

20
209



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

Facultad de Estudios Superiores
"CUAUTITLAN"



**Descripción de un Arreglo de Radio para Observar
Centelleo Interplanetario (IPS) y Diseño de la
Matriz de Butler**

T E S I S
Que para Obtener el Título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P r e s e n t a
Martín Guerrero Cruz

ASESOR: DRA. SILVIA SUSANA BRAVO NUÑEZ

Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

1984



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

U. N. A. M.
FACULTAD DE ESTUDIOS
SUPERIORES - CUAUTITLAN

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS



DEPARTAMENTO DE
EXAMENES PROFESIONALES

DR. JAIME KELLER TORRES
DIRECTOR DE LA FES-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'N: Ing. Rafael Rodríguez Ceballos
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.S. - C.

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS TITULADA:

"Descripción de un arreglo de radio para observar
centelleo interplanetario (IPS) y diseño de la
matriz de Butler".

que presenta el pasantes Martín Guerrero Cruz
con número de cuenta: 8761253-6 para obtener el TITULO de:
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuatitlán Izcalli, Edo. de Méx., a 10 de Enero de 1994.

PRESIDENTE Ing. José Luis Rivera López

VOCAL Ing. J. Ubaldo Ramírez Urizar

SECRETARIO Dra. Silvia Susana Bravo Nuñez

PRIMER SUPLENTE Ing. Jorge Buendía Gómez

SEGUNDO SUPLENTE Ing. Ma. de Lourdes Maldonado López

[Handwritten signatures and dates]
12/27/94
13/1/94

AGRADECIMIENTOS

A quienes intervinieron en la realización de esta tesis,
a la Dra. Silvia Bravo por sus observaciones y al Programa
Universitario de Investigación y Desarrollo Espacial (P.U.I.D.E)
por el apoyo brindado.

A mis Padres

A mis Hermanos

A Mary, Sergio y ... a Manue
por su invaluable apoyo.

INDICE

Prólogo

I. INTRODUCCION.

I.1 Desarrollo de la radioastronomía.	3
I.1.1 El espectro electromagnético.	3
I.1.2 Desarrollo de la radioastronomía.	5
I.2 Antenas.	11
I.2.1 Definición.	11
I.2.2 Propiedades de las antenas.	11
I.3 Interferómetros.	14
I.3.1 Descripción.	14
I.3.2 Tipos de interferómetros.	17
I.4 Arreglos de radio.	23
I.4.1 Introducción.	23
I.4.2 Síntesis de apertura.	24
I.4.3 El Mills Cross.	29
I.4.4 El radio Heliograph de Culgoora.	30

II. RADIODETECCION DE PERTURBACIONES QUE VIAJAN EN EL MEDIO INTERPLANETARIO.

II.1 Viento solar y medio Interplanetario. Interplanetario.	32
II.1.1 El viento solar.	32
II.1.2 Corrientes de viento solar de alta velocidad.	37
II.1.3 El campo magnético en el medio Interplanetario.	38
II.1.4 Extensión del viento solar.	40
II.2 Perturbaciones que viajan en el viento solar y su efecto sobre la Tierra.	43
II.2.1 Efectos magnetosféricos de las perturbaciones de viento solar.	43
II.3 Detección de perturbaciones en el medio Interplanetario por medio de centelleo.	48
II.3.1 Centelleo Interplanetario (IPS) de fuentes de radio estelares.	48

II.3.2 El centelleo interplanetario y las perturbaciones que viajan en el viento solar.	50
II.3.3 Observaciones proplongadas de IPS con un arreglo de antenas de gran área.	54
II.4 El arreglo de Cambridge.	55
II.4.1 Frecuencia de operación.	56
II.4.2 Dimensiones del arreglode radio.	58
II.4.3 Configuración de la antena.	62
II.4.4 Control de declinación por cambio de fase.	65
II.4.5 Detalles de operación dl arreglo de radio para IPS.	66
III. EL ARREGLO PARA OBSERVAR CENTELLEO INTERPLANETARIO EN MEXICO.	
III.1 Justificación de un arreglo para observar IPS en México.	69
III.2 Descripción del arreglo.	70
III.2.1 El arreglo prototipo.	70
III.2.2 El arreglo final.	73
III.3 Pruebas.	74
III.3.1 Conceptos de líneas de transmisión y ondas que viajan.	75
III.3.1 Parámetros S.	78
III.3.2 El analizador de redes.	81
III.3.5 sintonización de un dipolo.	83
IV. DISEÑO DE LA MATRIZ DE BUTLER PARA EL ARREGLO DE MEXICO.	
IV.1 Definición.	85
IV.2 Configuración de una matriz de Butler.	87
IV.3 Simetrización de la matriz de Butler.	90
IV.4 Corte de lamatriz de Butler para hacerla reflectiva.	94
IV.5 Diseño sistemático de la matriz de Butler para un arreglo de 64 elementos.	97
Conclusiones	102
Apéndice A	103
Apéndice B	105
Bibliografía	107
Referencias	108

PROLOGO

La telescopía que se inició únicamente en la región óptica (registrando solamente luz), se ha visto enriquecida en este siglo con la radiotelescopía, que registra señales de radio provenientes del espacio, y gracias a la tecnología espacial se hace ahora también telescopía en rayos infrarrojos, ultravioleta, rayos X y rayos gama. Con todos estos telescopios se observa el Sol y se sondea el Universo entero.

Todas las radiaciones que nuestros ojos no pueden registrar son ahora captadas por aparatos sensibles a ellas proporcionando imágenes detalladas. La telescopía moderna no sólo nos ha acercado un sinnúmero de cuerpos distantes sino que nos ha proporcionado nuevas herramientas para ver nuevas luces. No existe ya ningún mensaje electromagnético en el Universo que no se pueda recibir.

En esta tesis se presenta el diseño de una matriz de Butler que es un elemento fundamental en los arreglos de antenas de radio que se usan para rastrear perturbaciones del plasma del medio interplanetario que viajan del Sol a la Tierra y que será usada en un arreglo que se está construyendo en México.

En el capítulo I se hace una breve reseña sobre el desarrollo de radioastronomía desde sus orígenes y se describen varios arreglos de radio de los más importantes.

En el capítulo II se analiza la teoría sobre medio interplanetario y viento solar haciendo énfasis en sus efectos en el entorno terrestre y se establece la teoría sobre centelleo interplanetario (IPS) así como también se describe el arreglo de radio de Cambridge en Inglaterra.

En el capítulo III se hace una descripción sobre el radiotelescopio que se construye en México, presentando detalles sobre el arreglo prototipo ubicado en la Facultad de Estudios Superiores

Cuautitlán y que conformará la red de monitoreo conjuntamente con los arreglos de Cambridge, Ahemedabad en la India y México.

En el capítulo IV se presenta el diseño de la matriz de Butler para un arreglo de 64 elementos, de los cuales consiste el arreglo de México.

Esta tesis concluye con una sección de conclusiones.

I.- INTRODUCCION

1.1 Desarrollo de la radioastronomia.

1.1.1 El espectro electromagnético.

Cuando hablamos de la energía emitida por el Sol nos referimos a la luz; más específicamente a ondas electromagnéticas. Es en esta forma como el Sol envía la mayor parte de la energía que recibe la Tierra.

La Fig.1.1. ilustra el espectro electromagnético desde las longitudes de onda muy pequeñas (frecuencias muy altas) que constituyen los rayos γ , hasta las longitudes de onda más grandes (frecuencias más bajas) que constituyen las ondas de radio, y su longitud de onda puede ser de más de mil kilómetros hasta unos cuantos metros todas estas ondas tienen la misma naturaleza y rapidez; y solo difieren en su frecuencia y, por lo tanto, en su longitud de onda. Una onda electromagnética es una onda formada por campos eléctricos y magnéticos variables en el tiempo.

Las ondas electromagnéticas de longitudes entre un metro y un milímetro se llaman microondas y tienen frecuencias mayores que las ondas de radio. Siguen después los rayos infrarrojos, (ondas que se encuentran entre las microondas y el rojo, que es el primer color, a la frecuencia más baja que el ojo humano puede detectar). Entre 700 y 400 milimicras de longitud de onda se encuentran las ondas electromagnéticas visibles, que es lo que propiamente se llama luz y va desde el rojo hasta el violeta. Las ondas electromagnéticas de frecuencias más altas que las visibles (longitudes de onda más cortas) son: la luz ultravioleta, los rayos X y los rayos γ de longitudes de onda hasta menores de una billonésima de metro y frecuencias muy grandes (trillones de ciclos por segundo).

Todas estas ondas constituyen el espectro electromagnético.

Es difícil darse cuenta hasta que punto estamos inmersos en

ondas electromagnéticas tanto de fuentes naturales como de fuentes creadas por el hombre. El Sol es la fuente predominante de radiación, en el sentido de que ésta es la que define el medio ambiente al cual nos hemos adaptado como especie. Constantemente estamos recibiendo señales de radio y TV, así como, microondas de los sistemas de radar, de los sistemas relevadores de los sistemas de telefonía, etc. Además existen ondas electromagnéticas de focos de los motores calientes de los automóviles, de los aparatos de rayos X, de los relámpagos, de la radiación γ de los materiales radiactivos de la Tierra, de las luciérnagas, etc.

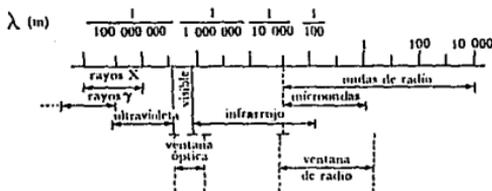


Fig. 1.1 El espectro electromagnético y ventanas atmosféricas. Las radiaciones electromagnéticas cubren una amplia gama de longitudes de onda entre las que se encuentran aquellas que podemos ver y que llamamos luz. Las longitudes de onda menores que la luz son los rayos ultravioleta, los rayos X y los rayos γ . Las radiaciones con longitudes de onda mayores son el infrarrojo, las microondas y las ondas de radio. Nuestra atmósfera impide el paso de la mayor parte de estas radiaciones hasta la superficie y solo deja pasar aquellas que se encuentran en dos "ventanas" una en la región visible y otra en la región de las radioondas.

A la Tierra llegan muchas ondas electromagnéticas procedentes de fuentes extraterrestres y, de hecho, todo lo que conocemos del Universo llega de esta manera. Nuestra atmósfera sólo permite la penetración de la radiación que se encuentra en dos regiones específicas del espectro: la región visible y una región de ondas de radio (de un mm a 30 m) que incluye las microondas. A estas dos regiones se les llama ventanas atmosféricas, y toda la radiación proveniente del exterior con longitudes de onda distintas de estas es absorbida o dispersada por la atmósfera y no llega al suelo.

La ventana óptica abarca de 0.4 a 0.8 micrometros mientras la ventana de radio se extiende de 1 cm a 10 m, estos valores son nominales y arbitrarios. El límite de la longitud de onda corta está en función de la composición atmosférica, nubosidad, etc; mientras el límite de longitud de onda grande depende de la densidad del electrón en la ionósfera. Este es a su vez, función de la hora del día, actividad solar, etc.

En 1610, Galileo utilizó por primera vez el telescopio para hacer observaciones astronómicas, y descubrió a) montañas y cráteres en la Luna, b) que la Vía Láctea esta compuesta de multitud de estrellas individuales, c) los cuatro satélites más grandes de Júpiter, d) observó las fases del planeta Venus, y descubrió que no es una estrella como antes se creía e) aclaró aspectos de las características distintivas de Saturno y f) dio un primer paso para el entendimiento de las manchas solares.

1.1.2 Desarrollo de la Radioastronomía.

La ciencia de la radioastronomía tuvo sus inicios en los trabajos de Karl G. Jansky de los Laboratorios Bell en Nueva Jersey quien tenía asignado el problema de estudiar la dirección de llegada de la estática. Para el estudio del problema Jansky construyó una antena de haz unidireccional polarizado verticalmente. La antena de 100 pies de longitud y 12 pies de altura se montó sobre una pista circular horizontal para girar en

antena se dirige hacia alguna parte del sistema de la Vía Láctea la mejor respuesta se obtiene cuando se dirige hacia el centro del sistema. Este hecho lo condujo a la conclusión que la fuente de esas radiaciones está localizada entre las estrellas o en la materia interestelar distribuida a lo largo de la Vía Láctea. Jansky hizo notar que si las estrellas fueran la fuente, se observaría fuerte radiación del Sol, pero no tuvo oportunidad de detectar alguna emisión solar de radio. Su conclusión de que las estrellas no son una fuente importante de radio fue correcta. Sin embargo, se equivocó respecto al Sol debido a que hizo sus observaciones durante un mínimo de actividad solar.

Jansky no solo estuvo consiente de sus descubrimientos astronómicos sino también de sus implicaciones. En 1935 identificó el origen de la radiación de radio con la estructura de nuestra galaxia, detectando la radiación en 10 y 14.6 m. También interpretó la tendencia de la radiación de fondo como un límite útil para la sensibilidad del receptor.

En 1937, Grote Reber, ingeniero de radio interesado en el trabajo de Jansky, construyó un reflector parabólico de 31 pies de diámetro en el patio de su casa (ver Fig. 1.3). Esta antena se montó en un instrumento de tránsito meridiano, movable solo en declinación, confiando en la rotación de la Tierra para el barrido del haz en ascensión recta (ver Apéndice A). Este fue el primer radio telescopio construido para investigación astronómica y, trabajando en una longitud de onda de 1.87 m, obtuvo indicaciones definitivas de la radiación en esa longitud de onda que mostraba una marcada concentración en el plano de nuestra galaxia, obteniendo así los primeros mapas de radio de la Vía Láctea.

Los mapas constituyen las primeras mediciones cuantitativas de radio en el cielo y son notablemente buenos en comparación con los de ahora. Los mapas de Reber muestran la radiación máxima para la constelación de Sagitario. Esta es menor para Cygnus, Cassiopea, Can Mayor y Puppis; la radiación mínima es para Perseo. Reber

sugirió que la radiación puede originarse a partir de las colisiones entre los electrones y protones en el hidrógeno interestelar ionizado.



Fig. 1.3 El radiotelescopio de G. Reber, instrumento de tránsito meridiano.

En marzo de 1951, Wen y Purcell, en la Universidad de Harvard detectaron las líneas en emisión. Pocas semanas después, ésta fue detectada por Muller y Oor en Leiden y por Christiansen en Sydney, Australia. Subsecuentemente Hagen y McClain, en 1954, en el Laboratorio de Investigación Naval, detectaron las líneas de absorción. Observaciones en la línea del hidrógeno han sido de inmenso valor y su investigación constituye una de las fases más activas e importantes de la radioastronomía. Uno de los resultados más espectaculares ha sido el mapeo de la estructura de nuestra galaxia.

Posteriores a la Segunda Guerra Mundial se iniciaron vigorosos programas de radioastronomía en Inglaterra y Australia. En 1964 se inició la construcción de un telescopio parabólico de 218 pies de diámetro en la Universidad de Manchester, Inglaterra, terminándose en 1947, y en 1953 se inicia la construcción de un telescopio móvil de 250 pies de diámetro en la misma institución, finalizado en 1957. Por algunos años, ese telescopio fue el telescopio completamente móvil más grande en el mundo.

En 1948 Bolton y Stanley observaron la región de Cygnus utilizando un interferómetro, en Sydney Australia. Con la alta sensibilidad de su interferómetro encontraron que Cygnus tiene un diámetro angular de menos de 8 minutos de arco. Esta fue la primera indicación de que alguna radiación celeste de radio podía llegar de fuentes de radio de tamaños angulares muy pequeños. Estos resultados fueron confirmados por Kyle y Smith en Cambridge en el mismo año, con un interferómetro de dos elementos. También descubrieron mayor intensidad en la fuente Cassiopea cuya declinación está al norte de la observada en Sydney Australia.

Las fluctuaciones en la intensidad de Cygnus, ahora Cygnus A, fue notada primero por Hey, Parsons y Phillips, y por varios años se creyó que estas fluctuaciones eran inherentes a la fuente. Sin embargo, investigaciones posteriores demostraron que las fluctuaciones son causadas por inhomogeneidades en la ionósfera terrestre. Ahora estas fluctuaciones son comunmente llamadas "centelleos" y son análogas al centelleo de las estrellas visibles, causado por irregularidades en la atmósfera terrestre.

Alrededor de tres años antes de la identificación de Baade, Jhon G. Bolton en Sydney Australia identificó una intensa fuente de radio en Taurus con la nebulosa del cangrejo. Este fue el primer objeto celeste descubierto como emisor de ondas de radio. Sin embargo, el Sol se identificó como objeto visible. En 1950 Brown y Hazard, usando la parábola fija de 218 pies de diámetro en la Universidad de Manchester Inglaterra, detectaron la emisión de radio

de la nebulosa Andromeda en 1.9 m (158 MHz). Aunque ésta es una de las galaxias externas más cercanas, no es una fuente de radio muy intensa. Ahora las observaciones para la investigaciones en radio astronomía se hacen en varios lugares alrededor del mundo. Como mencionamos los primeros descubrimientos fueron hechos por Jansky en USA, y posteriormente en Inglaterra; pero más tarde surgen importantes centros de investigación en algunos países como: Australia, Holanda, Francia, Canadá, Rusia y Japón.

Uno de los atributos asombrosos de la radioastronomía ha sido sus constantes contribuciones al inesperado fenómeno del fondo de radio. Por mencionar solo dos en los años recientes, el descubrimiento de cuasares y pulsares. Sin embargo, quizás el desarrollo más importante de todos, es que los métodos de radio han llegado a ser una parte integral de astronomía combinados con métodos ópticos y otros métodos de observación para guiar a un entendimiento profundo de la naturaleza del Universo.

1.2 Antenas.

1.2.1 Definición.

Una antena de radio puede definirse como la estructura asociada con la región de transición entre una onda guiada y una onda en el espacio libre o viceversa. A menudo es útil considerarla con ayuda de los términos de "línea de transmisión" y "resonador".

Una línea de transmisión es un dispositivo para transmitir o guiar energía de radio frecuencia de un punto a otro. Comúnmente es deseable transmitir la energía con un mínimo de atenuación, con pérdidas por calor y radiación tan pequeñas como sea posible. Esto significa que mientras la energía se transporta de un punto a otro se guarda en la línea de transmisión o está atada a ésta.

En términos más simples una antena convierte ondas electromagnéticas en corrientes o viceversa.

1.2.2 Propiedades de las antenas.

Los parámetros más importantes de una antena son: el patrón de radiación, el ancho de haz, el área efectiva, la ganancia, la directividad y el ancho de banda. Estos parámetros se aplican lo mismo a una antena receptora que a una transmisora. La equivalencia de cada uno de estos parámetros para la recepción y para la transmisión se conoce como "el principio de reciprocidad".

a) El patrón de radiación: Es una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena como la que se muestra en la Fig. 1.4. Esta gráfica se obtiene moviendo la antena de prueba alrededor de la antena que se quiere estudiar a una distancia constante. Comúnmente la antena de prueba se mantiene en una orientación dada y la respuesta estará dada en función de la posición angular. El lóbulo principal es el lóbulo que corresponde

a la dirección de máxima radiación o recepción según sea el caso. Los lóbulos menores indican direcciones de radiación de menor intensidad.

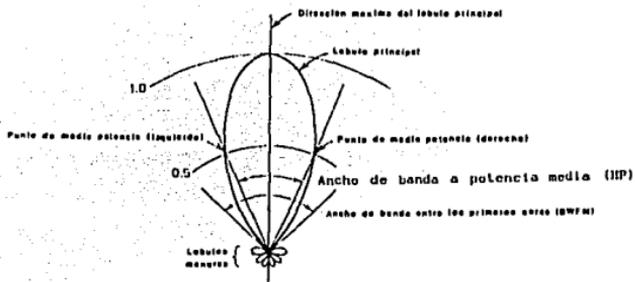


Fig.1.4 Un patrón de radiación típico en coordenadas polares.

b) El ancho de haz a media potencia del lóbulo principal es el ángulo entre las direcciones para las cuales la potencia recibida es la mitad de la correspondiente a la dirección de potencia máxima. En radianes, el ancho del haz a media potencia es λ/L donde L es la dimensión lineal máxima de la antena en el plano en que se mide el ancho del haz y λ es la longitud de onda.

c) El área efectiva de una antena es una medida del área del frente de onda, del cual la antena puede extraer energía. Se define mediante la relación $P = sA(\Delta f)$, donde s es la densidad de flujo de la componente de polarización, (ver Apéndice B) a la cual es sensible la antena, A es el área efectiva de la antena para esta polarización, y P es la potencia de una señal de ancho de banda Δf que se envía a un receptor acoplado. El área efectiva es una función de la dirección de la radiación incidente, y es un máximo cuando la radiación llega a lo largo del eje del lóbulo principal. El área efectiva está comprendida entre 0.5 y 0.9 del área real en las antenas parabólicas más grandes.

d) La directividad y la ganancia de una antena son una medida de la proporción en que la radiación transmitida es canalizada en una dirección dada, o en que la radiación recibida es seleccionada de una dirección determinada.

Se define la directividad máxima como la razón entre la densidad de flujo producida a una distancia grande en dirección del eje del lóbulo principal, cuando se transmite una determinada potencia total, y la densidad de flujo que se produciría a esa distancia si se radiara la misma potencia con igual intensidad en todas direcciones. La ganancia máxima es la razón entre la intensidad de flujo producida en la dirección del eje del lóbulo principal y la que se produciría a la misma distancia si la potencia suministrada a las terminales de la antena fuera radiada con igual intensidad en todas direcciones.

La ganancia es proporcional al área efectiva $G = 4\pi A/\lambda^2$ donde G es la ganancia en la misma dirección en que A es el área efectiva, G varía con la frecuencia y es máxima para la frecuencia de resonancia .

e) El ancho de banda a media potencia es la diferencia entre las dos frecuencias a las cuales la ganancia es la mitad de la que corresponde a la frecuencia de resonancia.

1.3 Interferómetros.

1.3.1 Descripción.

Un radio interferómetro consiste de dos o más antenas separadas una de las otras varias longitudes de onda, como se muestra en la Fig. 1.5. La señal combinada se alimenta al receptor.

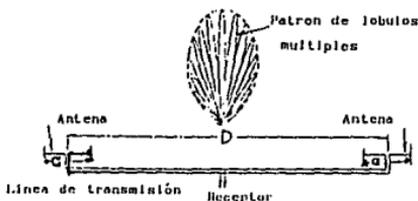


Fig. 1.5 Interferómetro de Michelson de dos unidades. El interferómetro más simple.

