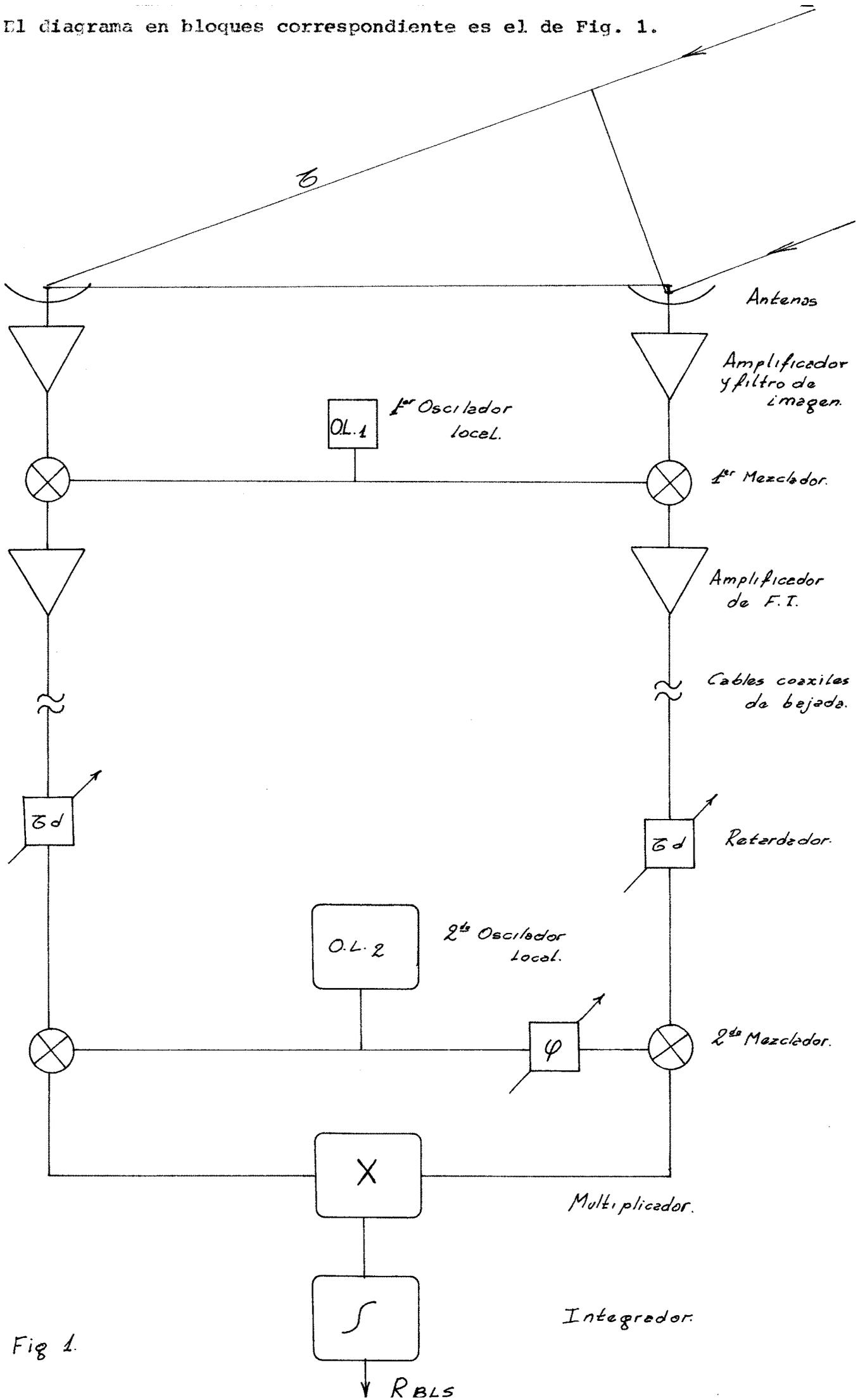
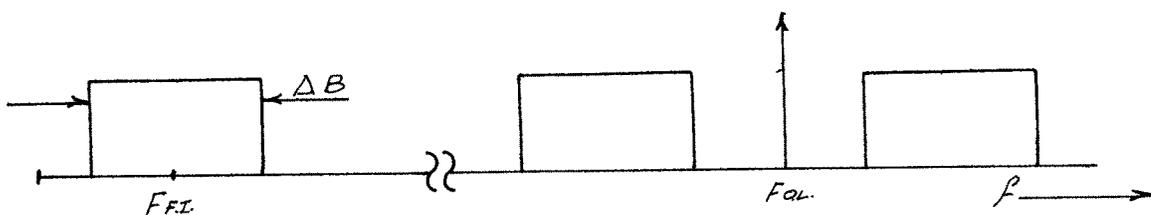


Fig 1.

