



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

RECEPTOR DE MUY BAJA FRECUENCIA (VLF) SAVNET-MÉXICO

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A:

DÍAZ CRUZ MARIO ALBERTO



Director de Tesis:
Dr. Alejandro Lara Sánchez

México, D.F.

Agosto 2009



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 esta 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.

Dedicado a mi hija Ahtziri Díaz Martínez que es mi adoración, siempre la tengo en mi mente y en mi corazón

A mis padres Alberto Díaz Martínez y Eva Cruz Jímenez quienes siempre y en todo momento me brindaron todo su apoyo para salir adelante

A mis hermanos que los quiero mucho Hugo Raúl Díaz Cruz y de manera muy especial a mi hermana Marisol Díaz Cruz que me han apoyado siempre

Formaste parte de mi vida en algún momento, y a pesar de todo lo ocurrido; esto es para ti también America Mtz Suárez.

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México por ser mi alma mater

A la Facultad de Ingeniería por ser como un segundo hogar

A mis profesores por compartir conmigo sus conocimientos y experiencias

Al Instituto de Geofísica por el apoyo que me brindó para realizar este proyecto

Agradezco por sus sugerencias y apoyo al Dr. Jean Pierre Raulin, que desde Brazil dedicó parte de su tiempo para asesorarme y llevarme por buen camino para este trabajo de investigación

Un agradecimiento especial para mi asesor de tesis el Dr Alejandro Lara Sánchez por su apoyo y comprensión; y sobre todo por su contribución para la realización de éste trabajo

Agradezco al Sr. Filiberto Matías, por todo el apoyo brindado para poner en operación el equipo

Agradezco también al Ing. Gaudencio Paz Martínez por su apoyo para la terminación de este trabajo, pero, sobre todo por su amistad y paciencia

A todas aquellas personas que colaboraron de alguna manera para la realización de ésta tesis

A todos

Muchas gracias

Mario A. Díaz Cruz

Índice general

1. Introducción	I
1.1. Objetivo	III
2. Antecedentes históricos	1
2.1. Año Heliofísico Internacional: un año dedicado al sol	1
2.2. Los precursores años polares	1
2.3. El año Geofísico Internacional de 1957	2
3. La actividad solar y la ionosfera	4
3.1. Actividad solar	4
3.2. La ionosfera	6
3.2.1. Definición como capa	7
3.2.2. Composición	8
3.2.3. Características	9
4. Conceptos básicos	10
4.1. El espectro electromagnético	10
4.2. Propagación de las ondas de radio	12
4.3. Características ópticas de las ondas de radio	12
4.4. Reflexión	13
4.5. Refracción	14
4.6. Efecto de la ionosfera	15
4.7. Propagación en un medio ionizado	19
5. Antenas y receptores	23
5.1. Antenas	23
5.1.1. Fundamentos	23

5.1.2.	Parámetros de antenas en transmisión	24
5.1.3.	Impedancia	24
5.1.4.	Intensidad de radiación	26
5.1.5.	Diagrama de radiación	27
5.1.6.	Directividad	30
5.1.7.	Ancho de banda	32
5.1.8.	Parámetros de antenas en recepción	33
5.2.	Antena de lazo o anillo	35
5.2.1.	Lazo de media longitud de onda	35
5.2.2.	Lazo de una longitud de onda	36
5.3.	Antena vertical	37
5.4.	Sistema de comunicación	38
5.4.1.	Diagrama a bloques de un sistema de comunicación	38
6.	Estación SAVNET en México	40
6.1.	Operación de SAVNET	41
6.2.	Instalación de la antena vertical	42
6.3.	Instalación de la antena de lazo	43
6.4.	Preamplificadores	44
6.4.1.	Preamplificador para antena lazo	44
6.4.2.	Preamplificador para antena vertical	45
6.5.	GPS	47
6.5.1.	Constitución general de un GPS	47
6.5.2.	Operación de un GPS	48
6.6.	Fuente de alimentación	51
6.7.	Convertidor analógico digital	53
6.7.1.	Comparación de las señales analógica y digital	53
6.7.2.	Digitalización	54
6.8.	Adquisición de datos	56
6.8.1.	Tarjeta de audio delta 44	56
6.8.2.	Software SoftPAL	57
7.	Calibración y ajustes	58
7.0.3.	Ajustes del GPS	58
7.1.	Calibración	61
7.1.1.	Pruebas realizadas	61

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	VI
8. Observaciones	70
8.1. Antes de iniciar una observación	70
8.1.1. Realizar espectros	70
8.1.2. Configuración SETUP	72
9. Conclusiones	77
A. Diagramas de la estación SAVNET-México	78
B. Esquemas gráficos de Elementos	84
C. Especificaciones	89
D. Abreviaciones	99
Bibliografía	100

Índice de figuras

2.1. Año Heliofísico Internacional:AHI 2007	3
2.2. Red Sudamericana de Receptores	3
3.1. Superficie de la fotosfera, en ella se puede observar una mancha solar y su borde	4
3.2. Número medio de manchas por año	5
3.3. Fácua en la fotosfera solar	5
3.4. Flóculo cromosférico	6
3.5. Esquema de la propagación por onda corta mediante rebotes sucesivos ionosfera-tierra, que permite sobrepasar el horizonte	7
3.6. Comparación entre el perfil de temperatura y la con- centración de electrones en función de la altura	8
4.1. Comportamiento de una Onda Electromagnética	10
4.2. Se muestra un listado de los segmentos reconocidos en general en el espectro utilizado para las comunica- ciones electromagnéticas	11
4.3. Incidencia de una onda plana en un medio dieléctrico .	13
4.4. Se muestra la refracción de una onda de radio al pasar de un medio a otro	15
4.5. Diferentes capas de la Ionosfera	17
4.6. Densidad de ionización típica de la ionosfera	18
5.1. Sistema de coordenadas esférico	26
5.2. Diagrama de radiación tridimensional	28
5.3. Diagramas de radiación	29

5.4. Diagramas de radiación isótropo, omnidireccional y directivo	30
5.5. Directividad	31
5.6. Lazos de media-onda, de una sola vuelta que tiene una longitud total de $\frac{1}{2}\lambda$	36
5.7. Diferentes formas de lazo de 1λ	37
5.8. Comparación de un dipolo de $\lambda/2$ y uno de $\lambda/4$	37
5.9. Modelo general de los sistemas de comunicaciones	39
6.1. Esquema de los componentes de la estación SAVNET	41
6.2. Antena Vertical de 6 metros instalada en el IGEF	42
6.3. Antena de Lazo instalada en el IGEF	43
6.4. Configuración de un amplificador inversor	45
6.5. Configuración de un amplificador no inversor	46
6.6. Diagrama general a bloques de un receptor GPS	48
6.7. Navegación con el GPS	49
6.8. GPS modelo ACE iii utilizado	50
6.9. En la figura se muestra terminado el diseño realizado de la interfaz serial RS-232 con componentes de montaje superficial	51
6.10. En la foto se observa físicamente la fuente de voltaje terminada y armada en una caja metálica	53
6.11. Esquema del proceso de conversión analógica-digital	55
6.12. En la figura se muestra el ícono del programa Chart6 visualizado en el escritorio de la PC	57
7.1. En la figura se muestra el proceso para obtener los mensajes del GPS	61
7.2. En la foto se muestra en círculo la corrección hecha de la tarjeta del preamplificador de la antena vertical	62
7.3. Respuesta del transformador armado para en amplificador de la antena de lazo	63
7.4. Espectro hecho de la antena de lazo al momento en que la antena vertical se encontraba transmitiendo una señal de 0 Vrms	64
7.5. Espectro hecho de la antena de lazo al momento en que la antena vertical se encontraba transmitiendo una señal de 1 Vrms	65