Para mayor sensibilidad, cada una puede equiparse con su propio preamplificador o sección completa de predetección del receptor. Esto supone que las antenas y los receptores son idénticos y que ambas antenas se dirigen en la misma dirección. La línea de unión D de las dos antenas se llama "línea base" (ver Fig. 1.5). Para entender la operación de un radio interferómetro, imagine que se observa una fuente de radio distante que permite ver cómo la señal en el receptor depende de la dirección de la fuente. Si la dirección de la fuente está en ángulo recto a la línea base del interferómetro, las señales en las dos antenas están en fase y por lo tanto se suman simultáneamente, como se muestra en la Fig. 1.6.

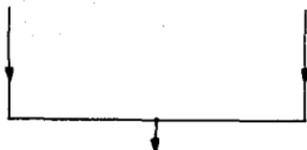


Fig. 1.6 Combinación de ondas con antenas interferométricas.

Un corto tiempo después la dirección relativa de la fuente a la línea base del interferómetro aparecerá alterada debido a la rotación de la Tierra. En consecuencia las ondas en las dos antenas no llegan en fase y se cancelan una a la otra (cuando están fuera de fase 180° o media λ).

Como la fuente se mueve a lo largo, las ondas llegan a estar en fase otra vez. La señal máxima se obtiene nuevamente cuando la diferencia de trayectorias es toda una longitud de onda como se muestra en la Fig. 1.7. Como la fuente continúa en movimiento, las

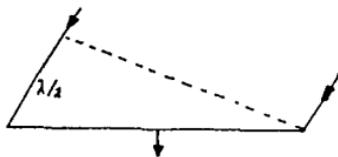


Fig. 1.7 Combinación de ondas con antenas interferométricas cuando la diferencia de fase es λ .

ondas llegan en fase y fuera de fase alternadamente, dando series de máximos y mínimos. Refiriéndose a la Fig. 1.7 si D es la longitud de la línea base, entonces un cambio en la dirección θ de la fuente da una diferencia de trayectoria $D\theta$, y por esto la señal alterna de un máximo al siguiente cuando $D\theta = \lambda$ o $\theta = \lambda/D$ radianes

($60\lambda/D$ grados aproximadamente).

El patrón de recepción del interferómetro pasa a través de una serie de máximos y mínimos, y la amplitud de cada lóbulo es $\theta = \lambda/D$, como se muestra en la Fig. 1.8. Una antena tiene un haz de amplitud λ/a donde a es el diámetro de apertura.

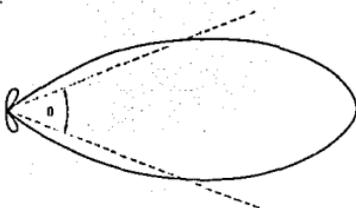


Fig. 1.8 Diagrama polar.

La ventaja principal del interferómetro es que en ciertas aplicaciones puede obtenerse alta resolución usando dos pequeñas antenas separadas algunas longitudes de onda. El objetivo del interferómetro es dividir el haz de una antena en haces múltiples. El arreglo general se muestra en la Fig. 1.5. Cada antena tiene un patrón como el que se muestra en la parte superior. Por el principio de multiplicación de patrones, el patrón resultante es igual al patrón de cada antena multiplicado por el patrón de dos fuentes puntuales isotrópicas, con una separación D igual a la separación entre las antenas. En el patrón resultante de lóbulos múltiples, el número de lóbulos es proporcional a la distancia de separación D en longitudes de onda.

Para ángulos cercanos al lóbulo central, la amplitud del lóbulo entre los primeros ceros (LWFN: lobe width first nulls) está dada por:

$$\text{LWFN} = \frac{57.3}{D} \text{ grados}$$

donde LWFN es la amplitud del lóbulo entre los primeros ceros.

D es la distancia de separación entre las antenas del interferómetro en longitudes de onda.

Esta amplitud es la mitad del ancho del haz obtenido con un arreglo de lóbulos laterales continuos de longitud D . Sin embargo, los lóbulos laterales en el patrón del interferómetro son casi iguales en magnitud al lóbulo principal y la directividad es casi dos veces la de un interferómetro de una sola unidad.

En ciertas aplicaciones es necesario suprimir algunos lóbulos del patrón interferométrico de manera que el ángulo entre los lóbulos mayores se incremente. Esto puede realizarse usando antenas adicionales como se muestra en la Fig. 1.9. El buen poder de resolución resulta de la amplitud estrecha de los lóbulos.

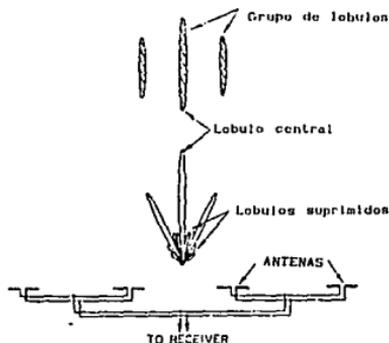


Fig. 1.9 Interferómetro de múltiples unidades.

1.3.2 Tipos de Interferómetros.

a) El interferómetro simple.

La resolución de un radiotelescopio puede perfeccionarse incrementando la apertura a . Esto se obtiene usando dos antenas separadas una distancia D como se muestra en la Fig. 1.5. Este tipo de interferómetro es el más simple, en el cual los voltajes de los dos elementos de la antena se suman simultáneamente.

b) El interferómetro de fase interrumpida (Multiplicador).

Si la fase de uno de los elementos se invierte periódicamente y la salida invertida está en sincronismo, como se indica en la Fig. 1.10, resulta un interferómetro de fase interrumpida que proporciona visibilidad sin una constante aditiva a la salida.

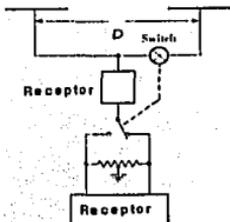


Fig. 1.10 Interferómetro de fase interrumpida.

Un método para invertir la fase de un elemento del arreglo es insertar media longitud de onda en la línea de transmisión. Este tipo de interferómetro tiene las características de un filtro pasa-bajos. En contraste, el interferómetro simple tiene las características de un filtro pasa-bajos más pasa-bandas, mientras una antena de apertura continua es como un filtro pasa-bajos.

En general, para un interferómetro de fase interrumpida de dos elementos distintos pero simétricos, el voltaje liberado por alguno de los elementos es proporcional a la raíz cuadrada de su área de apertura, de manera que la potencia recibida y la apertura del sistema completo son proporcionales a la geometría media de las dos áreas de apertura de los elementos. Esto es:

$$P \approx \sqrt{A_1 A_2}$$

donde P es la potencia recibida.

A₁ es el área de apertura del elemento 1.

A₂ es el área de apertura del elemento 2.

c) El Interferómetro de separación variable.

Se pueden proporcionar más detalles sobre la estructura de una fuente midiendo la visibilidad en algunas separaciones diferentes con antenas Interferométricas. Cuando la separación del Interferómetro se varía a lo largo de una sola línea, la apertura equivalente es grande y estrecha como se muestra en la Fig. I.11.



Fig. I.11 a) Interferómetro de separación variable. b) Apertura simple.

Una apertura tal da un rayo de abanico. Si se quiere un rayo de línea se tendrá una apertura de amplitud y longitud estrechas. Un interferómetro con separación variable en dos direcciones proporciona la respuesta. Un buen método es tener un interferómetro de separación variable en la forma T de la Fig. I.12.

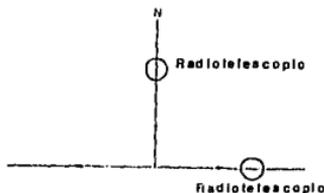


Fig. I.12 Interferómetro de línea base variable.

Las antenas se pueden separar en alguna dirección con la separación máxima permitida por las longitudes de las trayectorias. En este sistema, las trayectorias se ordenan para operar en las direcciones E-O y N-S.

Para encontrar posiciones exactas de fuentes en el cielo, las separaciones E-O pueden usarse en ascensión recta y la N-S para medir declinación. Cuando se tienen telescopios gobernables se tiene libertad para variar la línea base efectiva. Supóngase que se observa en ángulos completamente diferentes, como se muestra en la Fig. 1.13. Entonces la línea base efectiva es BC. Nótese que en C la onda alcanza al receptor por la trayectoria CA + AD, mientras que en B viaja a lo largo de BO. En consecuencia, para igualar las longitudes de las trayectorias, deben ajustarse las longitudes de los cables en la Junta O ó compensar el retardo introducido. Los lóbulos del interferómetro coinciden cuando la diferencia de recorrido total en la Junta es cero. Si las longitudes de las trayectorias son desiguales, los lóbulos menores coinciden exactamente en las diferentes longitudes de onda. Así los grupos de máximos y mínimos llegan a borrarse si el ancho de banda del receptor es muy amplio. En consecuencia la igualdad de las longitudes de las trayectorias es importante al planear sistemas interferométricos.

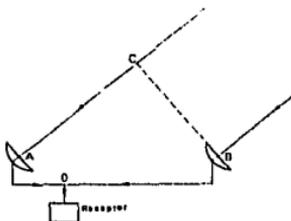


Fig. 1.13 Línea base efectiva para un interferómetro móvil.

d) El interferómetro de rejilla (grating).

Otro tipo de sistemas de antenas es el de rejilla que consiste de una serie de elementos receptores igualmente espaciados como se muestra en la Fig. 1.14. Supóngase que las ondas de radio de la fuente inciden como se indica. Las ondas para los



Fig. I.14 Interferómetro de rejilla (grating).

elementos sucesivos se sumarán en fase solo cuando las diferencias en las trayectorias son un número entero de longitudes de onda. Si la diferencia de trayectorias entre las ondas que llegan a cualquiera de los dos elementos adyacentes es $n\lambda$, entonces las ondas se suman en fase para $n=0$ cuando el arreglo afronta la fuente, o direcciones inclinadas tales que $n=1, 2, 3$ y así sucesivamente. En consecuencia se tiene una serie de rayos estrechos como se muestra en la Fig. I.15.

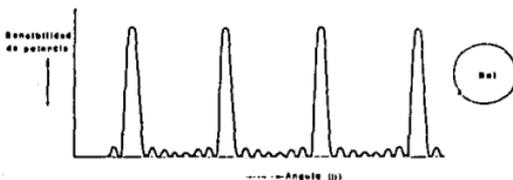


Fig. I.15 Haces múltiples de un interferómetro de rejilla.

Cuando se elige una separación entre las antenas de modo que los haces estén separados un ángulo conveniente. Supóngase que la separación es de 1° , y que el sistema de antena de rejilla se usa para observar el Sol. Entonces se recibe la emisión de radio del Sol y dado que ésta cambia a través de cada haz en turno, el Sol

queda bajo observación continua con la resolución proporcionada por las amplitudes de los haces estrechos.

Si las antenas del grating se ponen a lo largo de una línea recta, entonces se formarán haces de abanico. En este caso se observa una franja del Sol como cambios a través de los haces. Un mejor sistema tiene los elementos de la antena espaciados a lo largo de dos líneas conectadas en ángulos rectos como en un Mills Cross. Los haces de este sistema corresponden a haces estrechos de línea donde los grupos de abanico se cruzan uno con otro.

e) Interferómetros de línea base grande.

El propósito de la interferometría es doblemente importante. Primero, para encontrar direcciones exactas de fuentes para sus identificaciones ópticas y, segundo, para mapear estructuras de fuentes utilizando diferentes separaciones. Los interferómetros considerados hasta ahora, con antenas conectadas en radio frecuencia cumplen este requisito. En separaciones de pocos km pueden determinarse las posiciones de las fuentes en longitudes de onda de cm.

1.4 Arreglos de radio.

1.4.1 Introducción.

La función de un radiotelescopio receptor es detectar y medir la emisión de radio de fuentes celestes. En la mayoría de los casos la emisión consiste de radiación incoherente (Apéndice B) cuyas propiedades estáticas no difieren del ruido originado en el receptor o a la radiación de fondo asociada al receptor por medio de la antena. En general el radiotelescopio ideal debe ser capaz de proporcionar información tan completa y exacta como sea posible sobre cada uno de los siguientes parámetros de las fuentes:

- a) La posición de la fuente en el cielo.
- b) El flujo total de potencia de la fuente y, en el caso de fuentes de extensión angular apreciable, la manera en la que se distribuye el flujo por unidad de ángulo sólido (brillantez).
- c) La polarización, y en el caso de una fuente extendida, la manera en la cual ésta varía con la posición.
- d) La modulación de la señal.
- e) La dependencia del flujo de potencia, sobre la frecuencia, es decir, del espectro.
- f) La variación de la posición, flujo de potencia, polarización y modulación con el tiempo y variabilidad en la potencia de la fuente.

Los radiotelescopios receptores son básicamente similares en construcción a los receptores en otras ramas de la ciencia de radio y la ingeniería. El tipo más común es el receptor superheterodino que se muestra en la Fig. 1.16. La frecuencia de la señal tiene una frecuencia central f_{RF} acoplada al receptor por una antena y se amplifica en un amplificador de radio frecuencia (RF) con una ganancia del orden de 10 a 30 dB. La siguiente etapa es un

mezclador, que mezcla la señal débil con una señal fuerte en un oscilador local en una frecuencia f produciendo una señal de salida en una frecuencia intermedia (IF). La potencia de la señal de (IF) es directamente proporcional a la potencia de la señal de RF. La señal de IF se amplifica con una ganancia del orden de 60 a 90 dB. La parte más amplia de la ganancia en un receptor superheterodino se obtiene en el amplificador de IF, el cual comunmente determina el ancho de banda del receptor.

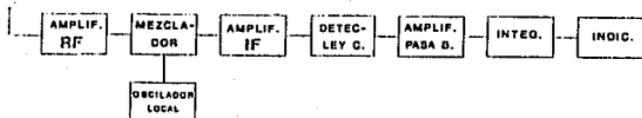


Fig. 1.16 Diagrama a bloques del receptor superheterodino.

El amplificador de IF es seguido por un detector que normalmente es un dispositivo de ley cuadrática. En los receptores de los radiotelescopios, el voltaje c.d. de salida es proporcional al cuadrado de la amplitud del voltaje de entrada. Esto significa que el voltaje de cd de salida en el detector es directamente proporcional a la potencia del ruido de salida de la sección de predetección en el receptor. Las etapas finales pueden consistir de un amplificador pasa-bajos o un integrador y un sistema de registro de datos, tal como un indicador análogo o un sistema de salida digital.

En receptores superheterodinos (Fig. 1.16) el mezclador es el mismo para todas las frecuencias, solo el amplificador de RF, el mezclador, y el oscilador local deben diseñarse para cada rango de frecuencia.

1.4.2 Síntesis de apertura.

Supóngase que se tiene una gran apertura dividida como se muestra en la Fig. I.17 y que se tiene un telescopio de sección pequeña. Si se pudiera tener esto con la posición de cada sección en turno y la combinación de todas las señales simultáneamente se obtendría el mismo resultado de gran apertura completa. Este proceso se llama síntesis de apertura y para esto deben conocerse cómo están relacionados los movimientos de las ondas en fase uno a uno. La mejor forma de entender la relación de fase entre las secciones, es obtener la salida de dos secciones juntas, es decir, con un interferómetro. Por ejemplo, las secciones A y B en el diagrama deben tomarse juntas. Las antenas C y D dan la misma respuesta que A y B dado que la separación relativa es la misma. En este sistema, solo es necesario encontrar qué posiciones relativas ocurren en la apertura, hacer las observaciones correspondientes con el interferómetro y combinarlas correctamente para obtener el resultado de apertura completa. Un interferómetro con antenas movibles a lo largo de las trayectorias en forma de T es adecuado para este tipo de síntesis.

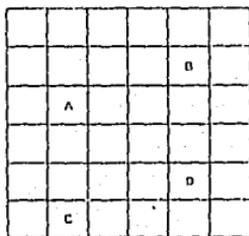


Fig. I.17 Síntesis de una apertura.

En el sistema de radiotelescopios gobernables de Cambridge se utiliza el método síntesis de apertura a partir de un interferómetro de separación variable en la línea E-O. La rotación de la Tierra proporciona el rango completo de direcciones para cada separación.

Ahora considérese dos radiotelescopios apuntando hacia el Norte celeste situadas en A y B a lo largo de la línea E-O como se muestra en la Fig. 1.18, como la Tierra gira, 12 horas de observación son suficientes para cubrir todas las posiciones que ocurren



Fig. 1.18 Método usado en Cambridge para síntesis de apertura.

en una franja circular de diámetro AB como en la Fig. 1.19. Si el grupo de radiotelescopios apunta hacia alguna región del cielo en declinación más baja, la línea base proyectada mientras la Tierra

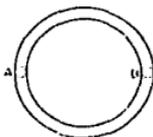


Fig. 1.19 Síntesis de apertura en una franja circular.

gira, cubre una franja elíptica como en la Fig. 1.20. El sistema de Cambridge tiene tres antenas de 18 m de diámetro, dos en posiciones fijas y una móvil y se conoce como radiotelescopio One-Mill.



Fig. 1.20 Síntesis de apertura en una franja elíptica.

En 1970, la fundación holandesa de radioastronomía inauguró en Westerbork un sistema de radiotelescopios en síntesis de apertura, consistente de una línea de 10 antenas en posiciones fijas y dos antenas movibles a lo largo de una línea base E-O con una separación máxima de 1.6 km. Los reflectores gobernables son de 25 m de diámetro y el sistema está planeado para la síntesis rápida de las estructuras de las fuentes de radio en longitudes de onda de 6 a 50 cm. Los sistemas de Cambridge y Westerbork tienen mucho en común, ambos emplean antenas gobernables y fueron diseñados para medir la polarización de las señales recibidas.

El sistema en síntesis de apertura más ambicioso es el sistema conocido como el "Very Large Array" (VLA) construido por el National Radio Astronomy Observatory, (USA) en New Mexico. Su localización satisface los requisitos de un sitio alto y plano (2000 msnm), en una latitud apropiada de 34° N, para minimizar efectos atmosféricos permitiendo cubrir todo el cielo norte bajo una declinación sur de 20° . El sistema comprende 27 radiotelescopios gobernables de 25 m de diámetro colocados a lo largo de tres brazos radiales en forma de Y como se muestra en la Fig. 1.21. Cada brazo es de 21 km de longitud con 25 estaciones desde donde pueden posicionarse los radiotelescopios. Los radiotelescopios de este sistema son suficientemente exactos como para operar en longitudes de onda por debajo de 1.3 cm dando una



Fig. I.21 El arreglo VLA del National Radio Astronomy Observatory, USA en el Estado de New Mexico.

resolución angular máxima de $0''.13$. Como el sistema tiene tres brazos, 8 horas de observación son suficientes a partir de las posiciones traslapadas de 120° de la rotación de la Tierra. El arreglo interferométrico multienlazado constituye el mejor sistema de radiotelescopios en síntesis de apertura disponible hasta ahora para el mapeo rápido y detallado de fuentes de radio.

1.4.3 El Mills Cross.

El radiotelescopio Mills Cross de Australia consiste de dos grandes arreglos que operan en las trayectorias N-S y E-O. Los diagramas polares de los arreglos separadamente son dos rayos verticales de abanico interconectados uno con otro, como se muestra en la Fig.1.22. La región de intersección es un rayo estrecho y solamente son detectadas las señales recibidas en él. Los dos arreglos son conectados en fase y fuera de fase alternadamente y en la región estrecha de intersección las señales se suman y se cancelan alternadamente. En este sistema el receptor incorpora un rectificador de switch-frecuencia de tal manera que solo la señal interrumpida en el rayo estrecho se detecta a la salida.

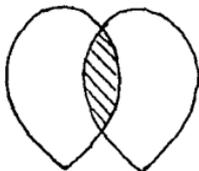


Fig.1.22 Región de intersección de diagramas para el arreglo Mills Cross.

El sistema Mills Cross consiste de 250 dipolos con una longitud de onda de 3.5 m extendidos en una longitud de 500 m. El sistema estuvo operando como un telescopio de tránsito con el haz arreglado para apuntar en diferentes elevaciones hacia el Sur. Para alterar la elevación del haz se introdujeron diferencias de fase entre todos los elementos del arreglo N-S interrumpiendo con longitudes de cable apropiadas.

1.4.4 El radio Hellograph de Culgoora.

Ciertos tipos de actividad solar presentan grandes cambios en tiempos muy cortos del orden de minutos o segundos. Estallidos de la emisión de radio, de intensidad y posición variables, a menudo acompaña esos eventos solares que cambian rápidamente. Este tipo de emisión de radio ocurre predominantemente en longitudes de onda métricas. Lo que debería obtenerse es una fotografía completa del Sol producida en un tiempo muy corto. Para lograr esto se diseñó el sistema de radio de Culgoora en Australia, que consiste de un arreglo de 96 radiotelescopios parabólicos gobernables de 13 m de diámetro en círculo como se muestra en la Fig. 1.23.

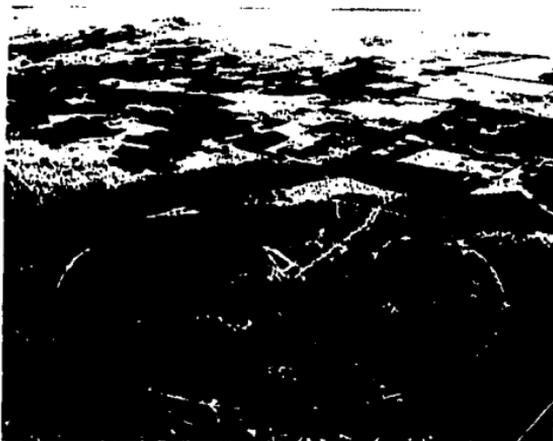


Fig.1.23 El arreglo circular de radio del hellograph de Culgoora.

En realidad las antenas se fijan en forma de Cruz o en forma de T, pero el arreglo circular proporciona una particularidad conveniente, es decir, el requisito esencial es que las antenas proporcionen todas las separaciones relativas encontradas en una apertura completa del mismo diámetro. Combinando las antenas apropiadamente, es posible sintetizar 48 haces espaciados 2' de arc a partir de la línea N-S y así examinar la serie de haces E-O que cruzan el Sol para obtener una fotografía completa del Sol en radio en 1 seg.

II.- RADIODETECCION DE PERTURBACIONES QUE VIAJAN EN EL MEDIO INTERPLANETARIO.

II.1 Viento Solar y Medio Interplanetario.

II.1.1 El viento solar.