Interferómetro de doble banda lateral

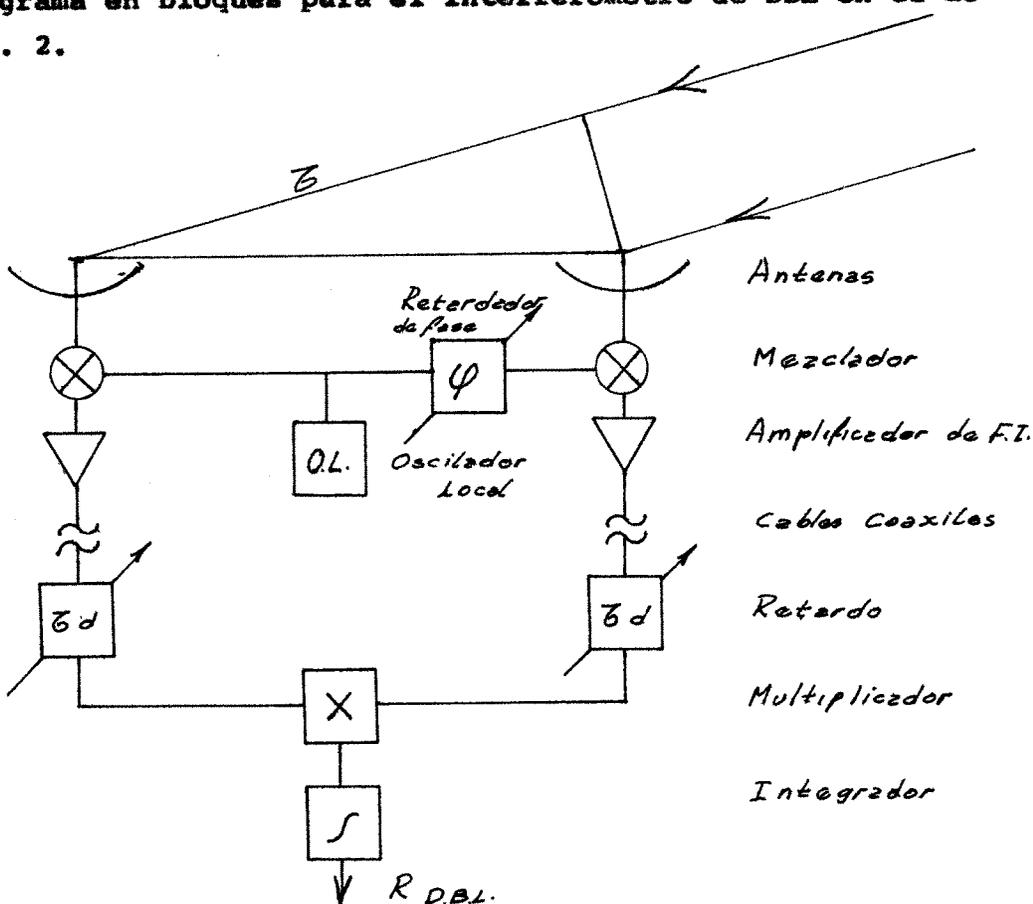


$$R_{DBL} = \frac{\text{sen } \pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)}{\pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)} \cos W_{FI} (\zeta - \zeta_d) \cos (W_{OL} \zeta + \psi) \quad (2)$$

ENVOLVENTE

PORTADORA

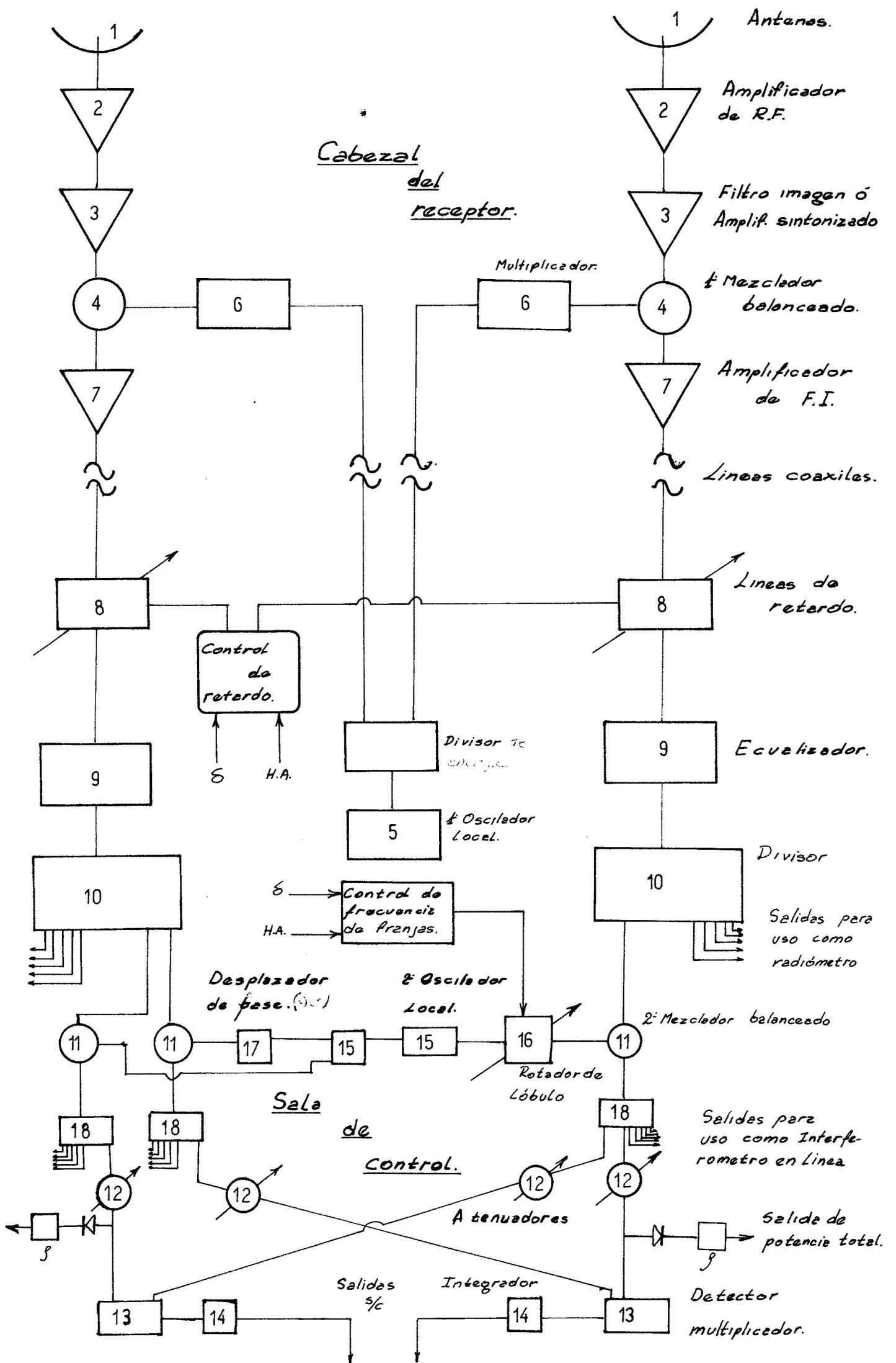
El diagrama en bloques para el interferómetro de DBL en el de la Fig. 2.



Consideraciones sobre los retardos

Como se advierte en los respectivos diagramas los Retardos son porciones de línea de transmisión introducidos en Frecuencia Intermedia. Tienen como objeto permitir que la observación se realice en la zona de valor máximo de envolvente haciendo que el retardo compense el valor de ζ que surge de la diferencia de la trayectoria geométrica del fuente de onda entre

Diagrama en block



1) Antenas (Alimentador) :

Se han utilizado en los dos cabezales de receptor alimentadores para 21 cm (dipolos de $\frac{\lambda}{2}$) disponibles en el IAR.