7.6.	Espectro hecho de la antena vertical recibiendo la señal transmitida de 0 Vrms de la antena de lazo	66
7.7.	Espectro de antena vertical recibiendo la señal transmitida de 1 Vrms de la antena de lazo	67
7.8.	Estaciones captadas por una antena de lazo vista gráfica superior; y por la antena vertical, gráfica inferior . .	68
7.9.	Estaciones registradas con antena de lazo orientada en la dirección Norte-Sur en COENEO, Michoacán	69
8.1.	En la figura se muestra la configuración del SoftPAL para realizar las observaciones diariamente	73
8.2.	Configuración del SoftPAL Scheduler	74
8.3.	En la figura se muestra la primera observación hecha en Mayo de 2008 en el IGEF	75
8.4.	Observación hecha en la semana del 20 al 24 de Julio de 2009	76
A.1.	Diagrama eléctrico de la fuente de voltaje diseñada para alimentar los circuitos electrónicos de la estación SAVNET-México	78
A.2.	Esquema del circuito impreso diseñado para la fuente de alimentación simétrica	79
A.3.	Diagrama del preamplificador utilizado para la antena vertical	79
A.4.	Diagrama del preamplificador utilizado para las dos antenas de lazo	80
A.5.	Preamplificador utilizado para antena vertical	80
A.6.	Preamplificador utilizado para cada una de las antenas de lazo	81
A.7.	El modulo esquemático del gps	81
A.8.	Tarjeta M-Audio Delta44, para adquisición de la información de las antenas y el GPS	82
A.9.	Configuración de la interfaz RS232 mediante el circuito integrado MAX232	82
A.10.	Circuito impreso diseñado con componentes de montaje superficial para interfaz RS232, realizado con el software Eagle4.03	83

B.1. En la figura se muestran una vista oblicua de las dimensiones de la antena vertical	84
B.2. En esta esquema se muestra una vista frontal de las dimensiones de la antena vertical montada en su base metálica	85
B.3. En el esquema se observan: la vista frontal(a) y la vista de perfil(b) con las medidas exactas para el diseño de la antena de lazo	85
B.4. En el esquema se observan los planos frontal, horizontal y de perfil de las características principales de las manos francesas que dan forma al cuadro de la antena de lazo	86
B.5. Esquema en el que se dimensiona la pieza central y las canaletas utilizadas como apoyo para dar firmeza al cuadro de la antena	87
B.6. Esquema en el que se muestran a detalle las dimensiones de las piezas diseñadas que sirven de prisioneros para la pieza central y las canaletas	88
B.7. En el esquema se muestra la vista horizontal de los prisioneros y la pieza central de la antena de lazo con sus respectivas dimensiones	88

Capítulo 1

Introducción

La actividad solar tiene gran influencia sobre la vida en la Tierra, hoy se habla de que el Sol puede afectar el clima en la Tierra, por ejemplo a través de la modulación de los rayos cósmicos, que son partículas cargadas que ionizan la atmósfera. Por otra parte las explosiones solares generan perturbaciones que afectan las comunicaciones en sistemas de celulares y en general todas las comunicaciones de radio. Debido a la importancia de estos fenómenos se hace un gran número de estudios a nivel internacional para comprender la actividad solar, como parte de este esfuerzo se viene instalando una red sudamericana de receptores de ondas de muy baja frecuencia (SAVNET South America VLF NETwork). Sus objetivos son el monitoreo de la actividad solar y el estudio en la región de la Anomalía Magnética del Atlántico Sur (AMAS). SAVNET se conformará originalmente de siete receptores, dos de ellos localizados en (Perú), en Piura y Lima específicamente, y los otros en CASLEO (Argentina), Palmas, São Paulo y Santa María (Brasil), y en la Estación Antártica brasileña Comandante Ferraz (EACF). Posteriormente se irán agregando receptores en otras partes del Planeta, entre las que destaca México D.F. en Ciudad Universitaria específicamente en el Instituto de Geofísica (IGEF) de la UNAM. Así mismo, cada país tiene un representante encargado de coordinar las actividades a nivel nacional, nexa con los distintos comités internacionales. Siendo en México el Dr. Alejandro Lara Sánchez el representante encargado de realizar la coordinación, supervisión y puesta en operación de la estación. Para saber la historia y conocer a los precursores de toda esta investigación científica que se originó en el año de 1875 y en la que se inscribe SAVNET, en el capítulo 2 se muestra una reseña histórica breve.

Resultados recientes mostraron que se puede utilizar la ionosfera terrestre como un gran sensor de radiación solar y que su sensibilidad es función del ciclo de actividad del Sol. Para esto se estudió la respuesta de la baja ionosfera (Región-D en ≈ 70 km de altitud) a excesos de rayos-X solares durante rafagas. Los rayos-X así emitidos son capaces de ionizar en alturas menores que la referencia, $H \approx 70$ km, produciendo por tanto un ΔH , de la misma. Siendo la baja ionosfera utilizada como un espejo para reflejar las ondas VLF permitiendo así comunicaciones en grandes distancias, el descenso ΔH durante un rafaga solar será detectado como una variación, $\Delta\phi$, de la fase de la onda VLF [13]. En el capítulo 3 de este trabajo, se abordan los conceptos fundamentales y básicos para entender la actividad del sol y la conformación de la ionosfera.

La finalidad de este trabajo es proporcionar nuevas pistas para una mejor comprensión de la ionosfera durante condiciones diversas de la actividad solar. Para eso estudiamos la respuesta de la ionosfera más baja a las perturbaciones externas, como rayos X solares emitidos durante rafagas. En el capítulo 4 se mencionan los conceptos básicos de las ondas electromagnéticas y de las ondas de radio, así como su propagación en la ionosfera. En el capítulo 5 se ven los fundamentos de los parámetros de las antenas tanto en transmisión como en recepción.

Este proyecto de observación y estudio de los efectos de la actividad Solar utilizando la ionósfera como una gran antena de radio, será realizado por medio de un receptor de señales de muy baja frecuencia, que por sus siglas en inglés se conocen como señales VLF (Very Low Frequency), y que está compuesto por los siguientes elementos: Una antena vertical, dos antenas de lazo, preamplificadores para cada antena, que ayudan a amplificar la señal VLF, un GPS para obtener el tiempo universal (UT) y un pulso por segundo (PPS), una tarjeta de sonido que se usa como un convertidor analógico digital (CAD), software de nombre SoftPAL y una PC para almacenar y tratar los datos de fase y de amplitud de la señal captada por las antenas. El desarrollo de la instalación de cada una de las partes que compone al receptor se lleva a cabo en el capítulo 6, dejando el capítulo 7 para ajustes y calibración, así como también para el análisis de los datos. Para dar paso al capítulo 8 de observaciones realizadas hasta el momento. Finalmente en el capítulo 9 se plasman las conclusiones de este trabajo.