El medio interplanetario fue durante un largo tiempo una incógnita para el hombre que desde la Tierra ha hecho grandes especulaciones sobre sus características. El estudio de dicho medio en forma consiente se inició hace pocos años, cuando la tecnología espacial hizo posible su exploración directa. En el desarrollo de la investigación del medio interplanetario existe un punto relevante que tiene una vinculación directa con él: se ha observado que el campo magnético del Sol evoluciona mostrando un ciclo que esta relacionado con lo que se conoce como "actividad solar". La actividad solar se manifiesta de diversas formas, como ráfagas, erupciones de filamentos, regiones activas, hoyos coronales, etcétera y con todo un conjunto de fenómenos energéticos que varían con el tiempo en forma cíclica de manera que hay épocas en que estas manifestaciones ocurren con mucha frecuencia y energía, y otras en que el Sol esta bastante quieto. Todo fenómeno vinculado con la actividad solar altera el medio interplanetario, que en ocasiones llega a alterar de manera considerable el campo magnético terrestre.

La exploración del medio interplanetario realizada por satélites y sondas espaciales ha demostrado que este no es un medio vacío como antes se creía, sino que es atravesado continuamente por un flujo de partículas de origen solar. Este flujo transporta las características de la actividad solar al medio interplanetario. Al estudiar la conductividad térmica de la corona solar, S. Chapman, encontró en 1957 que ella no sólo debería envolver al Sol, sino que debería extenderse hasta distancias mucho mayores que el radio de la órbita terrestre. Posteriormente, E. Parker demostró que la temperatura de la corona y su conductividad térmica son tan altas que la corona solar debe

estar en constante expansión. La expansión constante de la corona solar es consecuencia del desequilibrio entre los efectos térmicos y los gravitacionales.

Como la conductividad térmica de la corona es muy grande la temperatura disminuye muy lentamente al alejarnos del Sol; además la energía térmica del gas coronal es proporcional a la temperatura, de modo que esta energía también decrece lentamente con la distancia.

Por otra parte, la energía gravitacional disminuye inversamente con la distancia al Sol, que es una disminución más rápida que la anterior. Por ello existirá una distancia más allá de la cual la agitación térmica del gas coronal supera a la atracción gravitacional, de modo que el Sol ya no es capaz de retenerlo y el gas caliente se expande en forma de viento solar.

Aunque no se sepan con exactitud las causas por las cuales la corona tiene una temperatura tan alta, es posible predecir sus consecuencias. Un gas tan caliente como el de la corona no puede quedar confinado en una capa alrededor del Sol sino que se espera se extienda muchísimo más lejos, ya que la atracción gravitacional del Sol no es capaz de retenerlo. A finales de los cincuenta había una imagen dinámica, desarrollada por E. N. Parker, físico estadounidense. En la imagen dinámica, la corona debería fluir, esto es, debería estar escapando en forma continua del Sol, a lo que Parker denominó viento solar. El viento solar es esencialmente una extensión y expansión superalfavénica y supersónica de la atmósfera solar en el medio interplanetario, hasta más allá de la órbita terrestre. El viento solar fue detectado por primera vez por el satélite ruso Lunik III en 1959 y su presencia fue más tarde confirmada por las sondas soviéticas y estadounidenses que se enviaron a Venus. Más aún, el flujo detectado de la corona solar correspondía en realidad a una velocidad muy alta, entre uno y tres millones de km/h a la altura de la órbita de la Tierra. Con esto quedó demostrado definitivamente que la corona solar se está escapando continuamente del Sol produciendo un viento solar que barre el medio interplanetario a velocidades vertiginosas. Los vehículos espaciales Pionero 10 y Pionero 11, las sondas espaciales que más lejos del Sol han llegado, siguen aún

detectando la presencia del viento solar a distancias mayores que 60 unidades astronómicas, y teóricamente se estima que éste debe estar soplando hasta unas 50 o 100 unidades astronómicas, más allá de la órbita del último de los planetas del Sistema Solar. Este viento está constituido esencialmente por el plasma coronal, formado esencialmente de protones y electrones libres del enlace atómico. A la altura de la Tierra tiene una densidad de entre 10 y 100 partículas por cm^3 , un vacío mucho más perfecto que cualquiera que se pueda obtener en los laboratorios terrestres y, sin embargo, muy capaz de hacer notar no sólo su presencia, sino sus efectos. Los parámetros principales del viento solar promedio a una unidad astronómica se muestran en la Tabla I.

Tabla I

Parámetros medios del viento solar a 1 UA (1.5×10^{11} m)

Parámetro	Valor
Macroscópicos	
Densidad (n)	5 cm^{-3}
Velocidad (v)	300 - 800 Km/s
Temperatura (T)	10^5 K°
Campo magnético	$6\gamma = 6 \times 10^{-5} \text{ G}$
Velocidades (Km/s)	
Viermica (protones)	30
Viermica (electrones)	1000

La imagen estacionaria de un viento solar promedio que se muestra en la Tabla I, está muy lejos de representar el comportamiento real del viento solar. El viento solar es un flujo altamente variable, lo cual se observa de los datos tomados en el medio interplanetario. No es extraño que el viento solar presente una gran variabilidad si se considera que su fuente es el Sol, que también presenta una gran actividad, debida a las variaciones en su campo magnético. Las observaciones de frentes de choque que viajan en el medio interplanetario son tan viejas como las observaciones del viento solar en la década de los sesentas. En la actualidad se sabe con certeza que el origen de las ondas de choque que viajan en el medio interplanetario es el Sol. Los

primeros análisis de estas estructuras se llevaron a cabo hasta la década de los setentas, iniciando con Burlaga (1971) y Lunghasen (1972). estos frentes de choque, que viajan a velocidades super magnetosónicas respecto al viento solar, que a su vez es super magnetosónico, perturban el entorno terrestre cuando golpean el borde de la magnetósfera produciendo, entre otras cosas, las tormentas geomagnéticas y las espectaculares auroras polares.

Para simplificar el problema Parker consideró simetría esférica, un Sol estático rodeado de vacío hasta el infinito (presión cero), no considera el campo magnético del Sol, además que todo plasma es sólo hidrógeno ionizado (protones y electrones en igual número) por lo que utilizó las ecuaciones de la hidrodinámica.

1) Ecuación de Euler en el caso estacionario:

$$NMv \frac{dv}{dr} + \frac{d}{dr}(2NkT) + \frac{GM_0MN}{r^2} = 0$$

1) Ecuación de conservación de la masa:

$$N v r^2 = N_0 v_0 a^2$$

donde N es la densidad de partículas, M la masa de las partículas, M_0 la masa del Sol, v la velocidad del viento, r la distancia radial desde el centro del Sol, $r=a$ corresponde a la base de la corona, v_0 es la velocidad en $r=a$, T es la temperatura, k es la constante de Boltzman y G es la constante de gravitación universal.

Parker resolvió el problema considerando una corona isotérmica ($T = \text{cte}$) y analiza varios casos para diferentes valores de temperatura como se muestra en la Fig. II.1, de donde se puede ver que para una temperatura realista de la corona (1×10^6 K) la velocidad del viento solar a la altura de la órbita de la Tierra es de ≈ 400 km/s. Sin embargo, se han observado velocidades de hasta 2000 mk/s.

Se han hecho múltiples intentos para mejorar la descripción del viento solar principalmente para explicar las corrientes de alta velocidad, incrementando el número de parámetros en los modelos de fluidos, algunos de ellos incluyen:

1) Fuerzas adicionales: tales como presión por ondas, viscosidad, fuerzas rotacionales, presión de radiación, etc.

1) Ecuaciones de energía más realistas (el aspecto más débil de la solución mostrada por Parker, Fig. II.1) se hacen adiciones

tales como conducción de calor, adición de energía debida a disipación por ondas, etc.

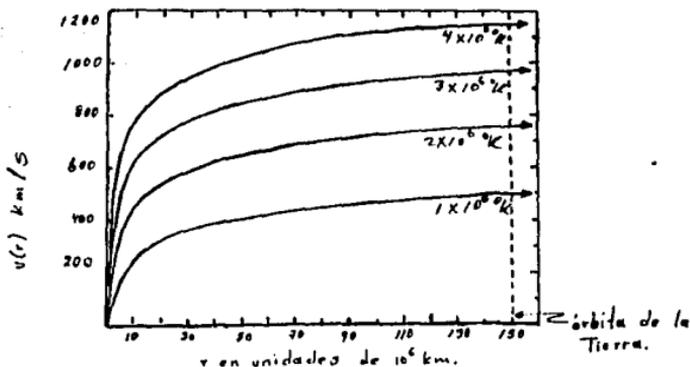


Fig. 11.1 Velocidad de expansión (kms^{-1}) de una corona isotérmica, como función de la distancia radial (en unidades de 10^6 km) para varias temperaturas.

iii) Ecuaciones para dos fluidos una para electrones y otra para protones. Esto es más real dado que los protones y los electrones están desacoplados colisionalmente en la mayor parte del medio interplanetario.

iv) Tensores de presión anisotrópicos: con casi ausencia de colisiones, las distribuciones de partículas no permanecen como maxwellianas isotrópicas.

v) Geometría no esférica: modelando la interacción del campo magnético y del flujo en regiones de divergencia mayor que la radial tales como las orillas de los hoyos coronales.

El problema de modelar el viento solar aún no está terminado y por mucho tiempo más será objeto de estudios, los cuales intentarán relacionar los parámetros antes mencionados con el fin de aclarar oscuridades en las teorías actuales y en un futuro cercano tener una descripción más realista del viento solar.

11.1.2. Corrientes de viento solar de alta velocidad.

Billings y Roberts (1964), sugirieron que las corrientes de viento solar de alta velocidad se podían originar en estructuras de campo magnético coronal abierto (hoyo coronal) en vez de regiones que tienen líneas magnéticas cerradas. Posteriormente Wilcox (1968) dió un gran apoyo a esta propuesta y finalmente Pneuman y Kopp (1971) y Noci (1973) proporcionaron evidencia teórica cuantitativa de la posibilidad de esta idea. Una corriente de viento solar es una estructura coherente que tiene un perfil característico de temperatura, densidad, velocidad y campo magnético a la altura de la órbita terrestre. Rota con el Sol cruzando la tierra recurrentemente (en el caso de que el tiempo de vida del hoyo coronal del que proviene sea de varias rotaciones solares) con un periodo sinódico de 27.1 días que es el periodo ecuatorial de la fotosfera. Estas corrientes están constituidas por viento solar más rápido que el viento solar normal cuya velocidad es de aproximadamente 300 a 400 km/s. Feldman et. al. (1976) estudiaron una muestra de 19 corrientes extensas con velocidades máximas superiores a los 650 km/s y encontraron que su anchura en longitud solar va de 48° a 159° con un promedio de 89° Fig. 11.2. Estas corrientes se observan en todas las fases del ciclo solar, pero las más estables ocurren durante la fase declinante. La primera asociación observacional entre las corrientes de viento solar rápido y los grandes hoyos coronales fue manifestada por Krieger et. al. (1973) quienes mostraron que un hoyo coronal observado en rayos X por medio de cohetes sonda era la fuente de una corriente de viento solar de alta velocidad que recurrió mientras el hoyo existió. Posteriormente con los datos del Skylab una gran cantidad de trabajos confirmaron que los hoyos coronales son la fuente de las corrientes de viento solar de gran velocidad. Coles y Rickett (1976) y Rickett et. al. (1976) midieron la velocidad del viento solar fuera de la eclíptica por medio del centelleo interplanetario (IPS) de radio fuentes estelares y establecieron que los hoyos coronales polares son también fuentes de viento solar rápido, con velocidades de hasta 800 km/s. Gosling et. al. (1976) manifestaron que la característica básica del viento solar en ausencia de un campo

magnético cerrado que lo confine es la alta velocidad. Actualmente parece ser que los hoyos coronales son las únicas fuentes del plasma que sale del Sol y llena todo el medio interplanetario, incluyendo el viento solar de baja velocidad.

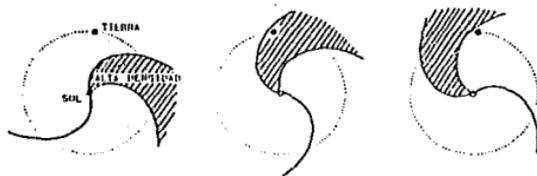


Fig.11.2 Diagrama esquemático mostrando la estructura general de una perturbación del tipo haz corrotante (CIR).

11.1.3 El campo magnético en el medio interplanetario.

En el desarrollo de las primeras teorías sobre viento solar, no se consideraba la interacción del viento solar con el campo magnético del Sol. No es recomendable olvidar que el campo magnético del Sol cubre todo lugar del espacio interplanetario y es determinante en la evolución del viento solar. Notesé también que un campo magnético solar demasiado fuerte, tendría como efecto un confinamiento de la corona solar e impediría la existencia del viento solar. Pero como existe una expansión, el viento solar arrastra el campo magnético solar congelado en él hacia fuera del Sol debido a su alta conductividad eléctrica. Para determinar la estructura del campo magnético solar en el espacio interplanetario, es necesario considerar la rotación del Sol y un plasma que sale con velocidad radial constante de una región aislada, cerca del ecuador solar, dará lugar a una estructura con las líneas de campo magnético en forma de una espiral de Arquímedes en el ecuador solar. El ángulo formado entre el radio vector y la tangente a la espiral de Arquímedes se denomina "ángulo de manguera", y está dado por:

$$\tan\theta = \frac{\Omega r}{V_s}$$

donde Ω es la velocidad angular del Sol, r es la distancia heliocéntrica y V_s es la velocidad del viento solar. Para $r=1$ UA ($1/\Omega = 24.7$ días, el periodo de rotación del ecuador solar), se encuentra que $\theta \approx 45^\circ$ con la línea Sol-Tierra, lo cuál concuerda con las mediciones directas. La primera demostración experimental de esta estructura espiral, la obtuvo Mc. Craken (1952), usando datos de rayos cósmicos provenientes de una ráfaga solar, recibidos en la superficie de la Tierra. Para un viento solar de $V_s \approx 400$ km/s y $r=1.5 \times 10^8$ km, el ángulo de manguera a la altura de la órbita de la Tierra es de $\approx 45^\circ$ Fig. II.3.

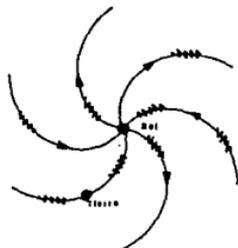


Fig. II.3 Geometría del campo geomagnético interplanetario en el plano del ecuador solar, presentando un ángulo de 45° a la altura de la órbita de la Tierra.

Si el Sol no girase, las líneas de campo tendrían una representación radial respecto del Sol, pero como el Sol gira las líneas de campo magnético toman una configuración de forma espiral sobre el plano del ecuador solar. Lo anterior se puede explicar considerando que el campo magnético en un plasma altamente conductor se comporta como si estuviese "congelado" en el material. Este comportamiento fue demostrado primeramente por H. Alfvén (1950). Para demostrar esto, se parte de las ecuaciones de Maxwell con las restricciones de que la velocidad del fluido es mucho menor que la velocidad de la luz y los flujos tienen lugar en los campos cuasiestacionarios o de baja frecuencia, de donde se obtiene que:

$$-\eta \nabla^2 \mathbf{H} + \nabla \times (\mathbf{v} \times \mathbf{H}) = \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$$

donde $\eta=1/\mu\sigma$ es el coeficiente de difusión magnética. Si v es distinta de cero y σ es muy grande como en el viento solar entonces:

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \nabla \times (v \times H)$$

El término del lado derecho de la ecuación anterior es el rotacional de una "fuerza" inducida por el campo eléctrico E , pues en el caso en que σ tiende a infinito, $|E|=|v \times H|$. Entonces cuando un plasma se mueve en un campo magnético, se induce un campo eléctrico. Pero la conductividad tiende a infinito, y $E=0$. Esto es, un observador moviéndose con el viento solar no verá campos eléctricos. Consecuentemente si $E=0$ no existe movimiento en H relativo al material ionizado, por lo que se dice que el campo magnético está "congelado" en el plasma, esto implica que el campo magnético es transportado por el plasma.

En realidad el campo magnético solar presenta una estructura mucho más compleja que una simple espiral de Arquímedes. De las mediciones de Pioneer 5, del Mariner 2, del IMP 1, y del Mariner 4 se encontró la existencia de una componente del campo magnético solar ortogonal al plano de la eclíptica, cuyo valor es significativo.

La existencia de dicha componente es de suma importancia en las relaciones Sol-Tierra, dado que cuando la magnitud de la componente ortogonal del campo magnético es distinta de cero y apunta hacia abajo del plano de la eclíptica su reconexión con el campo magnético genera diversas e importantes perturbaciones geomagnéticas.

11.1.4 Extensión del viento solar.

Considerando que el viento solar se expande radialmente y la densidad de masa decae como $1/r^2$, y suponiendo que la presión del plasma en el infinito es cero y considerando que el viento solar barrerá a su paso el material del medio interestelar, hasta que la presión del viento solar esté equilibrado con la presión de

este medio a una distancia heliocéntrica r_h . Debido a la presencia de plasmas con una velocidad relativa supersónica, se formará un frente de choque y el viento solar sufrirá una transición volviéndose subsónico, esta frontera se conoce como heliopausa, la región delimitada por ésta y donde el plasma es supersónico se conoce como heliósfera. Cuando el viento solar pasa cerca de un planeta, siente a este como un obstáculo en su camino y fluye a su alrededor, creando una cavidad. Si el planeta tiene un campo magnético, este campo será el obstáculo y se creará una "magnetósfera" alrededor del planeta, es decir, una región donde impera su campo magnético confinado y comprimido por el flujo del viento solar. Como este flujo es supersónico, se formará un frente de choque antes de la magnetósfera, el cual es una región muy delgada en la que el viento supersónico se vuelve subsónico. La distancia entre el frente de choque y el obstáculo, así como el tamaño de la magnetósfera, son determinados por la intensidad relativa del campo magnético del planeta con respecto al campo transportado por el plasma y por la energía cinética de éste. Cuando el viento empuja más fuerte, el campo magnético del planeta es más comprimido. Cuando la presión del viento solar disminuye, el campo magnético (la magnetósfera) se expande. La posición de la frontera de la magnetósfera, la "magnetopausa", estará determinada por un equilibrio de presiones el viento solar y el campo magnético del planeta. De la misma manera, la magnetósfera del Sol, la "heliósfera" está controlada y delimitada por la interacción entre el viento solar y el medio interestelar y la frontera de ésta, la "heliopausa" estará determinada también por un equilibrio de presiones entre el viento solar y el plasma interestelar. La heliósfera es entonces la región alrededor del Sol en donde la actividad solar domina. Dentro de esta región, las condiciones físicas son establecidas, modificadas y gobernadas por el Sol. Aun hoy en día, existen muchas preguntas sin respuesta acerca de la heliósfera, poco se sabe de su morfología, cómo evoluciona en el espacio y el tiempo, o qué tan lejos se expande su influencia en el medio interestelar. Sin embargo, algunas de sus propiedades han sido deducidas de manera indirecta. Otro efecto del viento interestelar sería empujar a la heliósfera y

crear una larga cola magnética en la dirección del movimiento del flujo. Debido a lo anterior, no se puede esperar que la forma de la heliósfera sea simétrica con respecto al Sol. La heliósfera se extenderá a distancias mayores en la dirección del antiapex (contraria al movimiento del Sol) que en la del ápex (dirección del movimiento solar). No se sabe qué tan lejos está la heliopausa del lado del ápex solar, 100 UA aproximadamente. La distancia a la heliopausa del lado contrario al apex es aun desconocida, pero se ha sugerido que puede ser de 10 000 UA o alrededor de un sexto de año luz, Fig.11.4. Para conocer más acerca de la forma de la heliósfera y tener datos sobre la distancia a la heliopausa, se tendrá que esperar a tener los datos de las misiones espaciales cuando lleguen a los límites de dicha región.

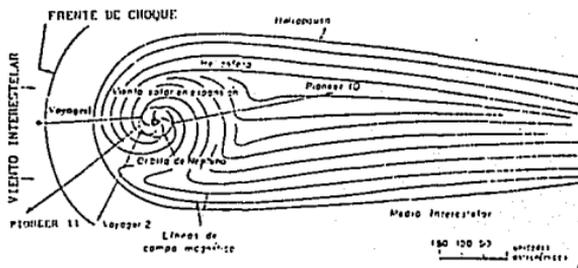


Fig.11.4 Esquema general que muestra la configuración de la heliósfera, la configuración de la heliopausa y el frente de choque del plasma interestelar con el viento solar en expansión.

11.2. Perturbaciones que viajan en el viento solar y su efecto sobre la tierra.

Desde hace muchos años se pensaba que el medio interplanetario de una manera u otra servía como medio transmisor de eventos que se generaban al suscitarse fenómenos violentos en la superficie solar. En los primeros años de desarrollo de la teoría de viento solar se había desarrollado una controversia de si en el viento solar se podrían generar choques o discontinuidades, considerando que toda discontinuidad se caracteriza por un cambio brusco en la densidad, y la velocidad del viento solar ó variación de la temperatura de los protones. Esta controversia se resolvió con la observación de los frentes de choques en el medio interplanetario. Además, las observaciones realizadas por vehículos espaciales mostraron que en una primera aproximación el viento solar actúa como un fluido (Spreiter et. al; 1966). Esto permitió que las teorías sobre fluidos pudiesen aplicarse para comprender la dinámica y estructura del viento solar. Una disertación sobre la estructura de los frentes de choque se puede ver en Greenstand y Kennel (1985). La teoría y las observaciones muestran que la naturaleza de los choques es muy dependiente de los parámetros de flujo del viento solar. La estructura del choque depende de la dirección del campo magnético relativa a la transmisión del choque. Los choques en el viento solar están frecuentemente asociados a las perturbaciones generadas en el Sol (Greeshedey, et. al; 1985). Tales perturbaciones se han asociado a emisiones súbitas de masa solar que posteriormente se propagan en el espacio.

11.2.1 Efectos magnetosféricos de las perturbaciones de viento solar.

Ya se ha mencionado que un plasma de muy alta conductividad eléctrica como el viento solar arrastra en su flujo el campo magnético que en él se encuentra; pero de la misma forma como este plasma no puede abandonar el campo de su lugar de origen, tampoco

puede aceptar la presencia de campos ajenos, como serían los campos magnéticos de algunos cuerpos del sistema solar. En particular, la Tierra posee un campo magnético intrínseco, generado en su interior, el cual se puede representar como dipolar y cuyo eje está en una dirección ligeramente inclinada respecto del eje de rotación.