Se instalaron sistemas de comparación (llaves Dicke) lo cual permitira usar las antenas en forma individual para observaciones como radiometro simple.

2) Amplificadores de 1420 MHz

De los amplificadores disponibles en el IAR se utilizo el que ofreció al ser medido características técnicas más convenientes. Este es el siguiente Amplificador parametrico Western - Electric; que posee un $\Delta B = 500$ MHz (1000 - 1500 MHz) T param = 180° , pudiendo ser ajustados a ΔB menores y ganancias mayores (15 db) y T param = 100° K. Son robustos y necesitan todo el sistema de "Bombeo", para esto se utilizó osciladores Gunn que son mas estables y menos costosos que una Klystron. La frecuencia de "bomba" necesaria es 11 GHz.

Como segunda etapa se utilizan amplificadores transitos rizados montados sobre strip-line marca Western - Electric que poseen un $\Delta B = 700$ MHz, figura de ruido de 7db y ganancia de 35db. Con estos dos amplificadores se logra un adecuado nivel y figura de ruido para entrar al mezclador.

Todos los elementos del cabezal del receptor estan instalados en una caja aislada termicamente del medio ambiente y estabilizadas en temperatura para evitar variaciones de ganancia y de temperatura de ruido que producirian inestabilidades en el sistema.

3) Filtro imagen

Este filtro tiene por objeto el rechazo de frecuencias de interferencias e imagen y permite la banda de paso necesaria para el trabajo en línea.

Sus características son $\Delta B = 20$ MHz con una perdida de inserción menor de 1 db y consiste en un filtro de doble cavidad acoplados capacitivamente.

4) Mezcladores

Se utiliza un mezclador balanceado que lleva la señal recibida a la frecuencia intermedia de 28 MHz. Esta es transmitida por cable a la sala de control.

5) Primer oscilador local

Para el trabajo en detección de línea y a los efectos de conseguir variaciones discretas sin afectar la exactitud de la frecuencia estará integrado por un sintetizador que genera las frecuencias base, y mediante multiplicadores se lleva la frecuencia a 363 MHz. Todo esto estará en Sala De Control y se enviara por medio de líneas coaxiales esta señal a los dos cabezales del receptor donde serán multiplicados por cuatro.

Se envía 363 MHz, debido a que es importante que los osciladores lleguen con una diferencia de fase a los cabezales que se mantenga constante en el tiempo.

Las variaciones de fase producida por los cables son proporcionales a la frecuencia. Se utilizan cables coaxiales HELIAX de baja atenuación y coeficiente de fase controlado.

6) Multiplicadores (colocados en cabezales)

Se usaran multiplicadores para llevar la señal a 1450 MHz. Se usaran cuadruplicadores con transistores 2 N 918 que poseen buena estabilidad de fase (varia 13° para un cambio de 1 db en potencia de entrada) y para una potencia de entrada de 15 mW suministra una salida de 6 mW en 1450 MHz, potencia suficiente para manejar un mezclador balanceado

7) Amplificadores de FI

Son amplificadores sintonizados que fijan el ancho de banda de trabajo, este sería de 4 MHz en el continuo (APENDICE IV).

a) Líneas coaxiales

Deben poseer buena estabilidad de fase y baja atenuación. Se eligió el cable HeliAx que cumple las características deseadas y serán colocados en cañerías a 1 metro bajo tierra para que no se encuentren expuestos a las variaciones de la temperatura ambiente.

8) Líneas de retardo

Para la línea de base de 120 m tendrían una longitud máxima de 150 m (en aire) con 4 pasos de 10, 20, 40 y 80 m eléctricos (secuencia binaria), conectados por reed-relays comandados manualmente o por computadora. Estas líneas de retardo con pasos de 10 m (en aire) y un ancho de banda de 4 MHz producen un error menor del 3% (APENDICE IV) en la amplitud de las franjas de interferencia.

Serán usadas líneas de retardo de parámetros concentrados que a 28 MHz y un $\Delta B = 4$ MHz poseen una pérdida de inserción menor de 2 db.

Los bancos de reed - relay poseen pérdidas de inserción menor de 1 db.

9) Ecualizadores

Amplificadores sintonizados compensando las pérdidas de ganancia en los retornos de FI, en las líneas de retardo y en los reed - relays en todo el ancho de banda de 4 MHz tendrán características de fases lineales dentro de la banda de paso.

10) Divisor de Canales

Este divisor obtiene salidas de FI las que pueden ser usadas para utilizar las antenas en forma independiente para observaciones como radiómetro simple, en el continuo o línea#, y por otro lado en forma conjunta como interferómetro, en el continuo y con filtros. Además tendrá una salida para obtener seno/coseno en el interferómetro.

11) Segundos mezcladores

Reciben la señal de 30 MHz y la transforman en una señal de video de 11 MHz ya que la correlación se efectúa con menor error en frecuencias bajas debido al acoplamiento que hay entre las entradas del correlador (APENDICE I).

12) Atenuadores

Sirven para ajustar el nivel de los dos canales sobre la entrada del correlador análogo.

13) Detector multiplicador (correlador)

Antes del correlador se debe obtener una salida de potencia total para monitorar el comportamiento de cada canal. El correlador consiste en un detector multiplicador cuya salida es el producto de las señales y que está realizado con un par de híbridos y un multiplicador a diodos.

14) Integrador

Siendo las franjas de salida una señal alterna sumido en ruido una de las posibilidades es usar un filtro sincrónico de varias posiciones conmutadas por una computadora que genera las señales de conmutación derivadas de la función interferómetro.

El número de filtros depende de la cantidad de datos que se desee sacar.

El período de conmutación de los filtros debe ser igual al período de las fringes y la constante de tiempo de cada RC debe ser mucho más grande que el tiempo de conmutación.

La otra posibilidad es colocar un amplificador de corriente continua e integrador con una constante de tiempo que debe ser lo mas grande posible y limitada por la frecuencia de las franjas de interferencia.

La decisión sobre el sistema responde a la forma en que se quiera obtener los datos y en ese sentido se puede recurrir a las soluciones de CALTECH, Westerbork o Berkeley.

15) Segundo Oscilador Local

Debe proveer al segundo mezclador una frecuencia de 41 MHz para ser convertida en 11 MHz.

16) Rotador de Lóbulo

la señal. Debe proveer de una salida con $\Delta\phi = 90^\circ$ para salida s/c (17).