1.1. Objetivo

El objetivo principal de este trabajo es la implementación y la operación del receptor de muy baja frecuencia para el monitoreo de la actividad solar a través de la Ionosfera, participando de esta manera en un sistema global de monitoreo continuo durante las 24 horas del día. En el tiempo que lleve la implementación del Receptor se adquirirán conocimientos para el desarrollo de receptores en general; y de manera particular de equipo de medición e instrumentación de bajo costo para el uso de institutos, como el de Geofísica de la UNAM.

Capítulo 2

Antecedentes históricos

2.1. Año Heliofísico Internacional: un año dedicado al sol

El Sol es la fuente de energía que genera las condiciones para las diversas formas de vida en la Tierra; además, algunas condiciones climáticas y fenómenos espaciales en la vecindad de nuestro planeta dependen de la actividad solar. Por ello, la importancia del estudio de la relación entre la Tierra y el Sol es de gran importancia y ha despertado desde hace años el interés de los geofísicos.

Entre 1957 y 1958, durante el Año Geofísico Internacional (AGI), la comunidad científica desarrolló estudios y observaciones tendientes a comprender procesos atmosféricos y oceánicos de nuestro planeta. Al cumplirse 50 años, la comunidad científica preparó cuatro grandes actividades relacionadas con las Ciencias de la Tierra para celebrarlos. Hablamos del Año Heliofísico Internacional (AHI), el Año Internacional Polar (AIP), el Año Geofísico Electrónico (AGE) y el Año Internacional del Planeta Tierra (AIPT).

2.2. Los precursores años polares

El AGI del 57 tuvo como precursores a las campañas científicas previas realizadas para estudiar las zonas polares. En 1875 la academia de ciencias de Viena “ Carl Weyprecht ” sugirió un estudio coordinado de la región polar norte que dio lugar a la realización del primer Año Polar Internacional

en 1882. Este esfuerzo científico empezó el 1 de Agosto de ese año y terminó el 1 de Septiembre del 1883. En este período hubo observaciones de la meteorología y el magnetismo polar y estudios sinópticos de geomagnetismo, auroras, electricidad atmosférica y meteorología, usando un formato común de datos para registrar los resultados.

En 1932, a 50 años después del primer AIP, se planeó el segundo con metas más ambiciosas, a pesar de la depresión económica de la época. La red de estaciones en el Ártico y la Antártica realizó observaciones meteorológicas y magnéticas polares que ayudaron mucho a nuestro actual conocimiento y entendimiento de la meteorología y el campo magnético polar.

2.3. El año Geofísico Internacional de 1957

De julio del 57 a diciembre del 58 se celebró el AGI con el objetivo principal de conocer más sobre el fluido que envuelve a la Tierra; es decir, la atmósfera y los océanos, a todas las alturas y profundidades. Esto demandó observaciones coordinadas entre miles de científicos de 67 países, involucrados en este gran esfuerzo. Esto fue posible debido a que en la década de 1950 la ciencia había hecho importantes avances tecnológicos y desarrollado herramientas de investigación que proporcionaron a los científicos oportunidades de investigación sin precedentes tales como los registradores de rayos cósmicos, espectroscopios y globos sondas con los que se pudo observar la alta atmósfera en forma detallada. Por otra parte, el desarrollo de las computadoras electrónicas facilitó el análisis de gran cantidad de datos; y los cohetes, el más importante desarrollo tecnológico de esos años, posibilitaron la exploración del espacio. Algunas innovaciones del AGI de 1957 fueron: una red de estaciones polares, cámaras de cielo, satélites científicos y centros de datos mundiales. Los principales descubrimientos fueron las tormentas de las auroras a partir de los datos de las cámaras de cielo y las bandas de radiación Van Allen, a partir de los datos de los satélites. En la celebración del 50 aniversario del AGI, las metas de estudio se han extendido más allá de nuestro planeta, específicamente a la atmósfera del Sol y su influencia en la Tierra. Por ello, por primera vez y como una de las actividades conmemorativas se celebró el Año Heliofísico Internacional. Entre los objetivos científicos están el lograr avances para entender los procesos heliofísicos que gobiernan al Sol, la Tierra y la Heliosfera y demostrar al mundo la relevancia de la

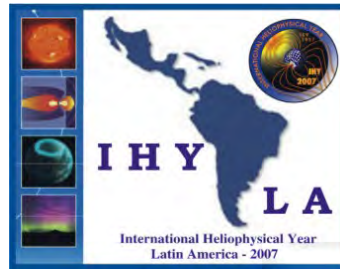


Figura 2.1: Año Heliofísico Internacional: AHI 2007

ciencia Espacio-Tierra.

Para lograr estos objetivos, diversos instrumentos de observación solar, directa e indirecta, realizan las observaciones respectivas; otros tantos están siendo instalados para complementar esta gran campaña de observación y estudio de la física de nuestro Astro rey. Este gran esfuerzo científico cuenta con coordinadores en las diversas regiones del mundo. En la región de América Latina y el Caribe, conformada por Argentina, Brasil, México, Puerto Rico y Perú, coordinan los doctores Cristina Mandrini, de la Universidad de Buenos Aires, Argentina y Jean-Pierre Raulin de la Universidad Mackenzie de Sao Paulo, Brasil.

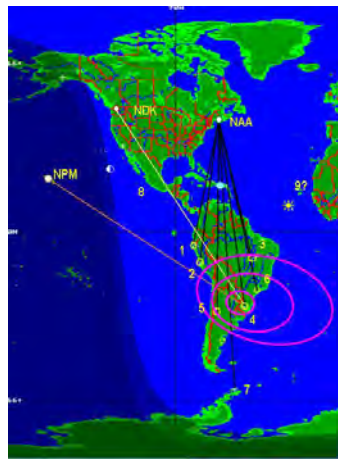


Figura 2.2: Red Sudamericana de Receptores

Capítulo 3

La actividad solar y la ionosfera

3.1. Actividad solar

El Sol experimenta un complejo ciclo de actividad de 11 años, que virtualmente afecta a todos los fenómenos, los cambios asociados a esta actividad afecta no solo al Sol, sino también a la Tierra.

Manchas solares. Las manchas solares varían en tamaño, hay algunas que poseen un tamaño minúsculo, apenas visibles con un gran telescopio, otras sin embargo son enormes, de 40000 o más kilómetros de diámetro. Hay manchas que duran menos de un día, otras duran varias rotaciones del Sol, el tiempo promedio de vida es de 3 o 4 semanas. La figura 3.1 es una fotografía de una mancha solar típica, se ve el núcleo oscuro o *umbra* y el borde oscuro que lo circunda, conocido también como *penumbra*.

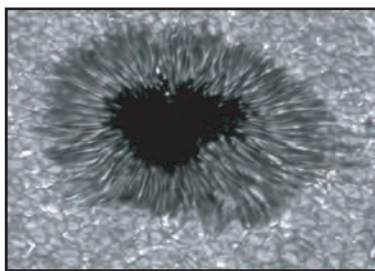


Figura 3.1: Superficie de la fotosfera, en ella se puede observar una mancha solar y su borde

La mancha aparece como una depresión profunda en la fotosfera. En un espectrógrafo los corrimientos doppler de las líneas espectrales muestran que los gases fluyen radialmente hacia afuera desde el centro de la mancha. Las teorías sobre su origen, dicen que los gases brotan desde debajo de la superficie solar al centro de la mancha y desde ahí se esparcen hacia afuera. Al subir las moléculas de gas, adquieren energía potencial a costa de su energía cinética original y como consecuencia el gas se enfría. La mancha es más fría que la fotosfera circundante, su temperatura es $1,500^{\circ}K$ menos que esta. Por ser más fría radia solamente una fracción de la luz irradiada por el resto de la superficie solar, por consiguiente se ve oscura.