Si el viento solar no fluyera, el campo magnético terrestre se extendería por todo el medio interplanetario, siendo cada vez más débil pero conservando su configuración dipolar. Pero el viento solar fluye y es un plasma que no admite en su seno campos ajenos al de su origen, al fluir "barre" el campo magnético de la Tierra, lo comprime y lo deforma dentro de una cavidad reducida alrededor de ella. Esta cavidad se denomina Magnetósfera y tiene el aspecto de un cometa con una cola estirada en la dirección radial contraria al Sol (ver Fig.11.5). La frontera que delimita la magnetósfera se llama magnetopausa; al exterior de esta frontera el campo magnético de origen terrestre deja de existir y el único campo existente es el transportado por el viento solar.

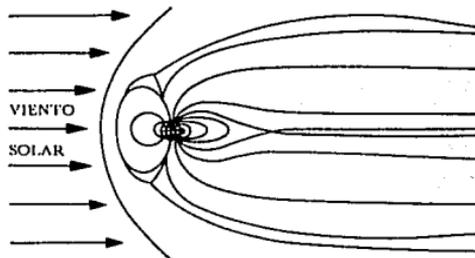


Fig.11.5 La magnetósfera de la Tierra. El viento solar no sólo arrastra hacia el medio interplanetario el campo magnético del Sol, sino que además barre a su paso todos los otros campos magnéticos que se encuentra, como por ejemplo, el campo magnético de la Tierra y no permite que se extienda más allá de la magnetósfera, en la cual lo confina y lo deforma dando como resultado la configuración de las líneas continuas de la figura.

La variabilidad del viento solar origina algo parecido a un "tiempo" o "clima" interplanetario que está en condiciones de ejercer una gran influencia sobre la magnetósfera terrestre. Cuando el Sol está activo, evolucionan en él una serie de fenómenos que transmiten perturbaciones hacia el medio interplanetario, además de partículas y ondas electromagnéticas de alta energía que se propagan hacia afuera interactuando en ocasiones con la magnetósfera terrestre.

La interacción del campo magnético interplanetario y el campo geomagnético se puede explicar si se considera que el campo magnético interplanetario se puede reconectar con el campo geomagnético si el campo magnético interplanetario tiene una componente (Bz) sur, la forma de esta reconexión no está clara aún y es motivo de estudio. Sin embargo, los estudios de correlación de tormentas geomagnéticas intensas con los parámetros del viento solar muestran que la existencia de una Bz sur grande ($\approx 20\gamma$) y de larga duración (≈ 3 hrs.) es necesaria para lograr una tormenta geomagnética.

Estas zonas de Bz sur intenso y duradero se han asociado a las ondas de choque interplanetarias, pues en general aparecen detrás de ellas, pero su relación aún no es clara.

Más adelante Bravo y Hewish (1988) analizaron 96 perturbaciones detectadas por medio de IPS de julio de 1978 a septiembre de 1979 y reportaron que las perturbaciones detectadas correspondían a regiones de interacción corrotante y a conchas rápidas moviéndose radialmente hacia fuera del Sol. Cuarenta y cuatro de las perturbaciones rastreadas se pudieron relacionar con inicios súbitos de los cuales 36 pertenecían al tipo de haces eruptivos y 8 al tipo de regiones corrotantes. De 48 inicios súbitos (SC), sólo 4 choques asociados a éstos inicios no se lograron detectar en los mapas de centelleo antes de arribar a la Tierra. Para cada uno de los choques asociados a un inicio, el lapso de tiempo (Δt) entre la primera identificación de la perturbación en el medio interplanetario por medio de IPS y el registro del inicio súbito (SC) se muestran en el histograma de la Fig. II.6. Del histograma se observa que muchas de las perturbaciones fueron detectadas con más de un día de anticipación a su arribo a la Tierra y algunas de

ellas se lograron observar hasta por cuatro días durante su tránsito a la Tierra.

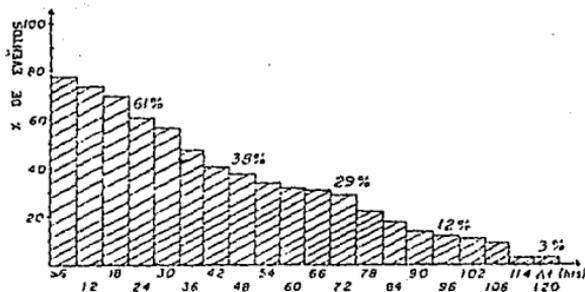


Fig. 11.6 Porcentaje de perturbaciones detectadas en diferentes tiempos de anticipación (Δt) de su llegada a la Tierra (Bravo y Hewish, 1988).

De un monitoreo constante del medio interplanetario, usando una red global de radio telescopios para centelleo se puede conocer mucho más acerca de las características relevantes de las perturbaciones que viajan en el medio interplanetario con dirección hacia la Tierra con el fin de determinar la física del proceso responsable de la generación de las tormentas geomagnéticas. Para entender su importancia basta con analizar los sistemas afectados por la actividad geomagnética. Algunos sistemas son:

1) Corrientes inducidas.

Las fluctuaciones del campo magnético inducen corrientes en cables y líneas de alta tensión. Los efectos en los cables son interrupciones de período corto en el flujo que ocasionan el mal funcionamiento de los sistemas electrónicos. En las líneas de alta tensión, los problemas son más críticos ya que las corrientes directas inducidas pueden sumarse a la fase de los transformadores produciendo saturación y eventualmente un estallido del transformador y por lo tanto un corte de la potencia. Por ejemplo, en USA se perdieron 22 millones de dólares en 1989 en transformadores.

ii) Comunicaciones por radio y radares.

Asociadas con la precipitación de partículas que producen la aurora, hay perturbaciones ionosféricas en latitudes altas y medias. En particular, los sistemas de alta frecuencia (HF de 3 a 30 MHz) que operan a latitudes medias pueden sufrir una alteración de la máxima frecuencia usable hasta de un 50 %. Además de la auroral ($\lambda=60$ a 75°) frecuentemente se forman capas E ionosféricas esporádicas que afectan la propagación HIF por absorción de estas ondas. Los sistemas LF (30 a 300 MHz) y VLF (3 a 30 KHz) que operan en las regiones polares y aurorales experimentan avances de fase. Los radares VHF (30 a 300 MHz) y UHF (300 MHz a 3 GHz) de la zona auroral pueden sufrir una retardación inusual de la señal, lo que provoca errores de señalamiento. Por último, los sistemas de comunicación vía satélite VHF, UHF, e inclusive SHF (3 a 30 GHz) que operan a través de la ionósfera perturbada, pueden sufrir un incremento en la fase e incrementar la amplitud del conteo.

iii) Prospección geofísica.

Para la búsqueda de petróleo, minerales o análisis arqueológicos, los geofísicos utilizan mapeos geomagnéticos del terreno, lo cual conducirá a un sondeo erróneo en días perturbados. Por otra parte, para el método magnetotelúrico son deseables condiciones de tormenta geomagnética ya que este método se basa en las oscilaciones naturales del campo geomagnético a frecuencias menores a 1 Hz para explorar la resistividad eléctrica profunda en sitios específicos. Los sondeos mineralógicos mediante percepción remota en días magnéticamente activos ocasionan errores de posición.

11.3 Detección de perturbaciones en el medio interplanetario por medio de centelleo.

11.3.1 Centelleo interplanetario (IPS) de fuentes de radio estelares.

Una de las principales herramientas que se emplean para mapear y rastrear zonas de gran escala en el viento solar con densidades mayores o menores que la densidad media del plasma interplanetario, es el método de centelleo interplanetario (IPS) de las señales de radio provenientes de fuentes de radio estelares de tamaño angular muy pequeño. El fenómeno de centelleo interplanetario fue descubierta en los años sesentas (Hewish et. al., 1964) y originalmente se empleó para determinar el tamaño de fuentes de radio estelares de diámetro pequeño. Más tarde, el centelleo empezó a usarse para estudiar estructuras del viento solar a pequeña escala (Hewish, et. al. 1964; Denisson, 1969; Hewish y Simons, 1969). Sin embargo, al observar las variaciones del centelleo de fuentes individuales día a día, Denisson y Weissman (1963) descubrieron una relación de éstas con las corrientes de viento solar rápido de larga vida, iniciando de esta forma el uso de las observaciones de centelleo interplanetario para rastrear perturbaciones de gran escala que viajan en el viento solar.

El centelleo interplanetario se refiere a las variaciones oscilantes en la intensidad de la señal registrada que proviene de una fuente de radio estelar extragaláctica como respuesta a su interacción con el plasma interplanetario en su trayectoria hacia la Tierra Fig. 11.7. Readhead et. al. (1978) encontraron que el centelleo que presenta una fuente estelar de radio es inversamente proporcional a la frecuencia (f), esto es:

$$S \propto f^{-1}$$

donde S es el centelleo o las variaciones oscilantes en la intensidad de la señal registrada que proviene de una fuente estelar.

El centelleo se debe principalmente al fenómeno de dispersión de las ondas generado en el medio interplanetario, el cual se debe a la microturbulencia del plasma (Ananthkrishnan, 1980). Esto produce un patrón de difracción que al cruzar por la línea de

visión del observador en la Tierra produce el centelleo de la señal de radio captada. Cabe hacer notar que el empleo del centelleo para el estudio de las estructuras de gran escala en el medio interplanetario se basa principalmente en relaciones empíricas. El método de rastreo por centelleo es análogo a las técnicas empleadas en la detección de las eyecciones de masa coronal (EMC) por dispersión Thomson, donde las perturbaciones se muestran mediante alteraciones en los valores ambiente de la densidad de electrones libres del plasma y además en que lo que se registra es una integración de la señal de la fuente de radio a lo largo de la línea de visión. Una diferencia importante en el método IPS es la sensibilidad de detección, la cuál es máxima para perturbaciones que viajan hacia la Tierra. La posibilidad de registrar estas perturbaciones desde dentro, en los casos en que éstas envuelven a la Tierra, elimina alguna de las dificultades de observación que surgen en los mapas bidimensionales proyectados sobre el cielo y dan una calibración útil ya que los parámetros de centelleo se pueden contrastar con mediciones hechas por vehículos espaciales cerca de la Tierra.

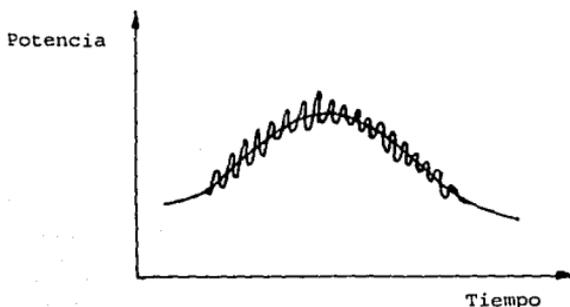


Fig. 11.7 Registro de la señal de centelleo.

11.3.2 El centelleo interplanetario y las perturbaciones que viajan en el viento solar.

En 1971, Houminer mostró evidencia convincente de que algunos de los aumentos en el centelleo interplanetario eran causados por frentes de choque (zonas de compresión) corrotantes con el Sol generados por la presencia de viento solar de alta velocidad. Además identificó los haces corrotantes con la estructura sectorial magnética solar, la cual fue claramente observada por vehículos espaciales.

Hewish y Houminer (1972) trabajaron con el método IPS sobre 32 fuentes de radio por un periodo de ocho meses, después del cual confirmaron los resultados de Houminer y además mostraron una fuerte correlación entre la velocidad del viento solar y el nivel de centelleo con un retraso de entre 2 y 3 días. Hewish y Houminer propusieron que el incremento en el centelleo tenía relación con el incremento en la densidad del viento solar causado por la interacción del viento rápido con el viento lento del medio interplanetario. Estas observaciones fueron la primera evidencia experimental de la existencia de los frentes de choque alineados con la espiral del campo magnético interplanetario (Hundhausen 1971). También hicieron notar, que ocurrían intensificaciones en el centelleo que no se podían asociar con espirales corrotantes y por lo tanto este centelleo fue asociado con frentes de choques esféricos los cuales se sugerían como generados por ráfagas solares (Houminer y Hewish, 1974). Como resultado de una serie de estudios como los ya mencionados, se estableció la existencia de dos tipos diferentes de interacción de flujos rápidos y lentos en el viento solar, esto es, sectores alineados con la espiral de Arquímedes del campo magnético interplanetario corrotantes con el Sol (CIRs) y cáscaras o conchas de frente esférico desplazándose radialmente hacia fuera del sistema solar Fig. 11.8.

Para ambos casos la estructura se caracteriza por una densidad de plasma mayor que las partes circundantes y por un centelleo intensificado de fuentes de radio estelares de diámetro pequeño cuyas líneas de visión cruzan estas estructuras.

En 1973, Houminer utilizó observaciones de IPS para estudiar la extensión de los sectores de centelleo intensificado fuera del



Fig.11.8 Diagrama esquemático mostrando la estructura general de una perturbación del tipo concha esférica desplazándose radialmente hacia afuera del Sol.

plano de la elíptica. Más tarde Houminer y Erskine (1974), mostraron que existían algunas correlaciones significativas, principalmente en aquellos casos en los que se registró un centelleo intensificado en todo el cielo, correspondiente al cruce por la Tierra de las regiones de alta densidad de plasma. Encontraron que el nivel de centelleo se correlacionaba con medidas simultáneas de densidad de plasma en el medio interplanetario cerca de la Tierra y con la velocidad del viento solar corrida por dos días (Erskine et. al; 1978).

Para 1979, Vlasov utilizó el centelleo de una red de 140 fuentes, intentando mapear el viento solar; el periodo de observación fue de noviembre de 1975 a abril de 1976 en una frecuencia central de 102.5 MHz. El análisis de Vlasov resultó poco confiable pues debido al bajo número de fuentes y al breve periodo, solo se pudieron registrar algunas "nubes" individuales de centelleo intensificado que variaba en el tiempo y el cual fue asociado a una mayor turbulencia de las regiones de viento solar observadas. Una calibración de centelleo que se define como $g = \frac{\Delta S_{obs}}{S^{nor}}$ (donde ΔS_{obs} es el centelleo observacional o flujo rms de la señal y S^{nor} es el centelleo promedio asociado a un viento solar quieto) contra medidas obtenidas por vehículos espaciales a 1 UA ha mostrado que la magnitud de "g" proporciona una estimación bastante confiable de la densidad media del plasma (Hewish et. al.,

1955). Calibraciones hechas en 32 ocasiones entre 1978 y 1980, cuando zonas de gran escala de densidad casi constante existían cerca de 1 UA, dieron el resultado siguiente:

$$g = (N \text{ cm}^{-3} / 9)^{0.5}$$

Para períodos breves de observación existe un problema, que estriba en que el centelleo de una fuente de radio estelar es también función de su elongación (la elongación "c" se define como el ángulo formado entre la línea Sol-Tierra y la línea de visión Tierra-Fuente de radio estelar, Fig.II.9) y si se desconoce esta dependencia para cada fuente observada no se puede saber cuál es el efecto específico de la densidad del plasma interplanetario.

La solución a este problema consiste en observar cada fuente durante un periodo suficientemente largo como para hacer una buena estadística que determine lo que sería un centelleo "normal" para cada fuente como función de su elongación y entonces poder determinar el efecto específico debido a las fluctuaciones en la densidad del plasma.

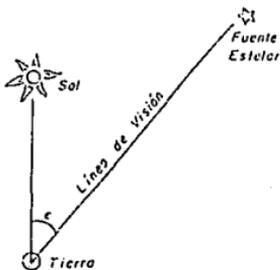


Fig.II.9 La elongación (c), se define como el ángulo formado entre la línea Sol-Tierra y la línea de visión Tierra-Fuente estelar.

En el plasma del viento solar, la fluctuación rms en la densidad de electrones, ΔN_e , disminuye con la distancia al Sol (R) siguiendo la ley $\Delta N_e \propto R^{-2}$ (Armstrong et. al, 1978). Esta rápida

disminución provoca que la región efectiva de dispersión esté confinada a regiones en la línea de visión cercanas al Sol, lo cual provoca que el centelleo tenga un máximo en elongaciones cercanas al Sol.

La contribución de la fluctuación de la densidad de electrones en regiones cercanas a la Tierra (< 0.3 UA) no contribuye al centelleo, debido a que esta región está dentro de la zona de Fresnel (Mitchell y Roelof, 1976). La Fig. 11.10 muestra el centelleo asociado a la fuente de radio 3C237 como función de la elongación (ϵ), en la cual se puede observar que el centelleo tiene un máximo en 22° para una frecuencia de 81.5 MHz y disminuye rápidamente para elongaciones menores.

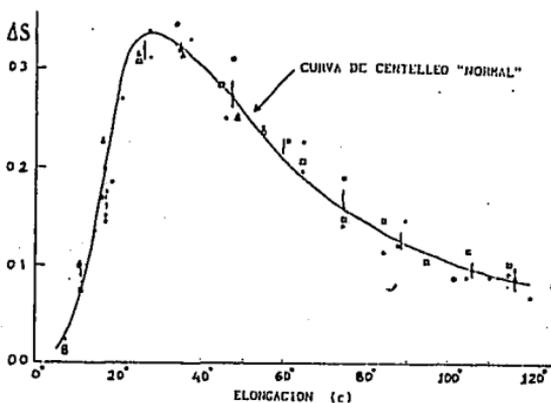


Fig. 11.10 Determinación del centelleo normal para la fuente estelar de radio 3C237. Se obtiene el centelleo de la fuente para diferentes elongaciones y se aplica un tratamiento con polinomios de Chebichev para obtener la curva que representa el centelleo "normal" de la fuente.

11.3.3 Observaciones prolongadas de IPS con un arreglo de antenas de gran área.

Como respuesta para rastrear de manera sistemática las perturbaciones en el medio interplanetario, el Observatorio Mullard de la Universidad de Cambridge, Inglaterra, realizó un importante proyecto que le permitió la elaboración de mapas diarios de centelleo que cubrían gran parte del cielo. Dichos mapas permitieron el rastreo de las perturbaciones en el medio interplanetario e hicieron posible trazar la trayectoria hacia atrás de tales perturbaciones, lo que permite localizar un lugar en el Sol en el que posiblemente se originó la perturbación.

El análisis de IPS realizado en la Universidad de Cambridge para obtener mapas diarios del cielo, utilizó una red de 900 fuentes de radio estelares de diámetro pequeño, permitiendo una buena definición en la zona de sensibilidad del radiotelescopio como se indica en la Fig. II.11.

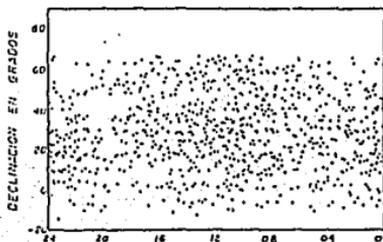


Fig. II.11 Mapa del cielo que muestra la posición (ascensión recta y declinación) de cada una de las fuentes que fueron identificadas y usadas en Cambridge para producir mapas de centelleo (Bravo, 1988).

11.4 El arreglo de Cambridge.

El arreglo de radio de gran área en Cambridge, tiene una extensión de 3.6 hectáreas y monitorea fuentes estelares en una frecuencia central de 81.5 MHz. El arreglo tiene una configuración dipolar de 128λ E-O por 20.8λ N-S, lo que permite la observación simultánea del paso de fuentes por el meridiano en un intervalo de declinación, entre -10° y 70° (el intervalo de declinación está directamente relacionado con la ubicación geográfica del observatorio), utilizando simultáneamente 16 receptores y observando cada fuente durante aproximadamente 2 minutos . La Fig. 11.12 representa el diagrama del sistema. Un arreglo de radio para IPS proporciona diferentes opciones de operación. Este sistema opera con la configuración Interferométrica, por lo cual el arreglo se dividió en dos partes iguales sobre un eje E-O , que se

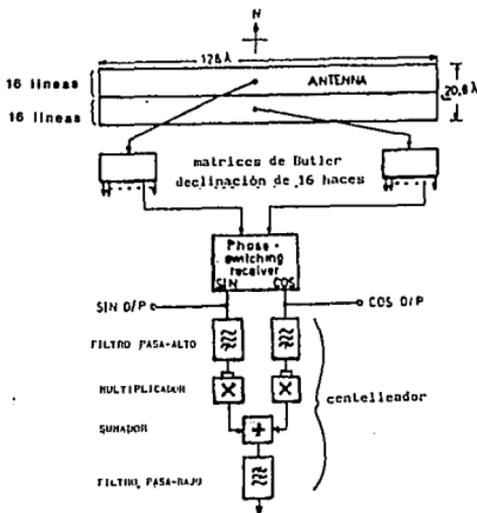


Fig. 11.12 Diagrama a bloques del radiotelescopio para centelleo.

manejaron como switch-interferométrico de fase N-S produciendo simultáneamente salidas seno y coseno para cada declinación del lóbulo. Cada salida se conecta a un centelleador de potencia total, el cual primero filtra la salida de la señal en componentes de fluctuación baja propias del paso de la fuente de radio a través del lóbulo de la antena, luego se suman las señales y finalmente se suaviza el resultado en un filtro pasabajos. El centelleo registrado se promedia cada 10 s y se eliminan los datos contaminados por interferencia, ruido de origen solar ó centelleo ionosférico y se obtiene el valor "rms" del flujo centelleante (ΔS_{obs}) para el tránsito de cada fuente durante el día.

II.4.1 Frecuencia de operación.

La frecuencia de operación de un radio telescopio para IPS en el hemisferio norte está limitada a pocas bandas reservadas especialmente para radio astronomía. La operación fuera de estas bandas es difícil debido al intenso tráfico de radio que provoca severa interferencia a la pequeña señal proveniente de una fuente de radio estelar. Otro factor que debe considerarse para la optimización de la frecuencia en estudios de IPS es el costo.

La sensibilidad del radio telescopio está dada por (Duffett-Smith, 1976):

$$\Delta S_{\text{min}} = K \frac{k T_N}{\eta A} \left(\frac{\Delta f_1 \Delta f_2}{\Delta f_H^2} \right)^{1/4}$$

donde ΔS_{min} es la intensidad rms mínima de centelleo detectable por el sistema cuando la temperatura de ruido es T_N , ηA es el área efectiva de detección, donde A es el área física del arreglo, η es la eficiencia de detección de la antena, Δf_H es el ancho de banda de alta frecuencia, Δf_1 es el ancho de banda de pos-detección y Δf_2 es el ancho de banda de la fuente centelleante; K es una constante de orden unitario y k es la constante de Boltzmann ($k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$).