La máxima frecuencia de franjas de salida para línea de base de 120 m. calculada es de 0,01 franjas/sg. Por lo tanto es conveniente introducir un rotador de lóbulo que eleve la frecuencia y la fije en un valor definido para lo cual debe ser controlado según la ϕ y el H.A. Existen varias alternativas. La más interesante puede ser un rotador de lóbulo electrónico manejado por una computadora en línea (Berkeley) y que consiste en el agregado de una señal de baja frecuencia que produce un OFF-SET (en frecuencia) en una de las antenas. La computadora genera esta frecuencia en base a los valores de ϕ y H.A. que se le suministran. (APENDICE V).

17) Desplazador de Fase

Para obtener la salida seno y coseno se recurre a un desplazador de fase de 90° en el segundo oscilador local de una antena. La salida seno/coseno provee de un aumento de sensibilidad $\sqrt{2}$ en la salida y permite medir la fase de la señal.

18) Divisores de Video

Proveen salidas que alimentan los canales seno y coseno del continuo, además pueden excitar los diferentes filtros en un sistema multicanal. En este punto se debe decidir qué sistema usar para la línea. Si se usan correladores para cada frecuencia implica la utilización de un filtro por rama y por canal, y un correlador a la salida de éstos.

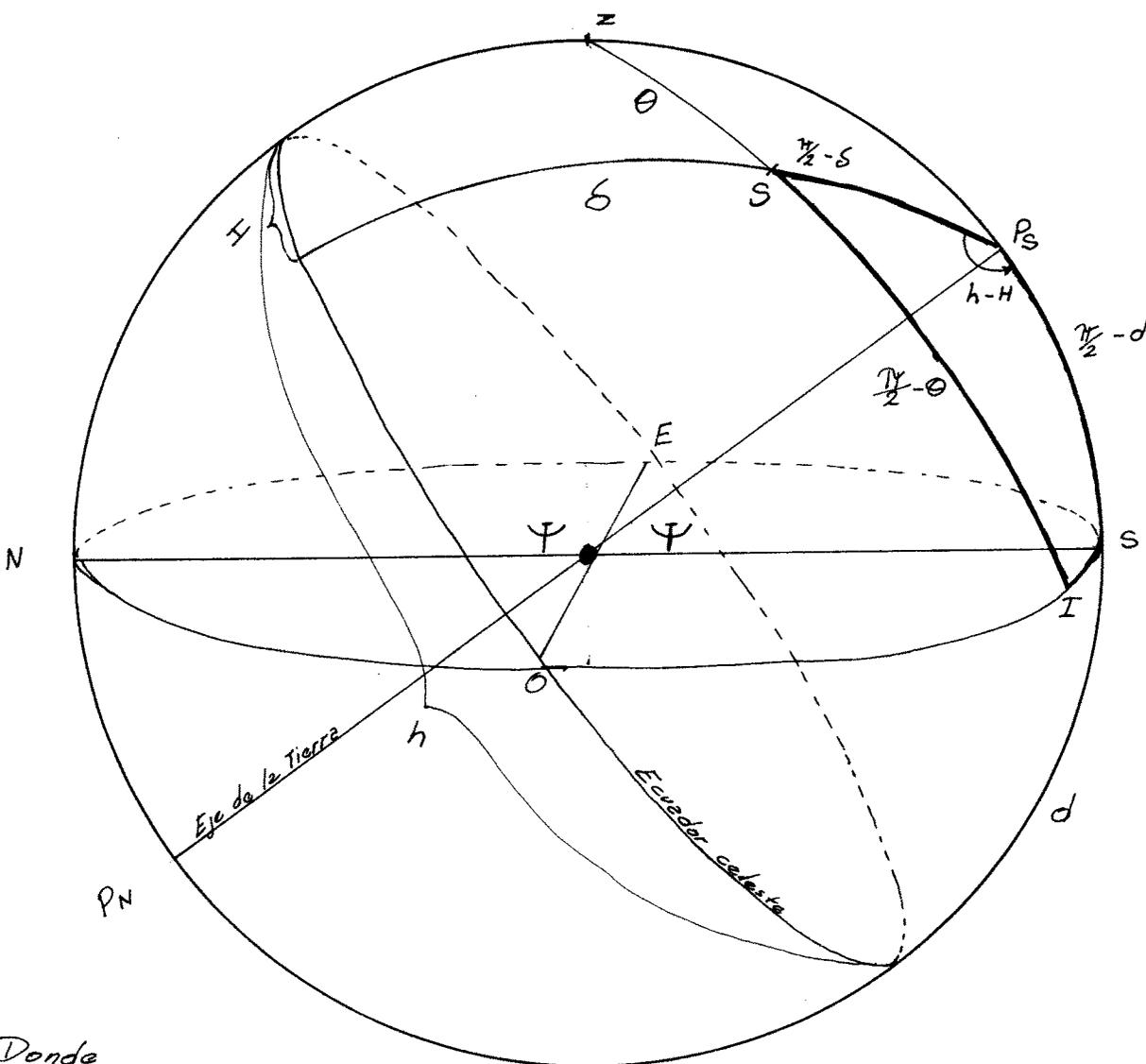
La otra posibilidad (Berkeley) es utilizar, para línea, el interferómetro de adición en la cual primero se combinan (suman) las señales de video (con el ancho de banda completo) y luego se utiliza un sólo filtro para cada canal. El sistema de correlación tiene la ventaja de su insensibilidad ante variaciones de ganancia y el consiguiente aumento en el número de componentes, pues usa dos filtros similares y un correlador por canal para observaciones en línea.

El sistema de adición si bien es sensible a variaciones de ganancia, utiliza un sólo filtro por canal (pueden usarse los bancos disponibles en el IAF) y un detector simple reduciendo la complejidad del sistema en un orden de magnitud.

APENDICE IV

CALCULO DE LAS LINEAS DE RETARDO

Los datos del interferómetro del IAR son los siguientes: dos antenas parabólicas de 30 m de diámetro cada una montadas ecuatorialmente, con movimientos de $-90^\circ \leq \delta \leq -30^\circ$ y $-30^\circ \leq H \leq +30^\circ$, colocadas a una distancia de 120 m en la dirección norte sur. Está previsto adicionar bases a 200, 400 y 800 m. La frecuencia inicial de trabajo será de 1420 MHz ($\lambda = 21$ cm). Debido a la ubicación en el hemisferio sur, el gráfico de la esfera celeste será:



Donde

$S =$ Fuente.