Desde épocas remotas se han observado manchas a simple vista, pero, las fluctuaciones en el número de manchas fueron detectada con las primeras observaciones con telescopios, y la naturaleza periódica de la variación fue encontrada hasta 1843 por el alemán Heinrich Schawabe, a tal periodicidad se le llamó *ciclo de las manchas solares*, el período es de 11 años. La figura 3.2, es una gráfica del número medio anual de manchas solares registrados.

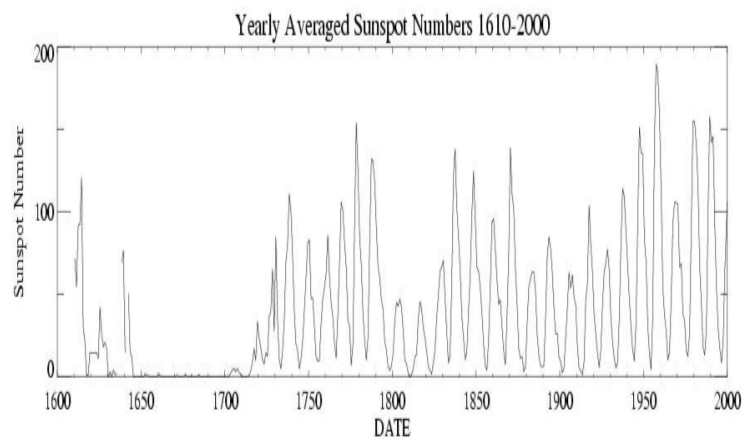


Figura 3.2: **Número medio de manchas por año**

Fáculas y Flóculos. Las manchas solares son los fenómenos más visibles de cambios radicales en el Sol, se forman en áreas perturbadas del Sol conocidas como *regiones activas*. El nacimiento de una región activa se caracteriza por la aparición de placas brillantes en la fotosfera y en la cromosfera antes de que sea visible una mancha.

Las fáculas son manchas brillantes en la fotosfera (ver figura 3.3), se pueden

ver con luz blanca con un telescopio ordinario, su temperatura y densidad es mayor que su entorno se suelen observar cerca del borde del disco solar. Los

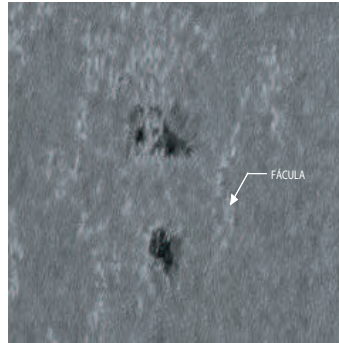


Figura 3.3: **Fácula en la fotosfera solar**

flóculos son fulguraciones cromosféricas superficiales, captadas solamente en luz monocromática. Una imagen de ellos se muestra en la figura 3.4.

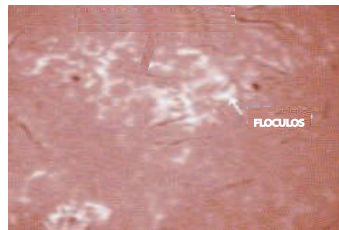


Figura 3.4: **Flóculo cromosférico**

3.2. La ionosfera

La ionosfera o ionósfera es la parte de la atmósfera terrestre ionizada permanentemente debido a la fotoionización que provoca la radiación solar. Se sitúa entre la mesosfera y la exosfera, y en promedio se extiende aproximadamente entre los 85 km y los 700 km de altitud, aunque los límites inferior

y superior varían según diferentes autores y se quedan en 80-90 y 600-800 km respectivamente. Por otra parte, algunos consideran que la alta ionosfera constituye el límite inferior de la magnetosfera, traslapándose ligeramente ambas capas (entre los 500 y 600-800km). La ionosfera también se conoce como termosfera por las elevadas temperaturas que se alcanzan en ella debido a que los gases están en general ionizados. Si el sol está activo, las temperaturas en la termosfera pueden llegar a $1,500^{\circ}\text{C}$; sin embargo, estas elevadas temperaturas no se corresponden con la sensación de calor que tendríamos en la troposfera porque en la termosfera la densidad es muchísimo más baja. Los gases aparecen ionizados porque esta capa absorbe las radiaciones solares de menor longitud de onda (rayos gamma y rayos X) que son altamente energéticos.

Entre las propiedades de la ionosfera, encontramos que esta capa contribuye esencialmente en la reflexión de las ondas de radio emitidas desde la superficie terrestre posibilitando que éstas puedan viajar grandes distancias sobre la Tierra, gracias a las partículas ionizadas (cargadas de electricidad) presentes en esta capa. Además, en esta capa se desintegran la mayoría de meteoroides, a una altura entre 80 y 110 km, debido al rozamiento con el aire y dan lugar a meteoros o estrellas fugaces. Pero las estrellas fugaces no son el único fenómeno luminoso que ocurre en esta capa. En las regiones polares las partículas cargadas portadas por el viento solar son atrapadas por el campo magnético terrestre incidiendo sobre la parte superior de la ionosfera y dando lugar a la formación de auroras.

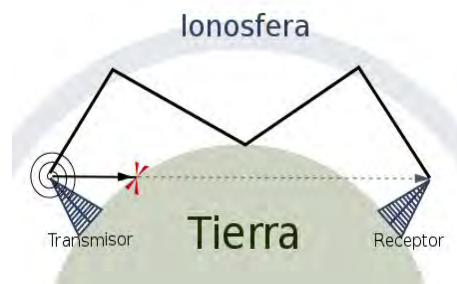


Figura 3.5: Esquema de la propagación por onda corta mediante rebotes sucesivos ionosfera-tierra, que permite sobrepasar el horizonte

3.2.1. Definición como capa

Existe una diferencia entre los criterios seguidos para designar una capa como termosfera o ionosfera, por lo que se trata de dos entidades físicas a priori diferentes. Mientras que la designación de termosfera se basa simplemente en el perfil de temperaturas vertical, el criterio para designar la ionosfera hace referencia a la presencia destacable de iones y por lo tanto entra en relación con la propagación de ondas de radio. Sin embargo, los límites obtenidos con ambos criterios son muy difusos y además coinciden entre sí. De hecho, según algunos autores la ionosfera estaría contenida en la termosfera, mientras que según otros, sería al contrario y la termosfera se contendría en la ionosfera, y sin embargo los intervalos de ambas capas son aproximadamente coincidentes en todos los casos.

A pesar de ello, existe una pequeña diferencia insalvable entre el criterio de la ionización y el de la temperatura, y es que debido a la influencia magnética solar, las propiedades iónicas de la atmósfera cambian más bruscamente con el ciclo diario que el perfil de temperaturas vertical, que se mantiene aproximadamente constante. Por ese motivo, los límites asociados a la ionosfera son todavía más variables que los de la termosfera. De hecho, el límite inferior de la ionosfera es muy variable: mientras que por la noche se encuentra en la capa E, a unos 110 km, durante el día aparece una capa D, alrededor de los 60 km.