Si el índice de centelleo está dado por:

$$g = \frac{\Delta S_{obs}}{S_{nor}}$$

donde ΔS_{obs} es el centelleo observado y S_{nor} es el centelleo "normal" asociado a un viento solar quieto, entonces podemos escribir:

$$g_{min} \propto TN (\eta A)^{-1} S^{-1}$$

donde S es la densidad de flujo total de la fuente estelar de radio. La temperatura de ruido está determinada enteramente por la radiación de fondo intergaláctica en la banda VHF y ésta varía con la frecuencia f como:

$$TN \propto f^{-2.55}$$

El área efectiva del telescopio es proporcional al área geométrica y considerando que está cubierta por un número fijo de dipolos se tiene:

$$(\eta A) \propto f^{-2}$$

La densidad de flujo de una fuente de radio estelar típica obedece la ley de potencia de la forma:

$$S \propto f^{-0.75}$$

Considerando limitantes básicas en la construcción del arreglo de radio se tiene que para:

a) Un área fija:

$$g_{min} \propto f^{-2.55} f^{0.75} f^{1.0} \propto f^{-0.80}$$

b) Un número fijo de dipolos:

$$g_{min} \propto f^{-2.55} f^2 f^{0.75} f^{1.0} \propto f^{1.20}$$

Del inciso (b), se sugiere una frecuencia adecuada para optimizar la sensibilidad al centelleo. Existen otros factores para determinar la frecuencia óptima de operación de un arreglo de radio tales como:

1) El "centelleo ionosférico" (centelleo producido por la dispersión de la señal a través de la ionosfera) se incrementa rápidamente al disminuir la frecuencia, hasta que la ionosfera se

hace opaca al centelleo cuando $f \approx 10$ MHz.

11) El índice de centelleo se incrementa con el decremento de la elongación solar (c), hasta que la intensa dispersión lo hace indistinguible y entonces tiende a cero. El valor del centelleo varía con la frecuencia y tiene su máximo en c_0 tal como se muestra en la Tabla II. Entonces la frecuencia seleccionada determina qué tan cerca al Sol se puede mapear el viento solar. Un balance que considere los puntos antes mencionados lleva a frecuencias en el rango de 80 MHz y 170 MHz que responderá en forma adecuada a las finalidades científicas de estos arreglos de radio.

TABLA II

ν (Mhz)	c_0 (grados)
38	60
81.5	35
151	20

El valor de c_0 , que representa la elongación mínima en la cual se puede detectar centelleo, varía con la frecuencia como se muestra en la tabla II de tal manera que la selección de la frecuencia de observación determina que tan cerca del Sol se puede mapear el viento solar.

II.4.2 Dimensiones del arreglo de radio.

El tamaño del arreglo determina el número total de fuentes estelares de radio que pueden detectarse y usarse para mapear las perturbaciones que viajan en el medio interplanetario. Entre más dipolos constituyan el arreglo, éste es más sensible al centelleo. Las experiencias del arreglo de Cambridge muestran que el número mínimo de fuentes de radio estelares necesarias para mapear el viento solar en los 7 esterorradianes del cielo visible es de 500. Este número determina las dimensiones mínimas de un

arreglo de radio para detectar centelleo. En la Tabla III se muestra la cantidad de fuentes de radio estelares centelleantes en el cielo según el requerimiento mínimo absoluto (a), el requerimiento mínimo para trabajar (b), y el requerimiento ideal (c).

TABLA III

(a) rejilla mínima absoluta	71	fuentes centelleantes	/	str.
(b) rejilla mínima trabajando	142	"	"	/ str.
(c) rejilla ideal	286	"	"	/ str.

Los requerimientos de los incisos a), b) y c) calculados para un arreglo de radio que funciona en una frecuencia de 81.5 MHz, como el de Cambridge, se muestran en la Tabla IV. Estos requerimientos se establecen bajo las siguientes suposiciones:

- i) Al menos una de cada dos fuentes presenta centelleo.
- ii) El índice de centelleo medio de una fuente en $\epsilon = 90^\circ$ es aproximadamente 0.1.
- iii) El conteo de fuentes en el hemisferio norte y sur es similar.
- iv) El arreglo de radio funciona como interferómetro.
- v) La temperatura de ruido del sistema es de 1500° K.
- vi) $\Delta f_H = 10^6$ Hz; $\Delta f_1 = 5$ Hz.

TABLA IV

Característica	$\rho(81.5)$ Jy	$\Delta \rho_{min}$	ηA (m ²).
(a) Mínimo absoluto	9.7	0.32	13,900.
(b) Mínimo trabajando	6.7	0.22	20,200.
(c) Ideal	4.2	0.14	31,800.

El arreglo desarrollado en Cambridge cuenta con una área de trabajo de aproximadamente 20,000 m². Pruebas realizadas con este arreglo han demostrado que un arreglo completo de apertura de líneas E-O, con dipolos espaciados $\lambda/2$ (λ es la longitud de onda co-

respondiente a la frecuencia central de detección del arreglo), presenta una eficiencia $\eta = 0.8$ (Duffett-Smith, 1976, Nash, 1964). Considerando este valor de η las dimensiones del arreglo pueden expresarse de la siguiente forma:

Sea $(\eta A) = (0.8)ab$; donde a , b determinan las distancias marcadas en la Fig. 11.13, A es el área física del arreglo y η es la eficiencia de operación en éste tipo de arreglos. Entonces, el número de líneas E-O es:

$$NE-o = 2b/\lambda$$

y el número de dipolos de onda completa por línea es:

$$D_{row} = a/\lambda$$

El número total de dipolos (N) en el arreglo queda determinado por:

$$N = \frac{2 ab}{\lambda^2} \frac{2(\eta A)}{0.8\lambda^2}$$

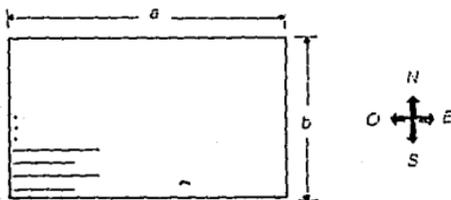


Fig. 11.13 Dimensiones y orientación de un arreglo de dipolos de gran área para detectar centelleo.

El número total de dipolos para las diferentes condiciones en cada caso se muestra en la Tabla V.

TABLA V		
Requerimiento	N	$= 2^F$
Mínimo absoluto	2564	2048
Mínimo trabajando	3727	4096
Ideal	5867	4096

Las dimensiones máximas permisibles en la dirección E-O están determinadas por la precisión con la que se desee hacer cualquier medición de centelleo.

El tiempo que una fuente tarda en pasar por el lóbulo de la antena es (Duffelt-Smith, 1976):

$$t \propto \frac{\lambda}{a} \frac{13751}{\cos \delta} \text{ seg.}$$

donde δ es el ángulo de declinación de la fuente. Durante este tiempo, se detectan aproximadamente $t/2$ centelleos por fuente, considerando que el ancho de banda del espectro de centelleo es de 0.5 MHz. Entonces la precisión de la medición es de $\propto (2/t)^{1/2}$. En la Tabla VI se desarrollan los tres casos para una fuente con $\delta=20^\circ$.

TABLA VI

a	t	No. de centelleos	precisión $(2/t)^{1/2}$
128 λ	114	57	13%
64 λ	229	114	9%
32 λ	457	228	7%

De la Tabla VI, se observa que para una medición cuyo margen de error es menor de 10% la longitud del arreglo de radio no debe exceder una longitud de 64λ en la línea E-O. Entre mayor sea la distancia E-O, mayor será el número de líneas necesarias para enrejillar el área y mayor la complejidad del arreglo. Si 64λ es la longitud E-O, las dimensiones en la dirección N-S se determinan a partir de la ecuación:

$$N = \frac{2 ab}{\lambda^2} \frac{2(\eta A)}{0.8 \lambda^2}$$

Estas dimensiones se muestran en la Tabla VII.

Una antena podría consistir de 32 ó 64 filas E-O, de dipolos de onda completa, con una separación entre filas de $\lambda/2$ y separadas del plano horizontal en una altura de $\lambda/4$ (la pantalla reflectora se deberá construir de alambres paralelos estrechamente cercanos).

TABLA VII.

Requerimiento	E-O	N-S	No. de filas.
Mínimo absoluto	64A	16A	32
Mínimo trabajando	64A	32A	64
Ideal	64A	32A	64

II.4.3 Configuración de la antena.

Existen tres formas por medio de las cuales el arreglo de radio puede operar como radiotelescopio.

1) Configuración de potencia total.

Todos los elementos del arreglo se conectan a una sola unidad de centelleo y toda la energía recibida se mide directamente. La salida del radiotelescopio en función del tiempo se muestra en la Fig. II.14.

La respuesta a la fuente de radio se ve sobrepuesta a ligeros cambios o deflexiones propios del ruido del sistema. Estas deflexiones son mayores que las asociadas a la fuente de radio y cambian con las variaciones de temperatura. Este modo de operación no es muy usado en radioastronomía. Como en las investigaciones de IPS sólo son importantes las fluctuaciones de potencia de la fuente de radio, se puede colocar un filtro externo para eliminar las pequeñas fluctuaciones de la señal.

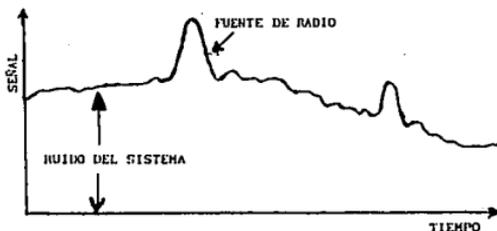


Fig. II.14 Señal de salida para un arreglo en configuración de potencia total en función del tiempo.

La ventaja principal de este modo de operación es el poder duplicar la sensibilidad para centelleo con requerimientos mínimos de partes receptoras.

ii) Configuración cambio de fase E-O.

El arreglo se divide en dos partes iguales a lo largo del bisector N-S, y las dos mitades operan como un interferómetro múltiple. La salida del telescopio como función del tiempo se muestra en la Fig. II.15.

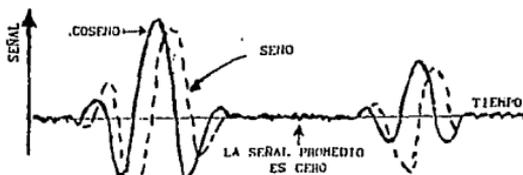


Fig. II.15 Señal de salida para un arreglo en configuración E-O en función del tiempo.

Es importante notar que no hay una correlación de ruido entre la temperatura de ruido y el nivel de referencia cero.

iii) Configuración cambio de fase.

La antena se divide en dos partes iguales a lo largo del bisector E-O, y las dos mitades resultantes operan como un interferómetro múltiple. La salida del telescopio como función del tiempo se muestra en la Fig. II.16.

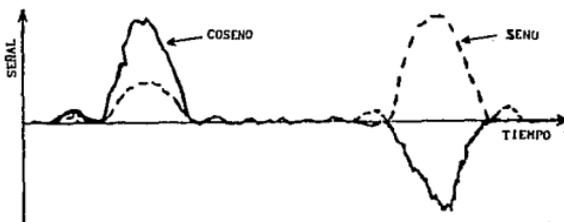


Fig. II.16 Señal de salida de un arreglo en configuración N-S. La respuesta a la fuente de radio es positiva o negativa dependiendo de la posición de la fuente de radio respecto al patrón de franjas N-S.

La respuesta de la fuente de radio se puede ver como una función seno cuadrado positiva ó negativa dependiendo de su posición con respecto al patrón de franjas N-S.

Los méritos y desventajas relativos de las tres configuraciones se muestran en la Tabla VIII. Es importante notar que las configuraciones de cambio de fase N-S y E-O, ofrecen grandes flexibilidades en las observaciones de radioastronomía aunque son mucho más complejas y reducen la sensibilidad para el centelleo.

Configuración	Ventajas	Desventajas
INTENSIDAD TOTAL	El doble de sensibilidad que (i) y (ii). Receptores mucho más simples. Una matriz de Butler con la mitad de elementos. Filtros simples para centelleo.	Más problemas de interferencia que (ii) y (iii). Matrices Butler de tamaño completo. Problemas para determinar el nivel de referencia.
CAMBIO DE FASE E-O	Bona respuesta a interferencia No hay correlación para encontrar el cero de referencia.	Tiene la mitad de sensibilidad al centelleo que (i). Más complejo y caro que (i). Matriz del doble de tamaño que (i). Se requieren mejores filtros para IPS.
CAMBIO DE FASE N-S	Bona respuesta a interferencia. Se requieren matrices de la mitad de tamaño que (i).	Tiene la mitad de sensibilidad al centelleo que (i). Receptores más complejos y caros que (i). El doble de matrices que (i).

II.4.4 Control de declinación por cambio de fase.

El arreglo de antenas es un instrumento diseñado para direccionarse en declinación y ver el tránsito del cielo por el meridiano central. El control de la declinación de los lóbulos generados por el arreglo de dipolos de longitud $\lambda/2$ se logra por medio de la variación de la fase de la corriente eléctrica que alimenta cada dipolo del arreglo (Shelton, 1961; Moody, 1964). Si la señal para cada línea del arreglo se combina con diferentes incrementos de fase, el lóbulo principal del patrón de la antena podrá dirigirse a diferentes puntos de declinación, la Fig. II.17 muestra un lóbulo direccionado en tres declinaciones diferentes sobre el meridiano central correspondiente al lugar donde se ubica el arreglo de radio.

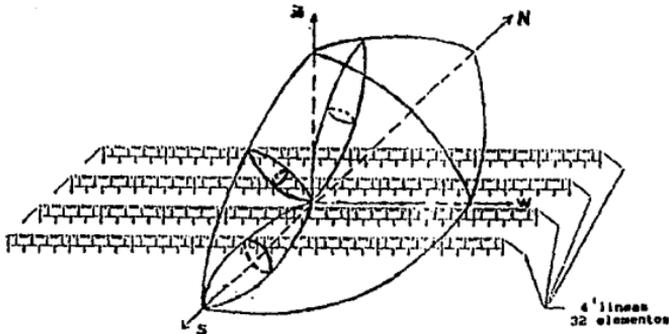


Fig. II.17 El lóbulo principal del arreglo se direcciona a diferentes puntos de declinación, barriendo todo el meridiano central lo que permite observar todas las fuentes en tránsito por el cielo.

Una de las maneras más ampliamente usadas para controlar la fase de la corriente que alimenta a cada uno de los dipolos del arreglo es por medio de la matriz de Butler, (ver capítulo IV). Una matriz de Butler comúnmente usada consiste de acopladores híbridos de 3 dB que combinan de la manera más eficiente las señales de cada una de las 64 líneas (para mínimo trabajo) en 64 formas posibles para generar un conjunto de 64 lóbulos con diferentes declinaciones que cubran el mayor rango de declinación disponible para la antena, ver Fig. II.17 (Shelton 1968, Shelton et. al, 1979, Shelton et. al, 1961).

Si la separación entre las líneas de los dipolos que conforman el arreglo es de $\lambda/2$, no se generará una respuesta secundaria en el patrón de la antena. Un rango aceptable en declinación para cualquier arreglo de dipolos puede ser $+80^\circ < \delta < -10^\circ$. De las experiencias de Cambridge se ha encontrado que empleando dos matrices de Butler simultáneamente se obtiene una cobertura amplia del cielo. La matriz de Butler podría tener 88 lóbulos cubriendo todo el rango de declinación posible para la antena.

II.4.5 Detalles de operación del arreglo de radio para IPS.

La Fig. II.18 muestra un diagrama para una antena propuesta de 64 dipolos de onda completa por línea, los cuales se dividen en cuatro secciones de 16 dipolos cada una. Cada uno de los 16 dipolos alimentados por una línea de transmisión termina en un preamplificador .

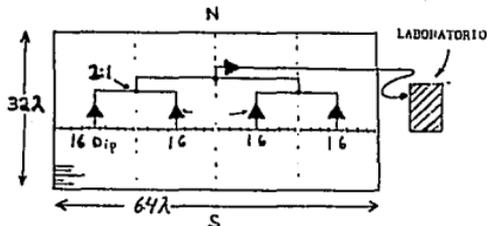


Fig. II.18 Un arreglo de 32λ N-S por 64λ E-O. Cada 16 dipolos se conectan a un preamplificador, los cuatro preamplificadores de cada línea se conectan a un segundo estado de preamplificación del cual se envía la señal a un laboratorio.

La Fig. II.19 muestra un sistema para un arreglo de configuración de potencia total. Cada uno de los 88 lóbulos se conectan a su propio receptor y centelleador que consiste de un variador de frecuencia, un preamplificador de frecuencia intermedia con un control automático de ganancia, un detector, un filtro pasa-banda, un multiplicador de función cuadrada y un filtro pasa-bajo de salida.

El filtro de frecuencia intermedia puede tener un corte de 1 MHz arriba de la frecuencia de operación seleccionada (la antena probablemente llegue a soportar un ancho de banda de 2 MHz, en condiciones de interferencia mínima). La salida de la señal del detector se mantiene a nivel por el control de ganancia automático AGC, lo cual implica que la constante de tiempo del AGC es mucho mayor que la del centelleo, las fluctuaciones de la señal generadas por IPS no son disminuidas por este proceso. La señal es filtrada por el filtro pasa-banda, amplificada y modulada por la función cuadrada, generando una señal promedio proporcional al cuadrado de la densidad de flujo del centelleo. El filtro de salida pasa-bajo elimina ligeras fluctuaciones.

La señal de salida producto de los 88 haces se monitorea cada 10 segundos, el siguiente paso es un multiplexaje pasando a un convertidor analógico-digital. Las señales digitalizadas se envían por modem telefónico para su análisis y almacenaje.

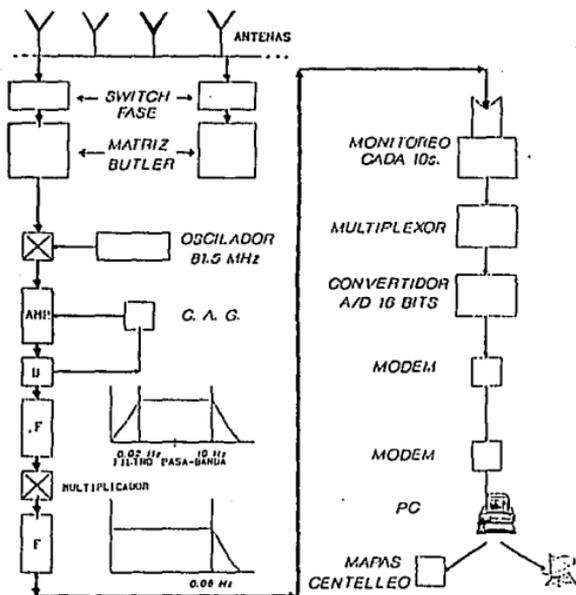


Fig.II.19 Diagrama a bloques de la configuración de un arreglo de potencia total considerando 88 lóbulos detectores.

III. EL ARREGLO PARA OBSERVAR CENTELLEO INTERPLANETARIO EN MEXICO.

III.1 Justificación de un arreglo para observar IPS en México.

La construcción de un radiotelescopio para detectar IPS en México tiene como objetivo fundamental conformar una red de monitoreo de perturbaciones en conjunto con los observatorios de Cambridge en Inglaterra y Ahmedabad en la India; lo que permitirá mejorar el estudio sistemático de las perturbaciones que viajan en el viento solar.

El observatorio que se construye en México presenta algunas ventajas sobre el radiotelescopio de Cambridge como son: frecuencia de operación mayor, $f_c=139.5$ MHz que permitirá observar en ángulos de elongación menores ($\epsilon_{\min} \approx 20^\circ$) y con ello poder observar más cerca del Sol, que con el arreglo de Cambridge. Por la ubicación geográfica de México el radiotelescopio observará en un rango de declinación de $-30^\circ \leq \delta \leq 60^\circ$ permitiendo observar regiones del cielo no observadas por los otros radiotelescopios.

Además dada la ubicación geográfica de México en bajas latitudes no se presenta el problema de intenso ruido ionosférico presente en altas latitudes y considerando la longitud para cada observatorio: 0° para Cambridge, 72° para Ahmedabad y 260° para México (como se muestra en la Fig.III.1) se podrá formar un triángulo de observación, lo que permitirá el barrido del cielo tres veces por día permitiendo la observación ininterrumpida de la región de la Tierra hacia el Sol. Es decir; durante las doce horas de noche en la India, el arreglo de México estará mirando del lado

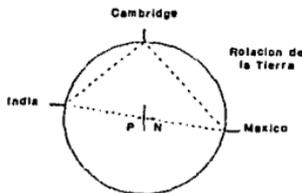


Fig.III.1 Ubicación geográfica de los observatorios.

hacia el Sol y viséversa, el arreglo de Cambridge observará durante parte de la noche de la India y parte del día de México.

Por otra parte, la construcción de un observatorio de este tipo no es muy cara y permitirá muchas posibilidades de desarrollo tecnológico y de investigación espacial.

III.2 Descripción del arreglo.

III.2.1 El arreglo prototipo.

La banda de frecuencia protegida asignada por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT) para la operación del radiotelescopio es de 138.9 MHz a 140.4 MHz, con frecuencia central $f_c = 139.65$ MHz. Esta banda de frecuencia se garantiza libre de cualquier interferencia nacional y extranjera y se reserva exclusivamente para operación del radiotelescopio.

Actualmente su construcción está en su primera etapa, que consiste de un arreglo prototipo que se construye en las instalaciones del Campo 3 de la FES-Cuautitlán. Este arreglo prototipo contará con todas las características de operación del arreglo final, pero con un número menor de dipolos, así como con un área efectiva de trabajo menor a la del arreglo final.

Considerando el factor de eficiencia $\eta = 0.8$, determinado experimentalmente en Cambridge, el área efectiva mínima para el arreglo prototipo es de:

$$\eta Q = \eta S t = (0.8)(8.6\text{m})(103.2) = 710.016 \text{ m}^2$$

donde $t = 4\lambda$

$$S = 12t$$

La apertura geométrica del arreglo piloto es de aproximadamente 825.6 m^2 y cuenta con un número de líneas E-O dado por:

$$N_{EW} = \frac{2t}{\lambda} = \frac{2(8.6)}{2.15} = 8 \text{ líneas}$$

donde λ es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de operación ($\lambda = C/f$, C es la velocidad de la luz, $C = 3 \times 10^8$ m/s).