$P_S =$ Polo Sur Celeste.

Teniendo en cuenta que

$$\frac{\text{sen } 2\alpha}{2\alpha} = \frac{\text{sen } \alpha}{\alpha} \cos \alpha$$

la condición de igualdad se cumple si

$$2\pi \Delta_{\text{BLS}}^{\text{B}} (\zeta - \zeta_d) = \pi \Delta_{\text{DBL}}^{\text{B}} (\zeta - \zeta_d)$$

$$2 \Delta_{\text{BLS}}^{\text{B}} = \Delta_{\text{DBL}}^{\text{B}}$$

Es decir el ancho de banda en DBL debe ser el doble que en BLS.

Se concluye que para el caso de interferómetros en el que ΔB es pequeño frente a FI, BLS tiene ventajas.

La portadora es en realidad las franjas de interferencia. Observando las ecuaciones (1) y (2) vemos que ζ_d interviene para BLS; por lo tanto para que la fase de las franjas de interferencia no sea alterada ante modificaciones en el retardo estos deben ser valores enteros de longitudes de onda en FI. Esto constituye una limitación frente al sistema de DBL en el cual la inclusión de retardos no altera las franjas permitiendo su elección más libremente.

Otro factor en favor del sistema de DBL es que siendo la fase de las franjas de interferencia insensible a retardos en FI significa que también es insensible a inestabilidades de fase en las líneas de retorno en FI, esto conduce a que en BLS los cables de FI deben ser de bajo coeficiente de variación de fase con la temperatura y además deben estar controlados en temperatura.

Rotador de fase

El hecho de que la fase de las franjas de interferencia dependen del retardo en FI en BLS permite la implementación de un rotador de fase más sencillo que en el caso DBL.

El rotador de fase permite la modificación de la frecuencia natural de las franjas de interferencia y esto es deseable pues en el caso de un interferómetro NS la frecuencia natural es relativamente baja. Con el adecuado sistema de control sobre el rotador se puede llevar la frecuencia de salida a un

valor fijo simplificando el filtrado y el procesamiento de las mismas.

Para construir el rotador de fase en DBL se debe alterar la fase del 1^{er} oscilador local siendo esto mas dificultoso de realizar.

Salida Seno-Coseno

Simultanea recepción seno/coseno nos da una mejora de $\sqrt{2}$ en sensibilidad, además de obtenerse mayor exactitud en la fase de las franjas cuando la frecuencia de esta atraviesa un cero.

Este tipo de recepción es posible en ambos interferómetros ya que solo significa generar en una de las ramas una señal de entrada con un desfase de 90°.

Para poder lograr un desfase en todo el ancho de banda se debe realizar este en el oscilador local, con lo cual el interferómetro de DBL debe poseer otro retorno de cables de FI, que hace mas costoso el sistema comparado con el SBL.

Sensibilidad de los interferómetros al ruido

En el interferómetro de DBL, deseamos una FI lo mas baja posible, con lo que logramos una envuelta mas ancha. Por otro lado FI altas producen menos sensibilidad al ruido de OL, mezcladores a cristal y al ruido generado por el hombre. Esta es una ventaja del interferómetro de SBL, en el que se pueden lograr FI altas sin este tipo de factores de compromiso .

Recepción de línea - H

En la detección de la línea de hidrogeno neutro y de otras líneas, nosotros, tendremos espectros no uniformes y asimétricos de desconocida posición en el dominio de la frecuencia.

En el interferómetro de DBL se requiere un pasabanda simétrico alrededor del primer oscilador local.

El factor de importancia fundamental es, sin embargo, el hecho de que en DBL para el caso de observación en línea, el espectro a detectar se encontrará en una de las bandas laterales mientras que la otra aportará solamente ruido disminuyendo entonces la relación S/N a la mitad comparada con la recepción en SBL.

Donde

S : fuente

Ps : polo sur celeste.

I : polo del interferómetro (donde $\theta = \frac{\pi}{2}$)

h : angulo horario del polo del interferómetro

δ : declinación de la fuente

d : declinación de I.

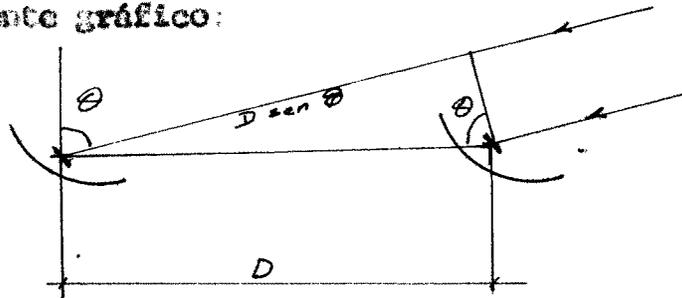
H : ángulo horario de la fuente.

Vemos que se forma un triángulo esférico, del cual deducimos

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2} - d\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2} - d\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) \cos(h-H)$$

$$\sin \theta = \sin d \sin \delta + \cos d \cos \delta \cos (h-H) \quad (1)$$

El retardo de la señal de una fuente puntual en el infinito se aprecia en el siguiente gráfico:



D distancia entre antenas.

Luego el retardo en metros será

$$Z_m = D \sin \theta$$

Reemplazando $\sin \theta$ por la ecuación (1)

$$Z_m = D \sin \theta = D [\sin d \sin \delta + \cos d \cos \delta \cos (h-H)] \quad (2)$$

Observando el gráfico de la esfera celeste podemos deducir los siguientes datos : $h = \pi$ (ya que la orientación es norte sur), dees la co-latitud por lo tanto si la latitud del lugar es $\psi = -34^\circ 52''$ tenemos

$$\varphi = \pi/2 - d \quad d = \frac{\pi}{2} + \varphi = 124^\circ 52'$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (2)

$$Z_m = D [\sin d \sin \delta + \cos d \cos \delta \cos (h-H)]$$

$$Z_m = D \left[\underset{\text{positivo}}{\sin 142^\circ 52'} \sin \delta + \cos 124^\circ 52' \cos \delta \underset{\text{negativo}}{\cos (\pi - H)} \right]$$

$$Z_m = D [0,8204845971 \sin \delta + 0,57166838 \cos \delta \cos H] \quad (3)$$

Esta ecuación nos da la cantidad de cables en metros a agregar en una de las antenas para compensar el camino adicional recorrido por la señal en la otra antena, para cada una de las posiciones de las mismas.