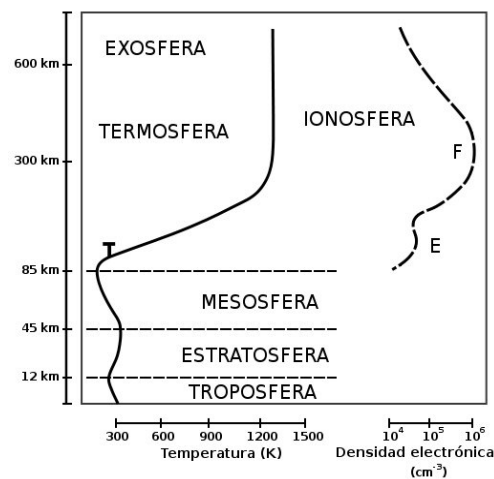


Figura 3.6: Comparación entre el perfil de temperatura y la concentración de electrones en función de la altura

3.2.2. Composición

En la ionosfera, los gases atmosféricos son tan tenues que es posible encontrar electrones libres e iones positivos. La ionosfera posee por lo tanto propiedades de un gas tenue y de un plasma. La masa total de la ionosfera es inferior a un 0.1 % de la masa de la atmósfera. Las cargas se separan por la acción de las radiaciones de alta energía provenientes del sol. En las capas tenues de la ionosfera los tiempos de recombinación de los iones son superiores al periodo día noche por lo que la ionosfera retiene gran parte de sus propiedades incluso en las regiones no iluminadas del planeta. Dependiendo del grado de ionización de cada nivel de altura pueden encontrarse picos de ionización en capas denominadas “D”, “E”, “F1” y “F2”. Dado que el grado de ionización es producido directamente por la acción solar una actividad anómala del sol puede alterar las propiedades de la ionosfera y su capacidad de reflejar las ondas de radio terrestre alterando las comunicaciones en la Tierra. La estructura de la ionosfera viene marcada por el gradiente de la densidad electrónica.

Así tenemos las siguientes capas:

60 km: capa D. Sólo aparece durante el día y es sumamente absorbente para frecuencias por debajo de unos 10 MHz, protegiendo la superficie terrestre de gran parte de la radiación espacial.

80-110 km: capa E o capa de Kennelly-Heaviside (o capa de Heaviside).

180-600 km: capas F o capas de Appleton. Las capas F se elevan por la noche por lo que cambian sus propiedades de reflexión.

180-300 km: capa F1. Esta capa sufre una fluctuación diaria mayor que la F2, por lo que llega a mezclarse con ésta.

300-600 km: capa F2. Es la capa más alta de la ionosfera.

3.2.3. Características

La ionosfera es un sistema dinámico, en constante cambio, gobernado por múltiples parámetros, de los cuales tienen una influencia destacable todas las variaciones que se producen en la atmósfera, como:

- La variación de las condiciones meteorológicas.
- Las emisiones electromagnéticas.

- Las variaciones que se producen en el campo magnético terrestre.

Por lo tanto se puede considerar a la ionosfera como un monitor de gran precisión de los cambios atmosféricos. De hecho se han realizado numerosos estudios para, por ejemplo, medir las variaciones ionosféricas y emplearlas para predecir los terremotos que se producirán en la tierra. Un caso real de aplicación de estas medidas fue el terremoto de mayo de 1960 en Chile, donde se detectó en la ionosfera, con 6 días de antelación, un aumento en la generación de Emisiones Electromagnéticas (EMEs). El método más preciso actualmente para medir esas variaciones ionosféricas son los ionogramas.

Capítulo 4

Conceptos básicos

4.1. El espectro electromagnético

Las ondas electromagnéticas son señales que oscilan, (ver figura 4.1); esto es, las amplitudes de los campos eléctrico y magnético varían a una razón específica. Las intensidades de campo fluctúan hacia arriba y hacia abajo y las polaridades se invierten un número dado de veces por segundo. Las ondas electromagnéticas varían senoidalmente. Su frecuencia se mide en ciclos

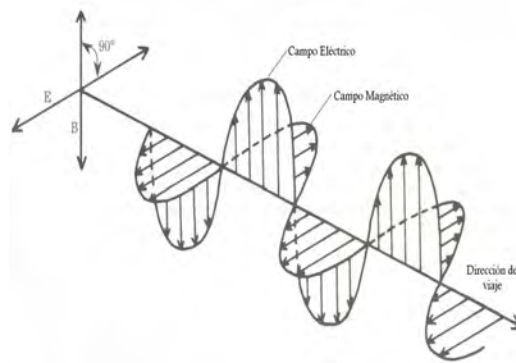


Figura 4.1: **Comportamiento de una Onda Electromagnética**

por segundo o hertz [Hz]. Estas oscilaciones pueden ocurrir a muy bajas frecuencias o a frecuencias extremadamente altas. El intervalo de señales electromagnéticas que comprende a todas las frecuencias se llama *espectro electromagnético*. Todas las señales que radian al espacio libre, caen dentro

del espectro electromagnético. No quedan incluidas las señales conducidas por cables. Éstas pueden compartir las mismas frecuencias que señales similares en el espectro, pero no son señales de radio. La figura 4.2 muestra el espectro electromagnético completo, en función tanto de la frecuencia como de las longitudes de onda. En los intervalos centrales se encuentran las frecuencias que más se utilizan para comunicaciones en ambos sentidos, por la televisión y por otras aplicaciones. En la parte superior del espectro están las ondas infrarrojas y la luz visible.

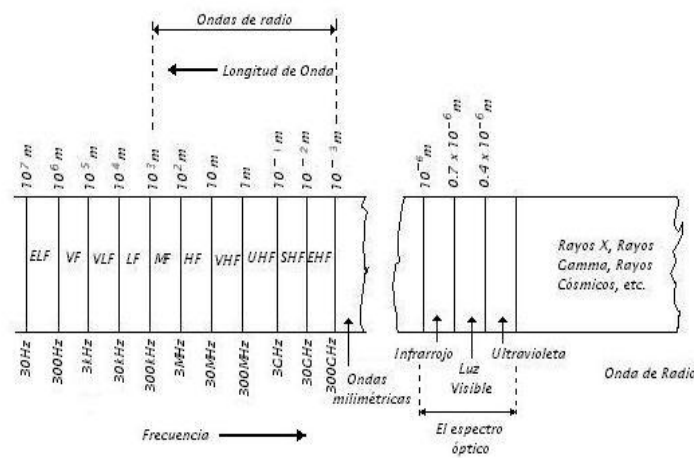


Figura 4.2: Se muestra un listado de los segmentos reconocidos en general en el espectro utilizado para las comunicaciones electromagnéticas

Los parámetros que definen a una onda son:

La longitud de onda (λ): que es la distancia entre los dos máximos consecutivos de la onda. Se mide en metros o cualquiera de sus submúltiplos o múltiplos. La frecuencia (ν): se define como el número de máximos que pasan por un punto en un tiempo determinado. Sus unidades son los Hertz [Hz], que equivalen a un ciclo por segundo. La amplitud (A): es la distancia que hay entre el punto de inflexión mínimo de la onda y el máximo. Debido a que la velocidad de la luz en el vacío (3×10^8) metros por segundo, es constante e igual a c, existe una relación directa entre la frecuencia y la longitud de onda, que está dada por:

$$\nu = \frac{c}{\lambda} \tag{4.1}$$

Otra característica importante de las ondas electromagnéticas es que transportan energía. La energía de una onda electromagnética está directamente relacionada con su frecuencia, de forma que $E = h\nu$, y utilizando la ecuación 2.1 tenemos que

$$E = \frac{hc}{\lambda}, \quad (4.2)$$

donde h es la constante de Planck cuyo valor es $h = 6.63 \times 10^{-34}$ J x segundo. De esta forma tendremos que las ondas con una frecuencia alta serán muy energéticas, mientras que las de baja frecuencia transportarán menos energía.