El número de líneas E-O determina el número de lóbulos principales a emplear para barrer en declinación el meridiano central y observar el tránsito de las fuentes de radio estelares. Por lo

tanto para el arreglo prototipo este número es de 8 lóbulos principales, con lo que se espera detectar alrededor de 60 fuentes de radio que permitirán hacer calibraciones de todos los sistemas que conforman el arreglo final.

El número de dipolos de onda completa por línea E-O es:

$$D_{lin} = S/\lambda = 103.2/ 2.15 = 48$$

El número total de dipolos para el arreglo prototipo es :

$$N_{prot} = \frac{2St}{\lambda^2} = \frac{2(\eta Q)}{0.8\lambda^2} = \frac{2(710.02)}{0.8(2.15)^2} = 384$$

El diagrama de la Fig. III.2 indica las medidas de una antena unidad de cuatro dipolos de los 4096 que formarán el arreglo final. Cada dipolo es de alambre de cobre AWG #10 y tienen una longitud de 90.5 cm; las líneas de transmisión son de tubo flexible de cobre con diámetro de 1/4 pulgada.

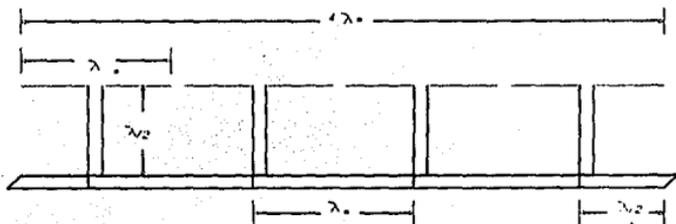


Fig. III.2 Dimensiones de una antena unidad de cuatro dipolos.

La Fig. III.3 muestra el diagrama general del arreglo prototipo en el cual cada grupo de 12 dipolos se conecta a un preamplificador "nivel 1" y posteriormente un segundo preamplificador "nivel 2", los combina y los alimenta a una matriz de Butler que proporciona los cambios de fase.

Los preamplificadores de RF donde se amplifica la señal con una ganancia de 10 a 30 dB se muestran en la Fig. III.4. Es importante mencionar que toda la electrónica utilizada ha sido diseñada en U.S.A por Lee Careway asesor técnico del proyecto.

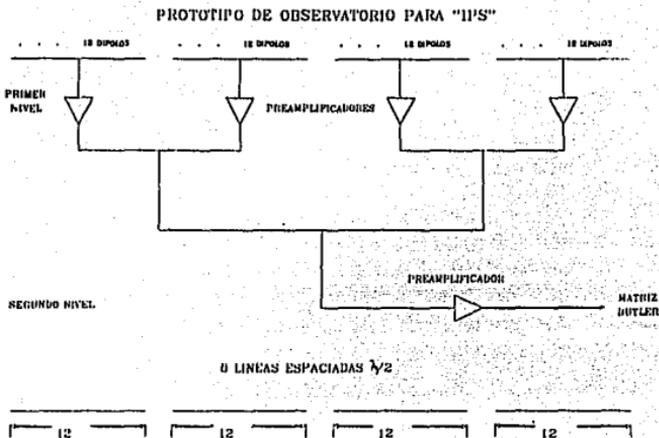


Fig. 111.3 Diagrama general del arreglo prototipo.

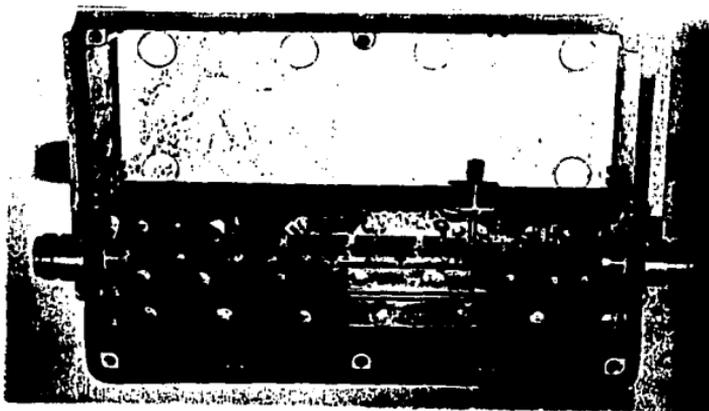


Fig. 111.4 Diagrama de los preamplificadores de primer estado.

III.2.2 El arreglo final.

El arreglo final tendrá una apertura geométrica mínima de trabajo dada por:

$$\eta A = \eta ab = 0.8(137.6)(68.8) = 7573.5 \text{ m}^2$$

y una apertura geométrica de $\approx 8806.4 \text{ m}^2$.

El número de líneas E-O para el arreglo final es:

$$N_{\text{NO}} = 2b/\lambda = 2(68.8)/2.15 = 64$$

El número de dipolos de onda completa por línea es:

$$D_{\text{lin}} = a/\lambda = 137.6/2.15 = 64$$

El número total de dipolos del arreglo final es de:

$$N = 2 ab/\lambda^2 = 2 \lambda a/0.8\lambda^2 = 4096$$

El arreglo final contará con 64 lóbulos detectores controlados por una matriz de Butler, lo que permitirá tener un barrido en declinación de $-20^\circ \leq \delta \leq 60^\circ$ sobre el meridiano central obteniendo de esta manera una buena observación de las fuentes de radio en tránsito por el cielo. Con el arreglo final se espera detectar alrededor de 5000 fuentes de radio estelares las cuales se seleccionarán las 1000 de mejor resolución para formar la rejilla de detección.

La construcción del arreglo se realizará después de probar el arreglo prototipo y obtener resultados positivos, un factor importante para su construcción es su ubicación pues debe ser un lugar bastante alejado de la civilización, fuera del alcance de todo tipo de interferencia, la Fig.III.5 muestra las dimensiones del arreglo final donde se indica la parte que conforma el arreglo prototipo.

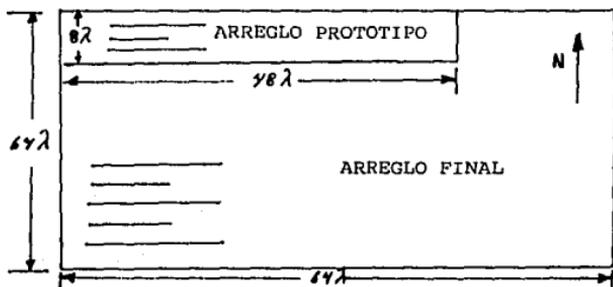


Fig. III.5 Dimensiones de los arreglos prototipo y final.

III.3 Pruebas.

III.3.1. Prueba del terreno.

Para hacer una prueba de ruido en el terreno donde quedará ubicado el arreglo final se construyó una antena yagi.

Una antena yagi es un arreglo lineal de elementos parásitos, en donde un elemento parásito es aquel que recibe su excitación por el acoplamiento del campo de los elementos directores. Estas antenas se caracterizan por su popularidad, alta ganancia y su gran directividad. En la Fig. III.6 se muestra la antena construida así como sus elementos y medidas.

Donde $L_r = 0.5\lambda$ es el elemento reflector.
 $L = 0.47\lambda$ es el elemento impulsado o dirigido.
 $L_D = 0.43\lambda$ son los elementos directores.
 $S_D = 0.30\lambda$ separación entre elementos directores.
 $S_R = 0.25\lambda$ separación entre reflector y el elemento dirigido.

Para el caso del observatorio

$$\lambda = C/f = (3 \times 10^8 \text{ m/s}) / (139.65 \times 10^6 \text{ c/s}) = 2.15 \text{ m}$$

Entonces las medidas para la antena de prueba son:

$$\begin{aligned} L_r &= 0.50\lambda = 1.075 \text{ m} \\ L &= 0.47\lambda = 1.0105 \text{ m} \\ L_D &= 0.43\lambda = 0.9245 \text{ m} \\ S_D &= 0.30\lambda = 0.645 \text{ m} \\ S_R &= 0.25 = 0.5375 \text{ m} \end{aligned}$$

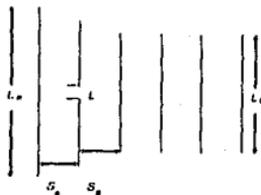


Fig. III.6 Antena yagi de seis elementos y sus dimensiones.

111.3.2 Conceptos de líneas de transmisión y ondas que viajan.

El voltaje y la corriente a lo largo de una línea de transmisión son funciones de la posición y el tiempo. Para una excitación senoidal, el voltaje y la corriente instantáneos pueden expresarse en la forma:

$$v(x, t) = \text{Re} [V(x) e^{j\omega t}]$$
$$i(x, t) = \text{Re} [I(x) e^{j\omega t}]$$

donde Re es la parte real y las cantidades complejas $V(x)$ e $I(x)$ son fasores y expresan las variaciones del voltaje y la corriente en función de la posición a lo largo de la línea de transmisión.

Las ecuaciones diferenciales que satisfacen esos fasores son:

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} - \gamma^2 V(x) = 0$$
$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0$$

donde γ es la constante compleja de propagación dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2}$$

y α es la constante de atenuación en nepers/m

β es la constante de propagación en rad/m

R , G , L y C en unidades de longitud.

Las soluciones de las ecuaciones diferenciales son

$$V(x) = A e^{-\gamma x} + B e^{\gamma x} \quad (A)$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (B)$$

donde Z_0 , es la impedancia característica dada por:

$$Z_0 = \left[\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \right]^{1/2}$$

Las ecuaciones (A) y (B) representan el voltaje y la corriente a lo largo de la línea de transmisión como un par de ondas viajando en direcciones opuestas, con velocidad de fase $V_p = \omega/\beta$ y decreciendo en amplitud de acuerdo a $e^{-\alpha x}$ o $e^{\alpha x}$. La onda $e^{-\gamma x} = e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}$ es la onda incidente y $e^{\gamma x} = e^{\alpha x} e^{j\beta x}$ la onda reflejada y βx se conoce como longitud eléctrica de la onda.

Para una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 terminada en una carga Z_L como se muestra en la Fig. 111.7, el

coeficiente de reflexión se define como

$$\Gamma(x) = \frac{B e^{\gamma x}}{A e^{-\gamma x}} = \frac{B}{A} e^{2\gamma x} = \Gamma_0 e^{2\gamma x}$$

donde Γ_0 es el coeficiente de reflexión de la carga

$$\Gamma_0 = \Gamma(0) = B/A$$

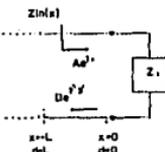


Fig. III.7 Línea de transmisión terminada en una carga Z_L .

Por lo tanto la onda reflejada puede escribirse como $A\Gamma_0 e^{\gamma x}$ y entonces

$$V(x) = A e^{-\gamma x} + B e^{\gamma x} = A(e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x})$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} = \frac{A}{Z_0} (e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x})$$

La impedancia de entrada de una línea de transmisión en cualquier posición x se define como:

$$Z_{IN}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x}}$$

donde Γ_0 se calcula usando la condición $Z_{IN}(0) = Z_L$

$$\text{Entonces } Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad \text{ó} \quad \Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Obsérvese que cuando $Z_L = Z_0$, $\Gamma_0 = 0$; es decir, no hay reflexión en una línea terminada apropiadamente.

Sustituyendo Γ_0 y si $x = -d$ en Z_{IN} se tiene:

$$Z_{IN}(d) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma d}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma d}$$

La sustitución de x por $x = -d$ se hace para medir distancias positivas a partir de la carga hacia la fuente.

En general para una línea de transmisión sin pérdidas

$$\alpha = 0$$

$$\gamma = j\beta$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

$$V_p = (LC)^{-1/2}$$

$$\lambda = V_p / f$$

$$V(x) = Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x}$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-j\beta x} - \frac{B}{Z_0} e^{j\beta x}$$

$$Z_0 = (LC)^{1/2}$$

Observe que Z_0 es real y la impedancia de entrada Z_{IN} en una línea de transmisión sin pérdidas puede expresarse en la forma

$$Z_{IN}(d) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 - jZ_L \tan \beta d}$$

Las ondas que viajan en direcciones opuestas en una línea de transmisión producen un patrón de onda estacionaria, de

$$V(x) = A(e^{-j\beta x} + \Gamma_0 e^{j\beta x})$$

El valor máximo del voltaje a lo largo de la línea es:

$$|V(x)|_{\max} = |A|(1 + |\Gamma_0|)$$

el valor mínimo es:

$$|V(x)|_{\min} = |A|(1 - |\Gamma_0|)$$

y el VSWR (razón de onda estacionaria de voltaje):

$$VSWR = \frac{|V(x)|_{\max}}{|V(x)|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|}$$

o

$$|\Gamma_0| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

Para una línea de transmisión con $\Gamma_0 = 0$ y $Z_{IN} = Z_0$, $VSWR = 1$ en una línea de transmisión acortada ($Z_L = 0$), $\Gamma_0 = -1$, $VSWR = \infty$ y la impedancia de entrada $Z_{sc}(d)$ está dada por:

$$Z_{sc}(d) = jZ_0 \tan \beta d$$

En una línea de transmisión en circuito abierto $Z_L = \infty$, $\Gamma_0 = 1$ $VSWR = \infty$ y la impedancia de entrada Z_{oc} está dada por:

$$Z_{oc}(d) = -jZ_0 \cot \beta d$$

Otro caso importante es la línea de transmisión de cuarto de onda (conocida como transformador de cuarto de onda), con $d = \lambda/4$. La

Z_{IN} es:

$$Z_{IN}(\lambda/4) = Z_0^2 / Z_L$$

Esta ecuación muestra que para transformar una impedancia real, Z_L , a otra impedancia real dada por $Z_{IN}(\lambda/4)$ puede usarse una línea con impedancia característica

$$Z_0 = \left[Z_{IN}(\lambda/4) Z_L \right]^{1/2}$$

III.3.3 Parámetros S.

Introduciendo la notación $V^+(x) = A e^{-\gamma x}$ y $V^-(x) = B e^{\gamma x}$ donde $\gamma = j\beta$ para una línea de transmisión sin pérdidas se tiene

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x)$$

$$I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0}$$

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)}$$

Donde $\Gamma_0 = \Gamma(0) = V^-(0)/V^+(0)$ es el coeficiente de reflexión de la carga.

Introduciendo la notación normalizada

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}}$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} I(x)$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}}$$

podemos escribir:

$$v(x) = a(x) + b(x)$$

$$i(x) = a(x) - b(x)$$

y

$$b(x) = \Gamma(x)a(x)$$

Ahora, si en lugar de una línea de transmisión de un puerto tenemos una red de dos puertos como se muestra en la Fig. III.8, con una onda incidente a_1 y una onda reflejada b_1 en el puerto 1, y una onda incidente a_2 y una onda reflejada b_2 en el puerto 2, podemos generalizar $b(x) = \Gamma(x)a(x)$ y escribir

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

y

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

O en forma matricial

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

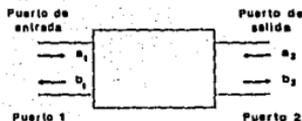


Fig. III.8 Ondas incidente y reflejada en una red de dos puertos.

Observe que a_1 , a_2 , b_1 y b_2 son los valores de las ondas incidente y reflejada en posiciones específicas denotadas como puerto 1 y puerto 2 (Fig. III.8).

El término S_{11} es la contribución en la onda reflejada debida a la incidente a_1 en el puerto 1. Similarmente, S_{12} representa la contribución en la onda reflejada b_1 debida a la onda incidente a_2 .

A los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} que representan los coeficientes de transmisión y reflexión en un circuito de dos puertos se les llama parámetros de dispersión. A la matriz

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

se le llama matriz de dispersión.

Los parámetros S se definen como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Coeficiente de reflexión a la entrada con salida terminada apropiadamente.}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Coeficiente de transmisión hacia adelante con salida terminada apropiadamente.}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Coeficiente de reflexión a la salida con entrada terminada apropiadamente.}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Coeficiente de transmisión hacia atrás con entrada terminada apropiadamente.}$$

La ventaja de usar parámetros S es que pueden medirse usando terminación apareada. (V-gr, haciendo $a_1 = 0$ ó $a_2 = 0$). Por ejemplo para medir S_{11} , medimos la razón b_1/a_1 en el puerto de entrada con el puerto de salida terminado apropiadamente, es decir; con $a_2 = 0$. La terminación del puerto de salida con impedancia igual a la impedancia característica de la línea de transmisión produce $a_2 = 0$ porque una onda incidente sobre la carga será absorbida totalmente y no regresará energía al puerto de salida; esto se ilustra en la Fig. III.9.

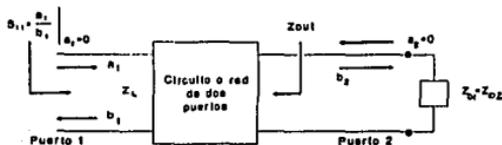


Fig. III.9 Procedimiento para medir S_{11} . Las impedancias características de las líneas de transmisión son Z_{01} y Z_{02} .

Obsérvese que la impedancia de salida del circuito Z_{out} no está apareada a Z_{02} . En efecto es raro que $Z_{out} = Z_{02}$, pero con $Z_L = Z_{02}$ se cumple la condición $a_2 = 0$. Para mediciones en el puerto de entrada se aplican consideraciones similares. También, las impedancias características de las líneas de transmisión generalmente son idénticas (V-gr $Z_{01} = Z_{02}$).

III.3.4 El analizador de redes.

El HP8751A de la Fig. III.10 es un analizador de redes vectoriales de 5 Hz a 500 MHz para parámetros de reflexión y transmisión, integrado por una fuente de RF sintetizada de alta resolución, un canal dual y un receptor de tres entradas para medir y representar magnitud, fase y una serie de retrasos en las respuestas de circuitos de RF activos y pasivos. Dos canales de exhibición independiente y una pantalla de color CRT muestran los resultados medidos en uno o ambos canales en formato de varios tipos de coordenadas:

i) Coordenadas rectangulares: magnitud, logarítmica o lineal, fase, fase expandida, retraso de grupo, SWR, real, imaginaria, fase y magnitud logarítmica, retraso y magnitud logarítmica.

ii) Coordenadas polares: con amplitud lineal o logarítmica, fase, marcas real e imaginaria.

iii) Carta de Smith: normal o inversa con amplitud lineal o logarítmica, fase, $R + jX$, $G + jB$ o marcas real e imaginaria.

Las funciones de medición se seleccionan con un panel de teclas y menus.

La traza matemática, el promedio de datos, la suavización de la traza, el retardo eléctrico y su mayor exactitud proporcionan perfeccionamiento y flexibilidad en la medición. La mayor exactitud de los métodos de normalización de datos completan la corrección del error vectorial en los puertos uno o dos. La corrección del error vectorial reduce los efectos de directividad del sistema, respuesta en frecuencia, fuente y carga de ajuste e intercomunicación.

En combinación adecuada con su equipo de prueba y accesorios, el analizador tiene la habilidad de hacer mediciones completas de reflexión y transmisión en impedancias de 50 Ω y 75 Ω .

El analizador puede medir específicamente niveles de potencia amplitudes de frecuencia de IF, puede reducir automáticamente el tiempo de barrido tanto como sea posible para el ancho de banda de IF, número de puntos, modo de promediar, rango de frecuencia y tipo de barrido; puede medir y representar dos trazas por canal o cuatro trazas usando los dos canales. Además, muestra de valores estímulos de frecuencia y potencia para cada canal independiente-

mente.

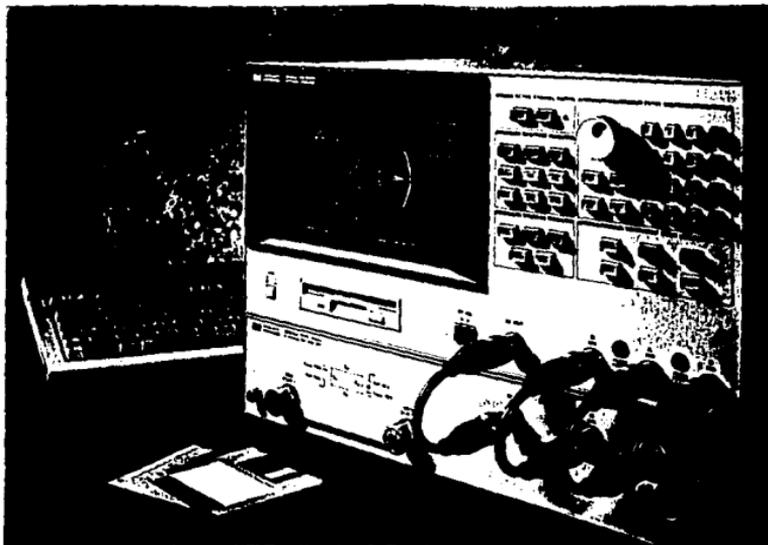


Fig. III.10 El analizador de redes vectoriales.

Características generales.

Rango de frecuencia	5 Hz a 500 MHz
Resolución	1 mHz
Rango dinámico	> 110 dB > 130 dB con barrido de lista
Exactitud dinámica	0.05 dB de magnitud 0.3 fase en grados
Nivel de ruido	-130 a 0 dB
Marcadores	8 marcadores por canal
Tiempo de medición	0.4 ms por punto (4 kHz IF BW) 2 a 801 puntos
Resolución del nivel de potencia de salida	-50 a +15 dBm 0.1 dB
Ancho de banda de IF (IF BW)	2 Hz, 20 Hz, 200 Hz, 1 kHz, 4 kHz

III.3.5 Sintonización de un dipolo.

La Fig. III.11 muestra las dimensiones del dipolo de prueba, para su sintonización se le hicieron cortes de igual magnitud (5 cm) en ambos extremos obteniendo los resultados de la Tabla III.1.

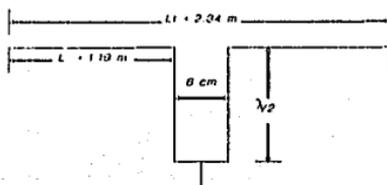


Fig. III.11 Dipolo de prueba y sus dimensiones.