Otra cantidad importante es el retardo en segundos que se deduce de $\tau_{seg} = \frac{\tau_m}{c}$ donde c : velocidad de la luz.

Debido a la elección de un interferómetro de SBL la función de salida normalizada es

$$R_{sbl} = \frac{\text{sen } \pi \Delta B (\tau - \tau_d)}{\pi \Delta B (\tau - \tau_d)} \cos (\omega_s \tau + \omega_{FI} \tau_d + \psi) \quad (4)$$

Envuelta

Portadora

Deseamos que la fase de las franjas de interferencia (portadora) no sea alterada ante modificaciones en el retardo introducido. Esto se logra, observando la ecuación (14), haciendo la longitud de los retardos valores enteros de longitudes de onda de FI, por lo tanto deducimos que los retardos serán introducidos mediante valores discretos.

Debido a que el sentido de introducir retardos es lograr que la observación se realice en un valor máximo de la envolvente para lo cual introduciremos valores discretos de retardos, debe suponerse que entre paso y paso la amplitud de la envolvente disminuirá en un cierto valor.

Deduciremos lo dicho anteriormente analizando la envuelta de función (4)

$$\frac{\text{sen } \pi \Delta B (\tau - \tau_d)}{\pi \Delta B (\tau - \tau_d)} \quad (5)$$

El valor máximo de esta función se logra cuando $\tau = \tau_d$, correspondiendo al 100% de la amplitud. En el caso límite tendremos que:

$$\tau_d = \tau - \Delta \tau$$

Donde $\Delta \tau$ es la longitud entre paso y paso de los retardos. Según la última consideración la ecuación (5) quedará:

$$\frac{\text{sen } \pi \Delta B (\tau - \tau + \Delta \tau)}{\pi \Delta B (\tau - \tau + \Delta \tau)} = \frac{\text{sen } \pi \Delta B \Delta \tau}{\pi \Delta B \Delta \tau} \quad (6)$$

Analizando la ecuación (6) vemos que el valor al cual disminuirá la envolvente queda prefijado por el ancho de banda y la longitud entre paso y paso de retardo. Además esta función será más chica cuanto mayor sea el ancho de banda, esto crea un factor de compromiso en la elección de ΔB ya que un mayor ΔB nos permitirá observar fuentes de mayores velocidades, pero disminuirá considerablemente la amplitud de la envolvente, cometiéndose un error en la medida de esta, el cual queda expresado como

$$e\% = \left(1 - \frac{\text{sen } \pi \Delta B \Delta \tau}{\pi \Delta B \Delta \tau} \right) \quad (7)$$

Como conclusión final con las ecuaciones (3) y (7) se han representado las gráficas (1) y (2) respectivamente.

La figura (1), adoptada una $F1 \approx 30 \text{ MHz}$ $\lambda \approx 10 \text{ m}$, nos da el valor del retardo que debemos introducir según el posicionamiento de la antena (δ y H) y suponiendo una distancia entre antenas de 120 m, de la cual se dispone actualmente.

En la figura (2) tenemos la curva de $e\% = F(\Delta B)$ que nos dará el valor del ancho de banda para un error porcentual requerido.