4.2. Propagación de las ondas de radio

Una vez enviada una señal de radio por una antena, aquella viaja o se propaga a través del espacio y al final alcanza otra antena. El nivel de energía de la señal decrece muy rápido con la distancia desde la antena transmisora. La onda electromagnética también se ve afectada por objetos que encuentra en su camino, como árboles, edificios y otras estructuras grandes. Además, la trayectoria que toma una señal electromagnética hasta una antena receptora depende de factores como la frecuencia de la señal, las condiciones atmosféricas y la hora del día. Todos estos factores pueden considerarse para predecir la propagación de las ondas de radio desde el transmisor hasta el receptor.

4.3. Características ópticas de las ondas de radio

Las Ondas de radio actúan de manera similar a las ondas de luz. Éstas suelen ser reflejadas, refractadas, difractadas y enfocadas por otros objetos. La acción de enfocar las ondas por medio de antenas, para hacerlas más concentradas en la dirección deseada, se compara a enfocar las ondas de luz en un haz más angosto. Por lo tanto, entender la naturaleza óptica de las ondas de radio da una mejor idea de cómo se propagan a través de grandes distancias.

4.4. Reflexión

Las ondas de luz se reflejan por un espejo. Cualquier superficie conductora se aprecia como un espejo por las ondas de radio y, por lo tanto, las ondas de radio se reflejan por cualquier superficie conductora que encuentren en su trayectoria de propagación. Todos los objetos metálicos reflejan las ondas de radio, en especial si el tamaño del objeto metálico es por lo menos de media longitud de onda. Cualquier objeto metálico en una trayectoria de transmisión, por ejemplo, un edificio de departamentos, torres de agua, automóviles, aviones y aún líneas de energía eléctrica, causan algunas reflexiones. La reflexión también la producen otras superficies parcialmente conductoras como la tierra y cuerpos de agua. Al incidir una onda plana sobre

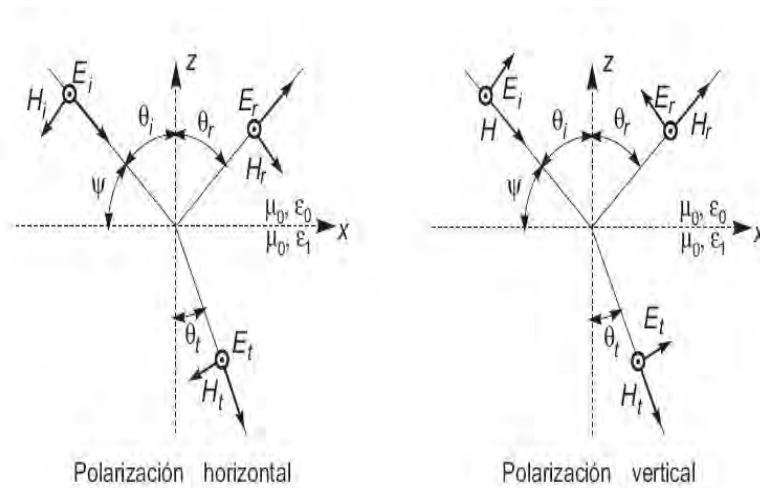


Figura 4.3: **Incidencia de una onda plana en un medio dieléctrico**

un dieléctrico se genera una onda transmitida al medio dieléctrico y una onda reflejada. Atendiendo a la figura 4.3 se pueden distinguir dos situaciones en función de la polarización de la onda incidente: horizontal o campo eléctrico paralelo a la superficie de separación entre dieléctricos, y polarización vertical con el vector de campo eléctrico contenido en el plano formado por la dirección de incidencia y la normal a la superficie de separación. Nótese que en este último caso la polarización de la onda incidente no es realmente vertical, salvo si la incidencia de la onda es rasante. Las relaciones de continuidad de las componentes tangenciales del campo eléctrico y del magnético permiten

obtener el coeficiente de reflexión para ambas situaciones. Para el caso de polarización horizontal, en la superficie de separación de los medios dieléctricos se cumple que

$$E_i e^{-jk_1 \text{sen} \theta_i x} + E_r e^{-jk_1 \text{sen} \theta_r x} = E_t e^{-jk_2 \text{sen} \theta_t x}, \quad (4.3)$$

donde E_r es la magnitud del campo eléctrico reflejado, E_i es la magnitud del campo eléctrico incidente, E_t es la magnitud del campo eléctrico refractado.

$$-H_i \cos \theta_i e^{-jk_1 \text{sen} \theta_i x} + H_r \cos \theta_r e^{-jk_1 \text{sen} \theta_r x} = -H_t \cos \theta_t e^{-jk_2 \text{sen} \theta_t x}, \quad (4.4)$$

en donde H_i es la magnitud del campo magnético incidente, H_r es la magnitud del campo magnético reflejado, H_t es la magnitud del campo magnético refractado; k_1 y k_2 son las constantes de propagación en el medio 1 y 2 respectivamente. Para la polarización vertical se obtiene una expresión análoga. La reflexión de la onda de radio sigue los principios de la reflexión de onda de luz, esto es, el ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia como se ilustra en la figura 4.3. El ángulo de incidencia (θ_i) es el ángulo formado entre la línea de llegada de la onda y una línea perpendicular a la superficie reflectora. Por otra parte, el ángulo de reflexión (θ_r) es el ángulo entre la onda reflejada y la línea perpendicular.

4.5. Refracción

Este fenómeno representa el doblez de una onda debido a la composición física del medio a través por el cual pasa la onda. La velocidad de la onda de radio, es igual a la velocidad de la luz en el espacio libre, esto es, en el vacío o en el aire. Cuando la luz pasa a través de otro medio, como agua o vidrio, se retrasa. El retraso al entrar o salir la luz en un medio diferente provoca que las ondas de luz se doblen. Lo mismo le ocurre a las ondas de radio. A medida que una onda de radio viaja a través del espacio libre, se encuentra con aire de diferentes densidades, la densidad depende del grado de ionización (causado por la pérdida o ganancia global de electrones). Este cambio de la densidad de aire causa que la onda se doble. El grado de doblez depende del índice de refracción de un medio (η), el cual se obtiene al dividir la velocidad de onda de luz o de radio en el vacío y la velocidad de la onda de luz o de radio en el medio, entre la onda de radio. Como la velocidad de la onda en el vacío es casi la misma que la velocidad de la onda en el aire, el

índice de refracción del aire es muy cercano a 1.