Tabla III.1

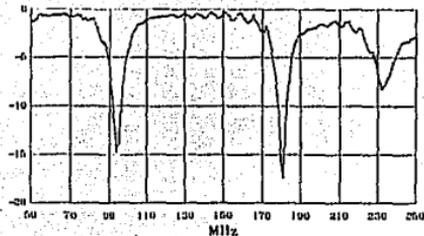
L_t (m)	f_r (MHz)	Z (k Ω)
2.34	131.5	1.39
2.24	134.5	1.20
2.14	137.5	1.50
2.04	140.125	0.84
1.94	143.0	1.38
1.84	146.0	0.93

A partir de la tabla se puede concluir que el dipolo cuya frecuencia de resonancia es $f_r = 140.125 \text{ MHz}$ es el que más se aproxima a la frecuencia de operación del arreglo. La frecuencia de resonancia es el promedio de las frecuencias de máxima ganancia que se muestran en la Fig. III.12, esta figura muestra la respuesta en ganancia contra frecuencia para tres diferentes dipolos:

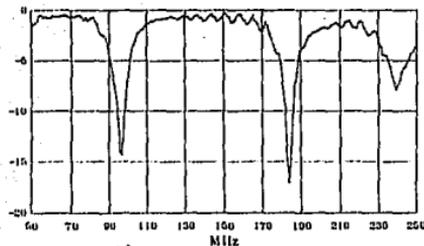
- Dipolo de longitud total $L_t = 2.14 \text{ m}$ y frecuencia de resonancia $f_r = 137.5 \text{ MHz}$.

b) Dipolo de $L_t = 2.04$ m y una $f_r = 140.125$ MHz, semejante a la frecuencia óptima de operación del arreglo.

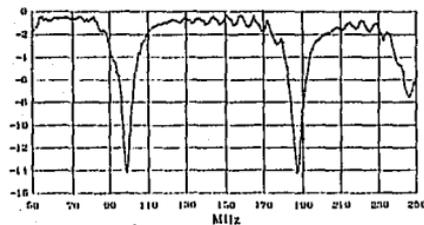
c) Dipolo de $L_t = 1.94$ m y una $f_r = 143.0$ MHz.



a) Frecuencia Inicial $F_1 = 94$ MHz
Frecuencia Final $F_2 = 184$ MHz
Frecuencia de resonancia $F_0 = 137.5$ MHz



b) Frecuencia Inicial $F_1 = 94.25$ MHz
Frecuencia Final $F_2 = 184$ MHz
Frecuencia de resonancia $F_0 = 140.125$ MHz



c) Frecuencia Inicial = 94.75 MHz
Frecuencia Final = 187.55 MHz
Frecuencia de resonancia = 143.0 MHz

Fig. III.12 Respuesta de frecuencia contra ganancia del dipolo de prueba para tres diferentes longitudes. a) $L=2.14$ m, b) $L=2.04$ m c) $L=1.94$ m.

IV. DISEÑO DE LA MATRIZ DE BUTLER PARA EL ARREGLO DE MEXICO.

IV.1 Definición.

La matriz de Butler es una clase de circuito que consiste de juntas híbridas y cambiadores de fase, y que ha sido aplicado extensamente en arreglos de antenas desde su concepción en 1959. La matriz consiste de N puertos de entrada e igual número de puertos de salida o elementos de radiación, en la cuál una señal en cualquier entrada produce excitación de igual magnitud en todos los puertos de salida, pero con diferencia de fase constante entre ellos, resultado de la radiación en cierto ángulo del espacio.

- 1) La matriz de Butler tiene 2^n entradas y 2^n salidas, (en general puede tener $a^1 b^n c^p \dots$ entradas y salidas).
- 2) Tiene $(N/2)\log_2 N$ juntas híbridas, donde $N=2^p$ (p es un entero).
- 3) Las salidas son la transformada de Fourier de las entradas
- 4) El esquema de una matriz de Butler es idéntico al de la FFT. (Transformada Rápida de Fourier).

Una matriz de Butler convencional puede formarse usando un acoplador híbrido simétrico de 3-dB. Cada matriz puede usarse como un bloque de construcción para uno más grande. Las configuraciones son simétricas alrededor del eje longitudinal que divide los puertos de entrada y salida en dos mitades, excepto para los más pequeños que no son simétricos en la mitad de la trayectoria entre los puertos de entrada y salida. Las Fig. IV.1 y 2 ilustran las tres matrices de Butler más pequeñas y confirman estas características de simetría. Esto es, los puertos de alimentación corresponden a un plano focal, y las salidas corresponden a la región de colimación. Es posible la operación de la lente en la dirección inversa rearrreglando los puertos de entrada y sumando cambios de fase apropiados en algunos de los puertos de entrada. Sin embargo, además de las características del lente bidireccional

del circuito, el circuito no puede exhibir simetría física entre los puertos de entrada y salida. Es evidente que una matriz simétrica en el eje central entre los puertos de entrada y salida es deseable. Una matriz así puede cortarse en el plano de simetría tal que los puertos de entrada y salida sean idénticos. De esta manera la mitad de la matriz corresponderá a un sistema tipo reflexión, en el cual las posiciones de alimentación están en el plano de apertura.

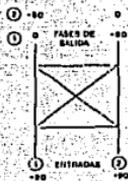


Fig. IV.1 Matriz de Butler para N=2 puertos de entrada.

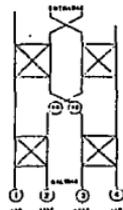


Fig. IV.2 Matriz de Butler N=4 puertos de entrada.

Para un ordenamiento apropiado de los puertos de salida, todas las distribuciones de fase son lineales. Esto es, si los puertos de salida se numeran $n=1, 2, 3, \dots, N$, la diferencia de fase entre los puertos n y $n-1$ es constante para toda n . Esta constante es diferente para cada puerto de entrada. Si los puertos de entrada se numeran como $m=1, 2, \dots, N$, la diferencia de fase puede expresarse como:

$$\Delta\phi_m = \phi_0 + 2\pi m/N$$

donde ϕ_0 es una constante seleccionable, fija para toda m . La transferencia de fase desde el puerto m hasta el puerto n puede expresarse como

$$\phi_{mn} = \phi_n + n(\phi_0 + 2\pi m/N)$$

donde ϕ_m es una constante seleccionable para cada valor de m .

El valor de ϕ_0 generalmente queda determinado por la aplicación deseada de la red. Note que ϕ_0 puede alterarse a algún valor deseado para alguna red dada simplemente agregando un conjunto apropiado de cambios de fase incrementando linealmente en los puertos de salida. Si los puertos de salida se conectan a un arre-

glo lineal de antenas la distribución de amplitud uniforme y fase generada por cualquier entrada producirá un patrón de radiación directiva de la forma

$$E(\mu) = \frac{\text{sen } N(\mu - \mu_0)}{N \text{ sen}(\mu - \mu_0)}$$

donde $\mu = 2\pi d \text{ sen}\theta/\lambda$, con

d = separación entre elementos

λ = longitud de onda

θ = ángulo relativo a la normal del arreglo

y donde $\mu_0 = 2\pi d \text{ sen } \theta_0/\lambda = \Delta\phi_0$, y θ_0 es la dirección del rayo.

El sistema resultante consiste de un arreglo de N elementos conectado a una matriz Butler de $2N$ puertos con N puertos, cada uno de los cuales produce un rayo. Se puede mostrar que los patrones de antena múltiple forman un conjunto ortogonal, como lo hace la distribución de salida del arreglo. Un rayo corresponde a una distribución de apertura y a un puerto de entrada particular.

IV.2 Configuración de una matriz de Butler.

La Fig. IV.1 muestra la configuración de un acoplador híbrido direccional de 3-dB, que tiene cuatro puertos y $N=2$. Las entradas 1 y 2 forman dos rayos en las direcciones $\mu_0 = \pm 90^\circ$. Una red de ocho puertos con $N = 4$ puede formarse a partir del acoplador híbrido fundamental como se muestra en la Fig. IV.2. Cuatro rayos pueden formarse y apuntan en $\mu_0 = \pm 45^\circ, \pm 135^\circ$. En general, pueden formarse redes con mayor número de puertos de entrada desde redes de pocos puertos de entrada. Como un ejemplo, podemos mostrar como puede formarse una matriz Butler de 16 puertos de entrada desde matrices de cuatro puertos de entrada. Primero reconocemos que una matriz de cuatro puertos de entrada ($N=4$) transforma cuatro entradas en cuatro rayos diferentes distribuidos uniformemente en un espacio μ . Por lo tanto inicialmente necesitamos cuatro bloques (cada bloque es una matriz de cuatro puertos) conectados como se muestra en la Fig. IV.3(a). Las salidas del bloque 1 se

vuelven las salidas 1, 5, 9 y 13, y las del bloque 2 se vuelven las salidas 2, 6, 10 y 14, etc. Un renglón adicional de matrices

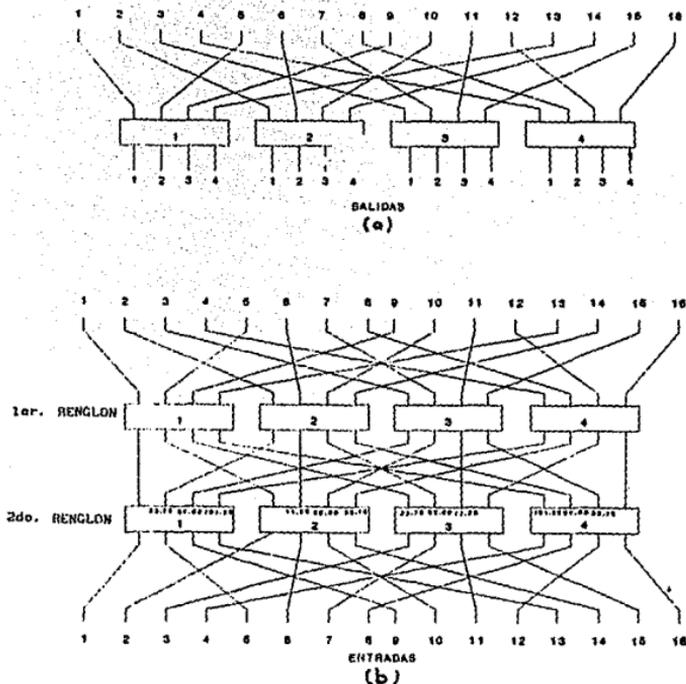


Fig. IV.3 a) Primer renglón de una matriz de Butler usando matrices de cuatro puertos como bloques de construcción. b) Matriz de Butler de 16 puertos.

de cuatro puertos es necesario para combinar las entradas de esos cuatro bloques. La conexión para esas matrices en los bloques del primer renglón se muestra en la Fig. IV.3(b). Las primeras entradas de los cuatro bloques en el primer renglón están conectadas al bloque 1 del segundo renglón, y formadas las cuatro entradas: 1,

5, 9 y 13. Puesto que las direcciones de los rayos apuntados (o gradiente de fase) de la matriz de 16 puertos son diferentes a los de la matriz de cuatro puertos, el cambio de fase adicional debe prever la composición de esta diferencia. Por ejemplo la entrada 1 del bloque tiene un gradiente de fase de -45° , pero en una matriz de 16 puertos el gradiente de fase de la primera entrada es de -11.25° . Para explicar esta diferencia son necesarios cambios de fase de 33.75° , de 67.5° y de 101.25° para la segunda, tercera y cuarta líneas de salida del primer bloque en el segundo renglón respectivamente. Las entradas de este bloque ahora forman rayos apuntando en las direcciones $\mu_0 = -11.25^\circ, 101.25, 168.75^\circ$ y 78.75° . Fases similares adicionales son necesarias para los bloques 2, 3 y 4 del segundo renglón. Las líneas de entrada del circuito general quedan entretejidas simétricamente con las líneas de salida.

En general, el bosquejo de la matriz de una red y sus conexiones puede ser descrito por el siguiente procedimiento:

1) El producto del número de bloques de matriz de cada renglón y el número de puertos de entrada en cada bloque de matriz es igual al número total de puertos de entrada.

2) Sean los renglones numerados 1, 2, . . . , P. y los bloques del i-ésimo renglón tienen L_i puertos. El número total de puertos en la matriz es $N = \prod_{i=1}^P L_i$ y el número de bloques en el i-ésimo renglón es $M_i = \prod_{j=1}^p L_j$, donde la prima indica que el factor para $j=i$ es omitido.

3) Puede establecerse una variedad de procedimientos para interconexión de bloques en renglones sucesivos sobre todas las matrices exactamente análogos a la variedad de diagramas de flujo disponibles por la FFT. Aquí describimos un procedimiento simple: Los renglones a ser conectados son i y $i+1$; los tamaños de bloque son L_i y L_{i+1} ; y el número de bloques en cada renglón son M_i y M_{i+1} , donde $L_i M_i = L_{i+1} M_{i+1} = N$. Las salidas de los bloques en el renglón $i+1$ se conectan a las entradas de los bloques en el renglón i los cuales se numeran secuencialmente desde 1 hasta N . Las salidas del primer bloque en el renglón $i+1$ están conectadas a las entradas 1, $M_{i+1}+1, 2M_{i+1}+1$, etc. Las salidas del segundo bloque están conectadas a las entradas 2, $M_{i+1}+2, 2M_{i+1}+2$, etc. En

general, las salidas en el j -ésimo bloque en el renglón $i+1$ se conectan a las entradas $j+kM_{i,i}$, donde k tiene valores desde $k=0$ hasta $L_{i,i}-1$.

4) Ahora es necesario determinar los cambios de fase en la línea de transmisión que deben sumarse para asegurar la colimación del rayo para todos los puertos de entrada. Para los bloques del primer renglón que tienen L_1 puertos, las direcciones del rayo cuando uno de esos bloques se conecta a un arreglo de L_1 elementos (si L_1 es par) son $\mu_0 = \pm\pi/L_1, \pm 3\pi/L_1, \text{ etc.}$, con una separación para μ de $2\pi/L_1$. Si L_1 es impar, $\mu_0=0, \pm 2\pi/L_1, \pm 4\pi/L_1, \text{ etc.}$ Puesto que los puertos de salida de los bloques del primer renglón están alimentando a los elementos con separaciones incrementadas por un factor de M_1 , el máximo del rayo está en $\mu_0 = \pm\pi/M_1L_1, \pm 3\pi/M_1L_1, \text{ etc.}$; se ve que a partir de un bloque único los rayos exhiben lóbulos discordantes.

IV.3 Simetrización de la matriz Butler.

La modificación de las matrices a una forma de reflexión simétrica se realiza en tres fases. Primero, el circuito debe arreglarse de modo que los acopladores híbridos y las líneas de interconexión sean simétricas alrededor de la línea media de la matriz sin considerar ninguno de los cambiadores de fase en las líneas de interconexión. Segundo, es necesario un esquema para modificar los cambiadores de fase y archivar la simetría alrededor de la línea media de la matriz. Finalmente, es necesario un método por el cual la matriz pueda cortarse en dos.

El método para obtener simetría topológica se basa en la necesidad de un arreglo fijo de los puertos de salida, determinado por las distribuciones de fase de salida, con el arreglo natural de acompañamiento de los acopladores de salida. Esto nos permite arreglar las entradas y los renglones de entrada de la misma forma, como se muestra en la Fig. IV.4 para la matriz de 8 puertos. El siguiente paso es determinar las localizaciones para el renglón

intermedio de híbridos. Por el promedio de las posiciones se ajusta la localización de los híbridos generales tal que las longitudes de las líneas correspondientes sobre los puertos de entrada y salida de los híbridos sean las mismas. Ahora es necesario modificar los cambios de fase de tal manera que el circuito sea completamente simétrico alrededor de la línea media. Es necesario, primero, encontrar un grado de libertad adicional además del usado en la matriz conveccional de Butler. Esto es, todos los cambios de fase fueron insertados en el interior de la red, pero no existe una razón por la cuál cambios de fase adicionales no puedan ser insertados en ambas salidas y cualquiera de los coples de salida no pueden ser insertados en ambas salidas y correspondientemente en ambas entradas de las líneas de transmisión a cualquiera de los coples de entrada.

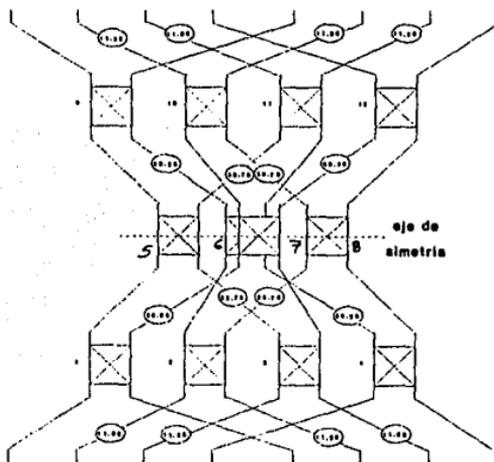
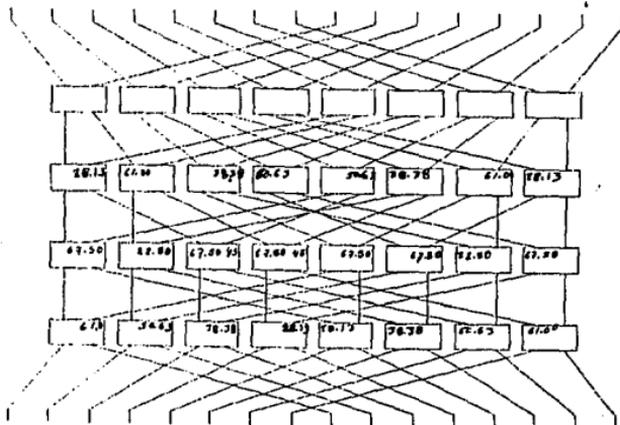


Fig.IV.4 Matriz de Butler simétrica de ocho puertos.

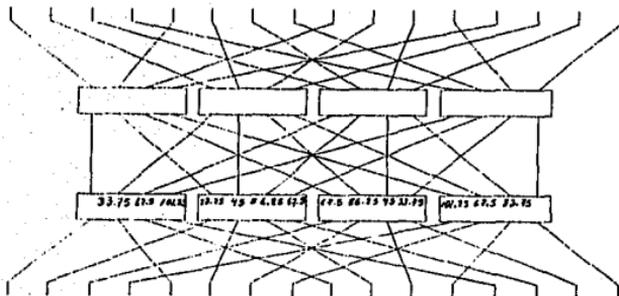
Con este grado de libertad sumado ahora es posible promediar los cambios de fase localizados simétricamente en el interior de

la matriz de la Fig. IV.4. En la red de la Fig. IV.4., los cambios de fase exteriores a 45° en la mitad superior de la red se promedian con cambios de fase de 67.5° en la mitad inferior de la red y los cambios de fase interiores a 45° en la mitad inferior son promediados con cambios de fase de 22.5° . Cuando un par de cambios de fase se promedian, es necesario determinar el valor en la compensación del cambio de fase a sumarse en las entradas y salidas de la matriz. Nótese que al sumar un cambio de fase a una línea de entrada de un híbrido no altera el gradiente de fase relativo producido por ese híbrido..

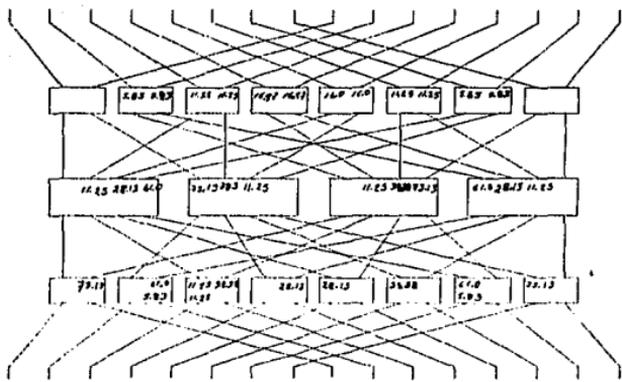
El objetivo con matrices más grandes es generarlas por algún procedimiento que no incremente la complejidad de la matriz que incremente el tamaño. Por ejemplo, una matriz Butler convencional con N puertos puede formarse a partir de dos de las siguientes matrices más pequeñas con N/2 puertos más un renglón de acopladores híbridos. Es posible también recurrir a técnicas de construcción de bloques para matrices simétricas. La Fig. IV.5. muestra tres disposiciones para una matriz de 16 puertos, con todas las $L_1=2$. La Fig. IV.5(a) es la disposición para cuatro renglones de acopladores híbridos, en esta disposición hay dos o tres grados de libertad en el ajuste del cambio de fase. En la Fig. IV.5(b) se usan dos renglones de redes de cuatro puertos. La matriz de la Fig. IV.5(c) tiene un renglón intermedio de redes de cuatro puertos los renglones superior e inferior son de acopladores híbridos.



(a)
92



(b)



(c)

Fig.IV.5 a) Matriz simétrica de 16 puertos usando cuatro renglones de acopladores híbridos. b) Matriz simétrica de 16 puertos usando bloques de construcción de cuatro puertos. c) Matriz simétrica de 16 puertos usando un renglón de cuatro puertos y dos renglones de bloques de construcción de dos puertos.

En general, cualquier matriz Butler puede realizarse por una configuración cualquiera de dos renglones, (Fig. IV.5(b)), o una configuración de tres renglones (Fig. IV.5(c)). El método para dos renglones se aplica a redes con 2^{2n} puertos. Para redes con 2^{2n+1} puertos son necesarios tres renglones, y el primer y tercer renglón pueden usar $L_1 = L_3 = 2$ acopladores. Para una configuración de dos renglones, la topología es automáticamente simétrica. Para los casos de dos y tres renglones, una serie de cambios de fase de compensación pueden sumarse a la simetría establecida. En el caso de dos renglones, se inserta en las líneas que conectan los renglones de los bloques como se muestra en la Fig. IV.5(b).

IV.4 Corte de la matriz Butler para hacerla reflectiva.

Ahora que se ha encontrado un método para generar matrices de Butler simétricas es deseable trazar un método para cortarlas a lo largo de la línea media para reducir el número de componentes por un factor de 2. En un primer intento puede concluirse que un corte tal es imposible, porque en general una parte de la mitad de la matriz resultante se aísla inevitablemente de la otra parte si el corte es una simple rotura en las líneas de transmisión o componentes. Sin embargo, esto nos permite examinar qué puede hacerse con matrices más simples y entonces quizá intentar extender el procedimiento a algunas más complejas. La matriz más simple es, por supuesto, el acoplador híbrido de 3 dB por sí mismo. La línea media de simetría pasa a través del centro del acoplador y es aquí donde el corte debería hacerse. La cuestión es qué mitad está constituida de un acoplador de 3 dB. En la Fig. IV.6 se ve que un acoplador de 3 dB direccional puede reemplazarse por dos acopladores direccionales de 8.3 dB, en cascada, resultando que la línea media ahora cruza las dos líneas de transmisión que unen el acoplador de 8.3 dB. Por lo tanto, la mitad de la matriz para el caso más simple, es simplemente un acoplador de 8.3-dB con salidas en circuito abierto.