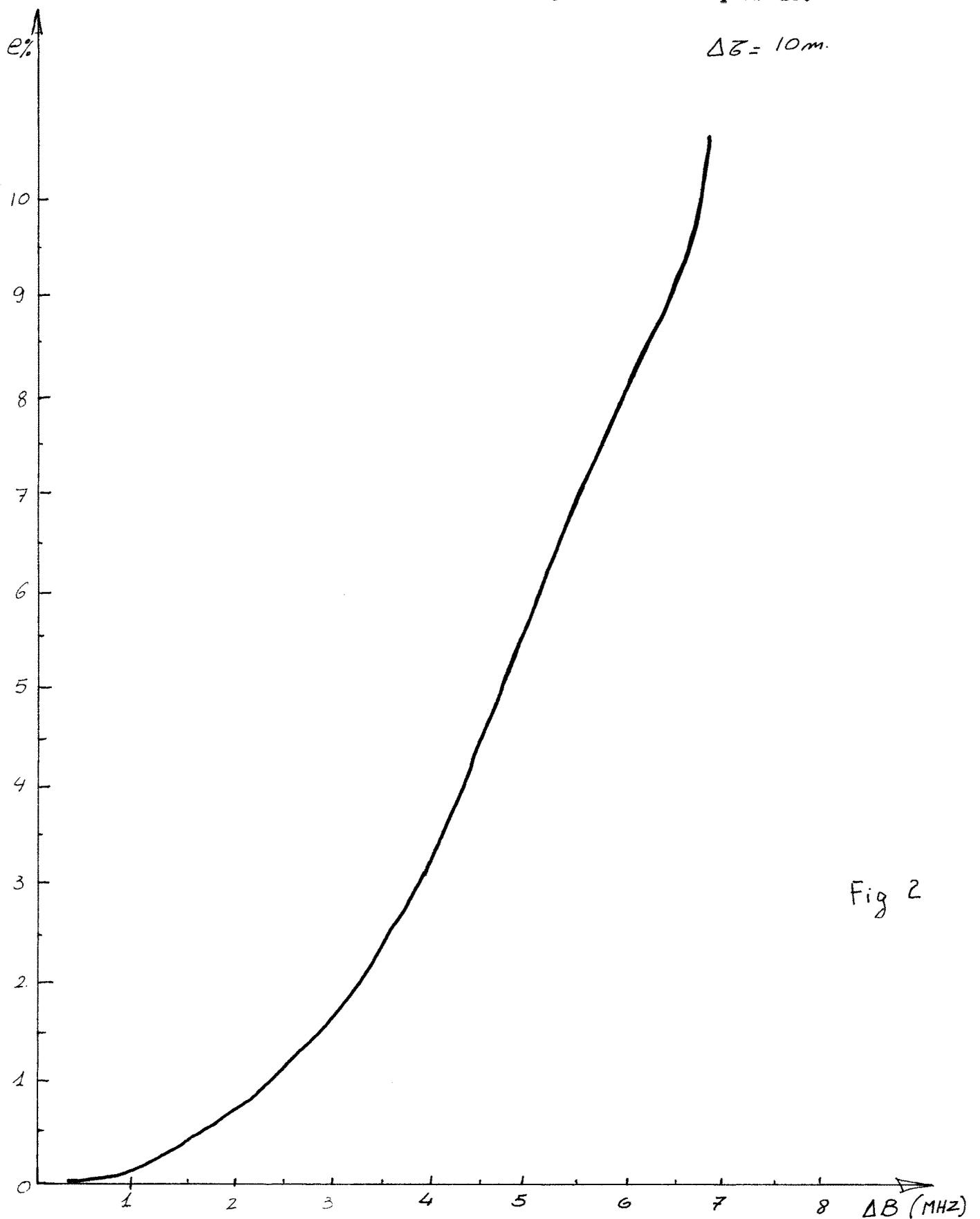
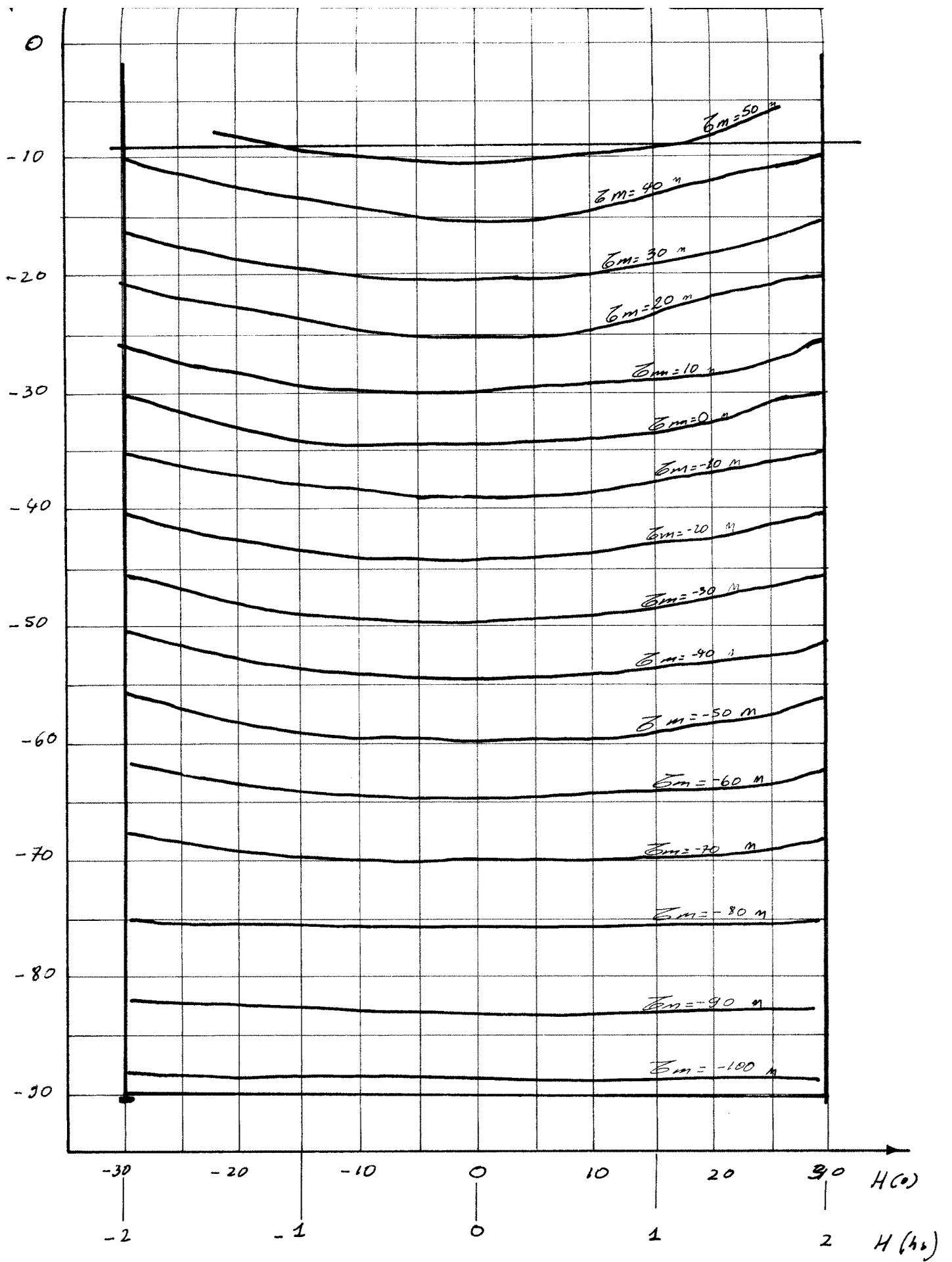


Fig 2



APENDICE V

ROTADOR DE FASE

El número de franjas de interferencia que se producen en una observación estará dado por el retardo ζ que surge de la diferencia de trayectorias de las señales que arriban a las antenas por unidad de longitud de onda o sea

$$\zeta = D [\sin d \sin \delta + \cos d \cos \delta \cos (h-H)]$$

Por lo tanto

$$n = \frac{\zeta}{\lambda} = \frac{D}{\lambda} [\sin d \sin \delta + \cos d \cos \delta \cos (h-H)]$$

Donde n es el número de franjas de interferencia.

Luego la frecuencia de dichas franjas será la derivada de n con respecto al tiempo obteniéndose

$$F_{FI} = \frac{dn}{dt} = - \frac{D}{\lambda} \frac{dh}{dt} \cos d \cos \delta \sin (h-H) \quad (8)$$

$$\text{Siendo } \frac{dh}{dt} = \frac{2 \pi}{24 \pi 3600}$$

Reemplazando en la ecuación (8)

$$F_{FI} = - \frac{D}{\lambda} \cdot \frac{2 \pi}{24 \pi 3600} \cos d \cos \delta \sin (h-H) \quad (9)$$

Resolviendo esta ecuación para antenas con orientación norte sur y una distancia entre ellas de 120 m en observaciones de hidrógeno neutro se obtendrá frecuencias naturales máximas del orden de 0,02 Hz. Con este valor tan bajo de frecuencia natural de franjas sería muy dificultosa la medida de la amplitud en observaciones en tránsito. Este inconveniente se elimina colocando un rotador de fase en el oscilador local, para que la fase de la señal se vea alterada en todo el ancho de banda, el cual permite obtener frecuencias natural de franjas más elevadas.