En la figura 4.4 muestra cómo se refracta una onda. La onda incidente de un transmisor viaja a través del aire, donde encuentra una región de aire ionizado que causa que la velocidad de propagación se reduzca. Dicha onda tiene un ángulo de θ_1 a una perpendicular en la línea de frontera entre el aire y el aire ionizado. La onda refractada pasa a través del aire ionizado; sin embargo ahora toma una dirección diferente, la cual tiene un ángulo θ_2 con respecto a la perpendicular. La relación entre los ángulos y los índices de

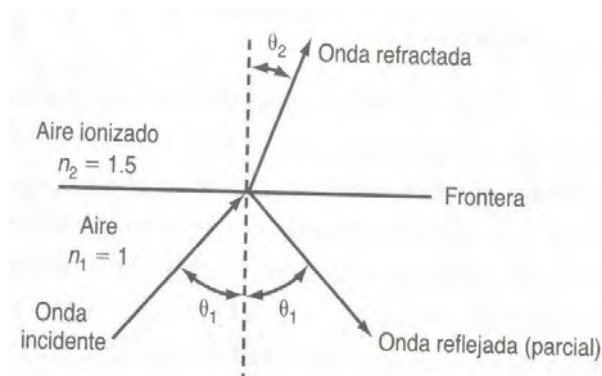


Figura 4.4: Se muestra la refracción de una onda de radio al pasar de un medio a otro

refracción esta dada por la fórmula llamada *ley de Snell*

$$\eta_1 \text{sen} \theta_1 = \eta_2 \text{sen} \theta_2, \quad (4.5)$$

donde η_1 es el índice de refracción del medio inicial, η_2 índice de refracción del medio al cual pasa la onda, θ_1 el ángulo de incidencia y θ_2 el ángulo de refracción.

4.6. Efecto de la ionosfera

El 12 de diciembre de 1901, Marconi consiguió realizar de forma satisfactoria la primera comunicación radiotelegráfica transatlántica cubriendo una distancia de 3.000 km entre Gales y Terranova, en el extremo oriental de Canadá. Unos años antes, Hertz había comprobado experimentalmente la existencia de ondas electromagnéticas, cuya naturaleza era similar a la de la

luz. Por este motivo el éxito de Marconi resultaba inexplicable considerando que las ondas electromagnéticas deben propagarse según trayectos rectilíneos y que la esfericidad de la tierra impedía la visibilidad directa. De hecho el éxito inicial de Marconi fue recibido con cierto escepticismo por la comunidad científica, que en parte dudaba de su veracidad. En el año 1902 otros experimentos realizados por Marconi pusieron de relieve que las comunicaciones a grandes distancias sufrían fuertes variaciones según se realizasen durante el día o la noche. Así, experimentos de recepción a bordo de un barco desde una estación en tierra mostraron que a distancias superiores a 1,000 km las comunicaciones fallaban totalmente durante el día, mientras que durante la noche era posible la recepción a distancias superiores a los 3,000 km. Marconi estaba más interesado en las posibilidades de explotación comercial de las comunicaciones radiotelegráficas a grandes distancias que en la explicación de los fenómenos responsables de estas comunicaciones, por lo que concentró su actividad en la aplicación práctica de estos hechos más que en la justificación teórica de los mismos.

En el mismo año 1902, Kennelly y Heaviside, de forma independiente, postularon la existencia de una capa ionizada en la parte alta de la atmósfera como la responsable de la reflexión de las ondas electromagnéticas, explicando de esta forma el mecanismo de propagación a grandes distancias. El primer experimento para realizar mediciones directas de la ionosfera lo llevaron a cabo Appleton y Barnett en Londres, en 1925. Consistía en emitir una señal de onda continua de fase variable con el tiempo. En un receptor próximo se recibía la interferencia entre la onda directa y la reflejada. A partir de la formación de interferencias constructivas y destructivas les fue posible determinar la altura de la capa ionizada. A esta capa la llamaron capa eléctrica, o abreviadamente capa E. Estudios posteriores revelaron la existencia de capas inferiores y superiores a la capa E, a las que manteniendo el orden alfabético se las denominó D y F respectivamente. Investigaciones más profundas demostraron que la ionosfera no es un medio estratificado, sino que presenta variaciones continuas de la densidad de ionización en función de la altura. Por razones históricas se mantiene la nomenclatura de capas D, E y F para designar cada una de las regiones de la ionosfera de altitud creciente. Bajo ciertas condiciones la capa F se desdobra en dos, las capas F1 y F2. La causa primordial de ionización de la ionosfera es la radiación solar en la región del espectro de los rayos X y ultravioleta. También contribuyen a la ionización la incidencia de partículas cargadas (protones y electrones) de origen solar

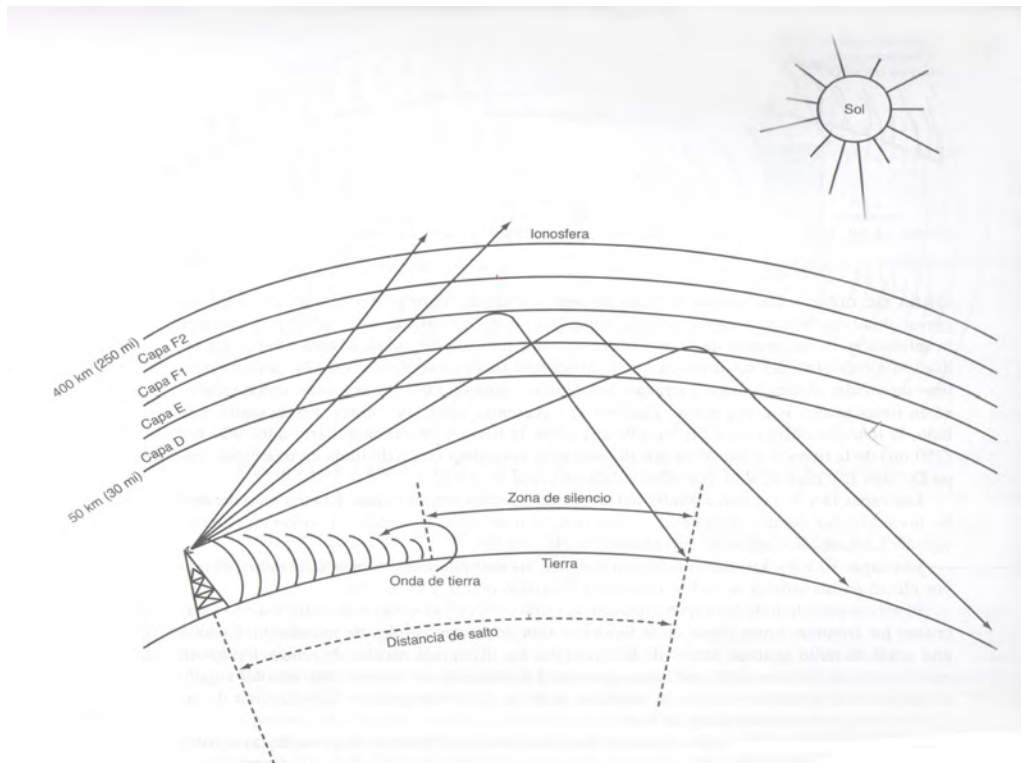


Figura 4.5: **Diferentes capas de la Ionosfera**

y los rayos cósmicos galácticos. La creación de iones depende de la energía de las radiaciones y de la densidad de moléculas. Para alturas elevadas la energía de la radiación incidente es elevada pero la densidad de moléculas es baja, mientras que a alturas más bajas la densidad de moléculas es alta pero la energía de las radiaciones ha sido absorbida en gran parte, de modo que la densidad de ionización máxima se produce en un punto intermedio. La densidad de ionización existente es el resultado de un equilibrio dinámico entre la ionización y la desionización producida principalmente por la colisión entre iones.