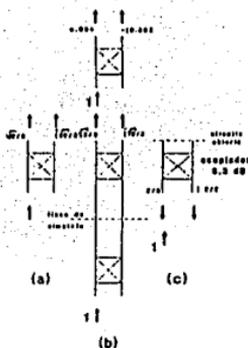


Fig. IV.6 Acoplador híbrido de 3-dB construido como cascada simétrica de dos acopladores híbridos de 8.3-dB. a) Operación de acopladores direccionales de 3-dB. b) Acopladores de 3-dB. c) Circuito equivalente a la mitad de un acoplador de 3-dB.

Si consideramos la matriz de Butler de cuatro puertos mostrada en la Fig. IV.7(a), la línea de simetría para este caso pasa a través de líneas de transmisión interconectadas entre acopladores direccionales. Se ve que si esas líneas son simplemente cortadas, el resultado son dos acopladores aislados de 3 dB con salidas en circuito abierto. Se ha encontrado que la única alternativa es emplear las dos líneas de transmisión que cruzan en la línea media como se muestra en la Fig. IV.7(b).

La regla general que emerge de esos ejemplos simples es que las líneas de transmisión y los acopladores están cortados sobre la línea media de simetría de la matriz, pero algunas líneas o componentes que están cruzadas o superpuestas en la línea media no están en circuito abierto sino que se emplean conjuntamente. Un resultado posterior de la aplicación de esta regla se muestra en la Fig. IV.8 para $N=8$.

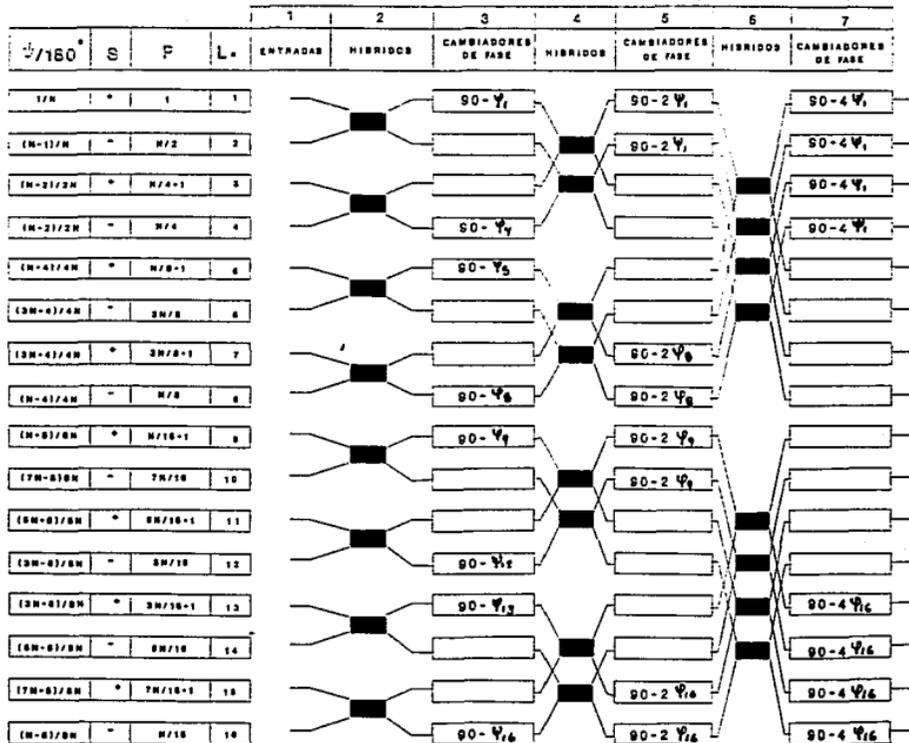


Fig. IV.9 Diagrama de la matriz de Butler indicando el procedimiento de diseño. La diferencia de fase entre los elementos de radiación para la N -ésima entrada es ψ_n , donde $\psi_n = 2\pi d/\lambda \cos \alpha = \pm 2\pi(2p-1/2N)$ radianes.

Es posible verificar la operación de esas redes rastreando la trayectoria de la señal desde cualquier puerto de entrada a través del circuito a todos los puertos de entrada. Un resultado de esta operación reflectiva es que $1/N$ de la potencia de entrada regresa al puerto de entrada, por el mal apareamiento. Por consiguiente, la razón de voltaje de entrada de onda estacionaria (VSWR) de una matriz reflectiva está dada por

$$S = \frac{\sqrt{N} + 1}{\sqrt{N} - 1}$$

IV.5 Diseño sistemático de la matriz Butler para un arreglo de 64 elementos.

La matriz de Butler puede trazarse de diferentes formas, puesto que el procedimiento de diseño depende del arreglo es esencial que se dibuje de la manera ilustrada por la Fig. IV.9. El punto esencial de esta disposición es que, después de pasar a través de una columna de híbridos la primera línea desde la entrada vuelve al renglón que contiene la entrada. Por consiguiente, todos los cambiadores de fase y los elementos de entrada y salida asociados cada uno con la primera línea están situados en el mismo renglón.

Las posiciones de los cambiadores de fase y sus cambios de fase en grados quedan completamente determinados una vez especificado el número de elementos de radiación N .

En este procedimiento se bosquejan la relaciones entre los cambiadores de fase y sus localizaciones, y las diferencias de fase entre los elementos de radiación ψ_n para varias direcciones del rayo.

La diferencia de fase entre los elementos de radiación para una matriz de Butler con N elementos de radiación y para la p -ésima localización del rayo está dada por

$$\psi_n = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos\alpha = \pm \frac{2p-1}{2N} 2\pi \text{ rad} = \pm \frac{2p-1}{N} \times 180^\circ$$

donde la diferencia de fase, ψ_n es más o menos dependiendo de si el rayo esta al costado derecho o izquierdo respectivamente. (ver Fig. IV.10).



Fig. IV.10 Fase de un elemento mostrando la radiación para el ángulo α .

A partir de esta ecuación el valor de ψ_n en grados, puede calcularse para todos los valores de p , pero solo es necesario calcular para $(p=1)$. Las entradas para dos rayos adyacentes en $p=1$ se localizan en los dos puertos de entrada extremos en la columna de entradas. Ahora considérese la columna de entradas dividida en grupos de dos, cuatro, ocho, etc; con el primer miembro de los grupos iniciando con las dos entradas extremos. Entonces despreciando el signo se pueden establecer los valores de ψ_n a sumar

180° para cada par de entradas

90° para entradas extremo en grupos de cuatro

45° para entradas extremo en grupos de ocho, etc.

Comenzando con la diferencia de fase ψ_1 entre los elementos asociados con los dos puertos de entrada extremos la diferencia de fase ψ_n entre los elementos puede determinarse para cada entrada, trabajando hacia el centro. El signo asociado con las entradas alterna, V-gr avanzando hacia el centro los rayos alternan del costado izquierdo al derecho.

Ahora es necesario determinar los cambiadores de fase requeridos. Pares de entradas adyacentes son combinadas por híbridos de 3 dB seguidos por una columna de cambiadores de fase. Los cambiadores simples de fase se localizan en los extremos opuestos de cada grupo de cuatro. Despreciando el signo, los valores de esos cambiadores de fase son iguales a 90° menos la

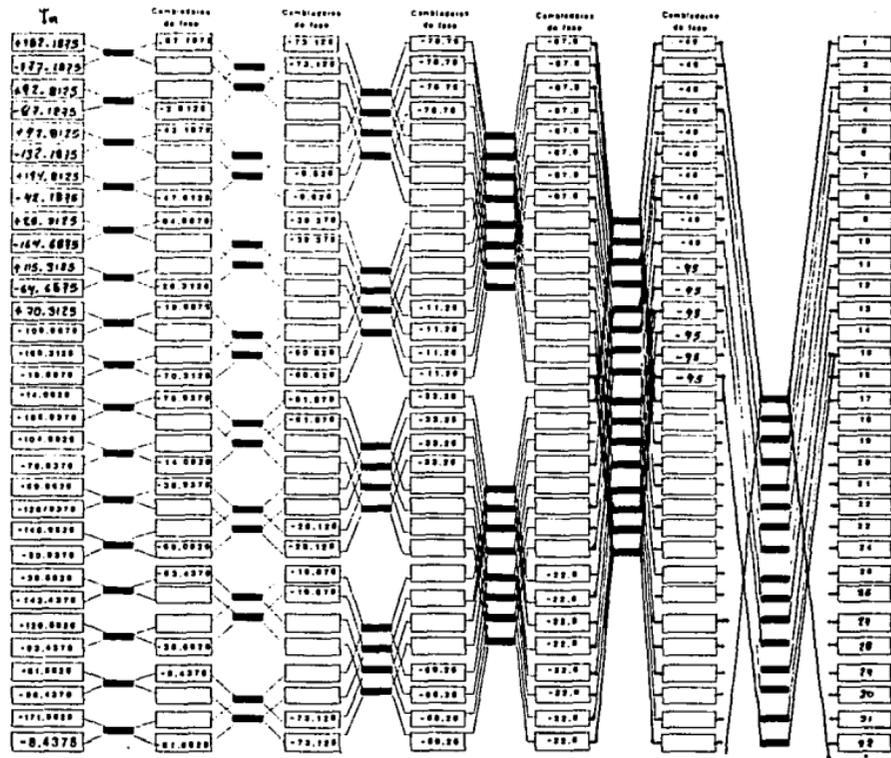
diferencia de fase ψ_n entre los elementos de radiación asociados con los puertos de entrada en el mismo renglón. Esta columna de cambiadores de fase es seguida por otra columna de híbridos y una segunda columna de cambiadores de fase. En esta segunda columna los cambiadores de fase se localizan en extremos opuestos de grupos de ocho y tiene valores iguales a 90° menos dos veces la diferencia de fase ψ_n entre los elementos de radiación asociados con la entrada en el mismo renglón. Hay también cambiadores de fase en renglones adyacentes en los renglones extremos de grupos de ocho con los mismos valores de los renglones extremos. Esto continúa hasta que todos los cambiadores de fase en la columna final tienen un valor de 45° . En cada columna de N renglones hay N/2 cambiadores de fase. Los demás N/2 renglones no tienen cambiadores de fase. Esto se resume en la Tabla IV.1 e ilustrado la Fig. IV.9. No son necesarios cambiadores de fase si los valores de ψ , 2ψ , 4ψ , etc; son mayores de 90° en las columnas sucesivas respectivamente.

Tabla IV.1
Valores de los cambiadores de fase
en las columnas sucesivas.

Columna 3	$90-\psi$	cambiador de fase de este valor
Columna 5	$90-2\psi$	dos cambiadores de fase de este valor
Columna 7	$90-4\psi$	cuatro cambiadores de fase de este valor

Los cambiadores de fase deben introducir un retraso de fase de la cantidad indicada si los híbridos introducen retrasos de 90° en las salidas secundarias. De lo contrario para híbridos que introducen fases conductoras de 90° los cambiadores de fase también deben ser conductores de fase. Llamando un retraso de fase negativo, entonces el signo asociado con la entrada extremo derecha es el mismo que el de los híbridos. El signo asociado con la entrada es el signo del coseno para el ángulo que el rayo forma con la línea en el arreglo como indica la Fig. IV.10.

La Fig. IV.11 muestra el diagrama completo de una matriz de Butler de 64 elementos incluyendo los valores en grados para ψ_n , el cambio de fase entre elementos para cada una de las entradas.



CONCLUSIONES

Del contenido de este trabajo se puede concluir que:

i) La construcción de un radiotelescopio para observar IPS en México aumentará las posibilidades de detección de fuentes de radio estelares, ya que por tener un intervalo de declinación ($-20^{\circ} < \delta < \pm 60^{\circ}$) podrá observar más cerca del Sol ($\epsilon=25^{\circ}$). Esto permitirá rastrear zonas en el medio interplanetario que están fuera del alcance de los otros observatorios y de manera conjunta con los observatorios de Cambridge y Ahmedabad mantener la observación ininterrumpida del Sol.

ii) Para México, esto representa un gran desarrollo tanto científico como tecnológico, ya que permitirá un estudio más profundo dentro de la física del medio interplanetario y la formación de personal técnico especializado en este tipo de instrumentos y equipos. Es de suma importancia destacar que este diseño de arreglos de radio y matrices de Butler serán aplicados por primera vez en el país.

iii) Dentro del ambiente académico se obtendrán posibilidades de fortalecer el desarrollo de las ciencias espaciales.

APENDICE A

Sistema de coordenadas.

La posición exacta de una fuente es necesaria para distinguirla de otras fuentes y ayudar a distinguirla en su identificación con objetos ópticos cuando sea posible. Es conveniente expresar la posición en coordenadas ecuatoriales celestes, ascensión recta (α) y declinación (δ). Los polos de este sistema existen en los dos puntos donde los ejes de la Tierra, extendidos intersectan la esfera celeste. La mitad de la trayectoria entre esos polos es el ecuador celeste coincidiendo con el ecuador de la Tierra expandido.

La declinación del objeto se expresa en grados y es el ángulo comprendido entre el objeto y el ecuador celeste, es positiva si el objeto está al norte del ecuador y es negativa si está al sur. Por ejemplo, un punto directamente arriba del ecuador de la Tierra (el zenith) tiene una declinación de 0° mientras en una latitud norte de 40° la declinación sobre el zenith es de $+40^\circ$.

El meridiano es un círculo grande que pasa por los polos y el zenith. El círculo hora de un objeto es el gran círculo que pasa a través del objeto y los polos. El ángulo hora de un objeto es el arco del ecuador celeste comprendido entre el meridiano y el círculo hora del objeto, este ángulo comúnmente se mide en hrs.

Al punto de referencia elegido sobre el ecuador celeste se le llama equinoxio vernal. Al arco del ecuador celeste comprendido entre el equinoxio vernal y el círculo hora del objeto se le llama ascensión recta del objeto y, comúnmente se mide hacia el este del equinoxio vernal expresandose en hrs, min y seg. También puede expresarse en grados ($^\circ$), minutos ($'$) y segundos ($''$) de arco. Puesto que

$$1 \text{ hr} = 15^\circ \quad 1 \text{ min} = 15' \quad 1 \text{ seg} = 15''$$

La ascensión recta y la declinación definen la posición de un objeto en el cielo, independientemente de la rotación diurna de la Tierra.

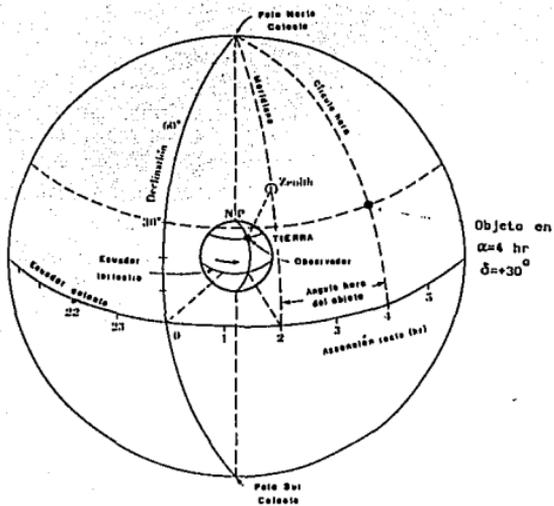


Fig. A1 Sistema de coordenadas ecuatoriales o celestes.

APENDICE B

Para representar el movimiento de una onda (ver Fig. B.1). Para una onda de agua el diagrama representa el desplazamiento máximo y mínimo del agua. Sin embargo, en una onda eléctrica, el diagrama se usa para ilustrar la variación de la amplitud del campo eléctrico. Todo tipo de onda tiene una velocidad, frecuencia y longitud de onda relacionada una a otra.

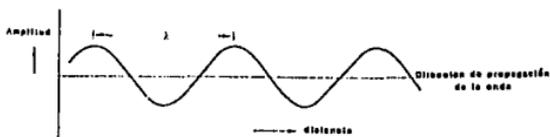


Fig. B1 Diagrama de una onda.

En el diagrama la distancia de una cresta de onda a la siguiente es la longitud de onda λ , al número de ondas que pasan por cualquier punto cada segundo se le llama frecuencia, f . Así la distancia recorrida por la onda en 1 segundo es $f\lambda$. Pero la distancia recorrida por segundo es la velocidad de la onda, c . Entonces $c = f\lambda$ y, $c = 3 \times 10^8$ m/s es la velocidad de la luz. Las longitudes de ondas de radio generalmente se expresan en metros y las frecuencias en megaciclos por segundo, esto es 10^6 c/s ó Mhz en honor al físico alemán, quién en 1888 produjo ondas de radio en un laboratorio.

Cuando la potencia de radio no se genera termicamente, es decir; cuando se produce haciendo pasar una corriente eléctrica hacia adelante y hacia atrás en un circuito para una frecuencia dada, la corriente de oscilación puede alimentarse a un dipolo de metal conductor de longitud de onda grande.

Los electrones oscilan de arriba hacia abajo del dipolo y se produce movimiento de ondas en el espacio. El campo eléctrico de la onda radiada se muestra en la Fig. B.2 en la cual se muestran dos formas de representar la onda.

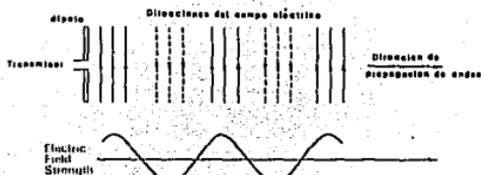


Fig. B2 Onda radiada a partir de un dipolo transmisor.

Cuando los electrones oscilan al unísono las ondas de radio se suman juntamente y se tiene "radiación coherente". Los movimientos aleatorios, como en procesos de radiación térmica, se conocen como "radiación incoherente".

Notesé en la Fig. B.2 que el campo eléctrico de la onda es paralelo a la longitud del dipolo, y por esta razón se dice que la onda es linealmente polarizada. Sin embargo, los electrones producidos por radiación térmica en un gas o movimiento aleatorio de un sólido en todas direcciones. Consecuentemente el campo eléctrico en la emisión térmica de radio cambia en direcciones aleatorias y se dice que la onda es polarizada aleatoriamente. La emisión de radio de fuentes astronómicas a menudo muestra evidencia de polarización.

BIBLIOGRAFIA

- 1) Radio Astronomy, Jhon D. Kraus; Mc Graw Hill Company. 1966.
- 2) Antenas, Jhon D. Kraus; Mc Graw Hill Company. 1966.
- 3) Antenna Theory and Desing, Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele; Wiley N. Y. 1981.
- 4) The Radio Universe, J. S. Hey, FRS; Pergamon. 1983.
- 5) Radio Exploración del Sistema Planetario, Alex G. Smith, Thomas D. Car; Revérte Mexicana S. A. 1967.
- 6) Radio Exploración del Sol, Alex G. Smith; Revérte Mexicana S. A. 1968.
- 7) Ecuentro con una estrella, Silvia Bravo; Fondo de Cultura Económica S. A. de C. V. 1987.
- 8) Fisica Parte II, David Halliday, Robert Resnick; Compañía Editorial Continental S. A. 1977.
- 9) Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, Guillermo Gonzalez, Ph. D. Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J. 1984.
- 10) Cálculo de antenas. A. García Dominguez; Alfaomega Marcombo. 1992.
- 11) Reflective Butler Matrices, J. P. Shelton and J. K Hsiao, Naval Res. Lab. Washintong, DC. Mar, 14 1978.
- 12) The Systematic Desing of Butler Matriz, H. J. Moody, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. Ap-12, no.6, Nov. 1964.
- 13) An RF Multiple Beam Forming Technique, W. P. Delaney, IRE. Trans. Vol. Mil-6, April. 1962.
- 14) Multiple Beams from Linear Arrays, IRE. Trans. Antennas Propagat. Vol. Ap-9, no. 1, Mar. 1961.
- 15) Multiple Beam Antenna, J. Butler, Sanders Associates, Nashua, N. H. Internal Memo RF-3849, January, 1960.
- 16) The S. Georgia IPS Array, Dr. P. J. Duffet-Smith, Mullard Radio Astronomy Observatory; Cavendish Laboratory, Cambridge Inglaterra.
- 17) Los Hoyos Coronales, Silvia Bravo; Instituto de Geofisica, UNAM:
- 18) Detección de Perturbaciones del Viento Solar por Medio del Centelleo Interplanetario de Fuentes de Radio Estelares, A. Carrillo. Facultad de

Ciencias, UNAM, 1993.

- 19) Comunicaciones Técnicas, Instituto de Geofísica, UNAM. 1990.
20) The HP 8751A Network Analyzer, Handbook, Hewlett Packard. 1993.
21) Naturaleza, S. Bravo. Volumen 5 no. 6; UNAM 1974.

REFERENCIAS

- Alfvén H; "Cosmical Electrodynamics", Oxford Press, London. 1950
- Ananthakrishanan S. WA. Coles & J. J.; Kaufman, "Microturbulence in solar wind streams", J. Geophys. Res; 85, 6025 1980
- Bravo S; "Detección y rastreo de las perturbaciones del viento solar por medio de observaciones de centelleo interplanetario", Ciencia, 39, 13-139. 1988
- Bravo S. & Hewish A. "Geomagnetic storm forecast using IPS observations", Geof. Int. 27 191 1988
- Burlaga L. F; "Hydrodynamics waves and discontinuities in the solar wind", Space Sci. Rev. 1971
- Coles W. A. & Rickett B. J; "IPS observations of the solar wind out of the ecliptic", J. Geophys. Res. 1976
- Gold T. "Gas dynamics of cosmic clouds", H. C. van de Hulst, 103 p. 1965
- Gosslin J. T; Hildner, E. Asbridge J. R; Bame S. J. & Feldman W; "Noncompressive density enhancements in the solar wind", J. Geophys. Res. 82, 5005. 1977
- Hewish A; Pf Scott & D. Wills, "Nature" 203, 1214. 1964
- Hewish A; & Symonds, "PlanetSpace" Sci; 17, 313. 1969
- Houmenier Z. Nature Phys. Sci.; 231, 165. 1971
- hundhausen, A. J; "Coronal expansion and solar wind", Springer-ger-verlag, Berlin. 1972
- McCraken K. G; Journal Geophys. Research, 67 1962
- Mitchell D. G. y Roelof E, C. Geophys. Res; 81, 5071, 1976

Parker E. N; "the solar wind", Sci. Amer. april, pag. 66-67	1964
Pheuman G. & Kopp R. A; "Gas-magnetic field interaction in the solarcorona", Solar Phys; 14, 258	1971
Readhead, ACS; MC Kemp & Hewish A. Mon. Not. R. 185, 207.	1978
Vlasov VT; Astr. Z; 56, 96.	1979
Wilcox J. M. & Ness N. F; J Geophys. Res; 70, 5793-5805.	1965