Una consideración a tener en cuenta, para la elección de la frecuencia acelerada de franjas de interferencia es el tiempo de integración ya que este deberá ser lo más grande posible para poder rescatar mejor la señal del ruido, pero a su vez pequeño con respecto al perio-

zona de coherencia máxima de la señales correlacionadas. Los retardos deben introducirse por razones prácticas mediante valores discretos y por lo tanto debe admitirse que entre paso y paso la amplitud de las franjas de interferencia disminuyan a un valor prefijado (por ej.: 15%, 3%). es requisito indispensable que la introduccion de los retardos no modifiquen la fase de las franjas de interferencia.

Observamos de las funciones de salida normalizada (ecuaciones (1) y (2)) que la envolvente (para igual banda de paso ΔB) es mas ancha para el caso del interferómetro de BLS que el de DBL., permitiendo que el valor de los retardos a introducir sean más grandes y menores en cantidad para una observación.

Veamos que condición deberian cumplir los anchos de banda para cada tipo de interferómetro si impusiéramos la condición de igualdad en las envolventes.

Las envolventes son :

$$\frac{\text{sen } \pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)}{\pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)} \quad \text{(BLS)}$$

$$\frac{\text{Sen } \pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)}{\pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)} \quad \cos w_{FI} (\zeta - \zeta_d) \quad \text{DBL}$$

El caso limite más favorable para DBL se cumple cuando

$$f_{IF/DBL} = \frac{\Delta B / \text{DBL}}{2}$$

y por lo tanto

$$w_{FI/DBL} = 2\pi f_{FI/DBL} = \frac{2\pi \Delta B / \text{DBL}}{2}$$

$$w_{FI/DBL} = \pi \Delta B_{\text{DBL}}$$

La envolvente para DBL queda

$$\frac{\text{Sen } \pi \Delta B_{\text{DBL}} (\zeta - \zeta_d)}{\pi \Delta B_{\text{DBL}} (\zeta - \zeta_d)} \quad \cos \pi \Delta B (\zeta - \zeta_d)$$

si el hibrido posee una aislación elevada a la entrada implica un K reducido y hacer el sistema insensible a las fluctuaciones de ganancia.

Uno de los factores que afecta la aislación de los correladores es la frecuencia de señal, la cual debe ser lo mas baja posible para poder evitar este tipo de error en la medida.

En el caso de usar un detector lineal de onda completa en lugar de uno cuadratico demostraremos que la salidas son analogas.

La función de transferencia de un detector lineal (Angot; Complements de Mathématiques pag. 681, 1961)

$$V \text{ salida} = 2 \sqrt{\frac{(v \text{ entrada})^2}{2 \pi}}$$

Luego a la salida de los detectores tendremos

$$a) \quad 2 \sqrt{\frac{\frac{(v_1(t) + v_{R1})}{\sqrt{2}} + \frac{v_2(t) + v_{R2}}{\sqrt{2}}}{2 \pi}} =$$

$$\sqrt{\frac{(v_1(t) + v_{R1}) + (v_2(t) + v_{R2})^2}{\pi}}$$

y

$$b) \quad 2 \sqrt{\frac{\frac{(v_1(t) + v_{R1})}{\sqrt{2}} - \frac{(v_2(t) + v_{R2})}{\sqrt{2}}}{2 \pi}} =$$

$$\sqrt{\frac{(v_1(t) + v_{R1}) - (v_2(t) + v_{R2})^2}{\pi}}$$

Desarrollando nos queda

$$\sqrt{\frac{(v_1(t) + v_{R1})^2 + (v_2(t) + v_{R2})^2 + 2 (v_1(t) + v_{R1})(v_2(t) + v_{R2})}{\pi}}$$

$$= \sqrt{\frac{(v_1(t) + v_{R1})^2 + (v_2(t) + v_{R2})^2}{\pi}} \sqrt{1 + 2 \frac{(v_1(t) + v_{R1})(v_2(t) + v_{R2})}{(v_1(t) + v_{R1})^2 + (v_2(t) + v_{R2})^2}}$$

Considerando que el valor medio del producto de dos señales no correlacionadas es cero tendremos

$$= \sqrt{\frac{(\overline{v_1(t) + v_{R1}})^2 + (\overline{v_2(t) + v_{R2}})^2}{\pi}} \sqrt{(1 + 2 \overline{v_1(t) v_2(t)})}$$

Desarrollando el ultimo termino en serie de Taylor y tomando los dos primeros sumando de dicha serie ya que $\overline{v_1(t)^2}$ y $\overline{v_2(t)^2}$ son valores pequeños, debido a que la señal que llega a la antena es debil, podemos poner

$$a) \sqrt{\frac{(\overline{v_1(t) + v_{R1}})^2 + (\overline{v_2(t) + v_{R2}})^2}{\pi}} (1 + \overline{v_1(t) v_2(t)})$$

De forma similar en la rama b) se obtiene

$$b) \sqrt{\frac{(\overline{v_1(t) + v_{R1}})^2 + (\overline{v_2(t) + v_{R2}})^2}{\pi}} (1 - \overline{v_1(t) v_2(t)})$$

Luego el correlador resta las señales de a) y b) dando a la salida

$$P(t) = \sqrt{\frac{(\overline{v_1(t) + v_{R1}})^2 + (\overline{v_2(t) + v_{R2}})^2}{\pi}} 2 \overline{v_1(t) v_2(t)}$$

$$P(t) = \frac{2 \overline{v_1(t) v_2(t)}}{\sqrt{\pi [(\overline{v_1(t) + v_{R1}})^2 + (\overline{v_2(t) + v_{R2}})^2]}} \quad (7)$$

Esta función nos dice que los detectores cuadraticos y lineales conducen a salidas en el correlador con igual eficiencia desde el punto de vista de la sensibilidad, lograndose mas estabilidad, para señales debiles con el detector lineal.

do de las fringes.

Otra alternativa consiste en "parar" las franjas de interferencia, en cuyo caso la integración posterior y análogica puede ser mayor que en el caso de usar una frecuencia fija de salida de franjas de interferencia.

-TRABAJO PRESENTADO EN EL PROGRAMA NACIONAL DE ELECTRONICA DE LA SECYT
REALIZADO EN LA FALDA (CORDOBA) EN OCTUBRE DE 1979