Dado que la causa principal de ionización es la actividad solar, el comportamiento de la ionosfera está muy influido por los ciclos solares observados desde la tierra. Los periodos de estos ciclos son: diurno, anual y de once años. Este último está asociado a los periodos de aparición de las manchas solares. En la figura 4.6 se muestra la densidad de ionización típica de la ionosfera en función de la altura para el día y la noche. La capa inferior D se extiende

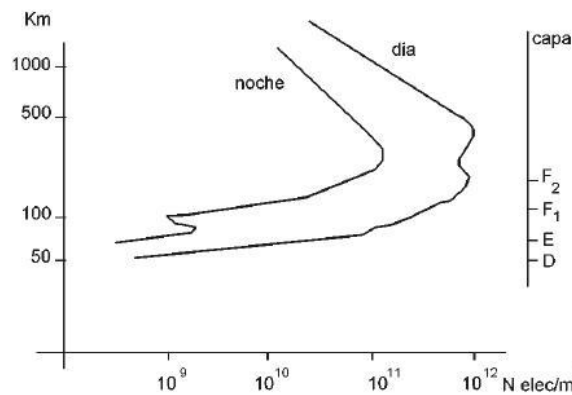


Figura 4.6: **Densidad de ionización típica de la ionosfera**

entre los 50 y 90 km de altura. Su densidad de ionización aumenta rápidamente con la altura y presenta grandes variaciones entre el día y la noche. De hecho, por la noche prácticamente desaparece, por lo que habitualmente se considera que la capa D es una capa diurna. La capa E es la zona intermedia comprendida entre los 90 y 130 km de altura. Su comportamiento está muy ligado a los ciclos solares. A pesar de presentar grandes variaciones de ionización conserva un nivel apreciable durante la noche. Alcanza el máximo de ionización durante el mediodía en los meses de verano con niveles en torno a los 10^{11} *electrones/m*³. En ciertas ocasiones aparece una ionización anómala en la capa E que se denomina capa E esporádica (E_s). En zonas templadas la capa E_s es bastante frecuente en verano, y alcanza densidades iónicas varias veces superior a la capa E circundante. La capa F se extiende hacia arriba a partir de los 130 km de altitud. Debido al distinto comportamiento de la parte inferior y superior de la capa, ésta se subdivide en capa F1 entre los 130 y 210 km y F2 a partir de los 210 km. La capa F1 desaparece durante la noche mientras que la capa F2 mantiene niveles de ionización relativamente constantes entre el día y la noche. Este comportamiento se explica por la poca densidad de moléculas en las capas altas de la atmósfera, lo que dificulta la recombinación por colisiones y por fenómenos dinámicos de difusión de iones desde capas inferiores.

4.7. Propagación en un medio ionizado

La propagación de ondas electromagnéticas en la ionosfera se puede modelar a partir de la propagación en plasmas. Un plasma es una región de espacio, con la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética del vacío, que contiene electrones libres. Un modelo simplificado es el de plasma frío, en el que se desprecia el movimiento de los electrones por causas térmicas. Un análisis más acorde con la realidad debe considerar la presencia de un campo magnético estático, de la misma manera que en la ionosfera existe el campo magnético terrestre. Considérense en primer lugar las fuerzas a las que se encuentra sometido un electrón inmerso en el campo electromagnético de una onda plana. Éste experimentará una fuerza debida al campo eléctrico y otra al campo magnético dadas por

$$|\vec{F}_e| = e|\vec{E}| = eE, \quad (4.6)$$

$$|\vec{F}_m| = e|\vec{v} \times \vec{B}| = e\nu B \text{sen}\theta = e\nu \frac{\mu}{\eta} E \text{sen}\theta = \frac{\nu}{c} |\vec{F}_e| \text{sen}\theta, \quad (4.7)$$

donde e es la carga del electrón, ν su velocidad y c la velocidad de la luz. Nótese que la fuerza experimentada por el electrón debida al campo magnético de la onda plana es despreciable frente a la fuerza producida por el campo eléctrico, cuando la velocidad del electrón es mucho menor que la de la luz. La ecuación del movimiento de un electrón en un plasma frío, en el que se propaga una onda plana y existe un campo magnético estático \vec{H}_0 está dada por

$$m \frac{d\vec{v}}{dt} = -e\vec{E} - \nu m \vec{v} - e\mu_0 \vec{v} \times \vec{H}_0, \quad (4.8)$$

donde se ha considerado también un término de pérdidas por colisión entre electrones y donde ν es la frecuencia de colisiones. La presencia del campo magnético estático dificulta el análisis, por lo que en los desarrollos que siguen se va a omitir, si bien esto no significa que el efecto del campo magnético terrestre sobre la propagación ionosférica sea despreciable. Suponiendo variaciones armónicas de la forma $e^{j\omega t}$, de la expresión anterior se deduce que

$$\vec{v} = \frac{-e\vec{E}}{m(\nu + j\omega)}. \quad (4.9)$$

Si existe una densidad de N electrones/ m^3

$$\vec{J} = -Ne\vec{v} = \frac{Ne^2}{m(v + j\omega)}\vec{E}, \quad (4.10)$$

se creará una densidad de corriente (J), asociada al movimiento de los electrones, y a partir de las ecuaciones de Maxwell (4.11)

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} \\ \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \cdot \vec{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \vec{B} &= 0, \end{aligned} \quad (4.11)$$

donde \vec{H} es el vector de campo magnético, \vec{E} es vector de campo eléctrico, \vec{D} es el vector de flujo eléctrico, \vec{B} es el vector de flujo magnético, ρ la densidad de carga de un volumen, siendo ϵ y μ la permitividad y la permeabilidad del medio respectivamente.

Se obtiene lo siguiente:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon_0\vec{E} = j\omega\epsilon_0 \left[1 + \frac{Ne^2}{j\omega\epsilon_0 m(j\omega + v)} \right] \vec{E} = j\omega\epsilon_0\epsilon^*\vec{E}, \quad (4.12)$$

es posible definir la permitividad eléctrica relativa (ϵ^*) y la conductividad del plasma (σ)

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\frac{\sigma}{\epsilon_0\omega}, \quad (4.13)$$

con

$$\epsilon' = 1 - \frac{Ne^2}{m\epsilon_0(v^2 + \omega^2)}, \quad (4.14)$$

y

$$\sigma = \frac{Ne^2v}{m(v^2 + \omega^2)}. \quad (4.15)$$

En ausencia de colisiones entre iones ($v = 0$) las expresiones anteriores pueden escribirse como

$$\begin{aligned} \epsilon' &= 1 - \frac{Ne^2}{m\epsilon_0\omega^2} = 1 - \frac{f_p^2}{f^2} \\ \sigma &= 0, \end{aligned} \quad (4.16)$$

donde se ha introducido la frecuencia de resonancia del plasma f_p , también llamada frecuencia crítica

$$f_p^2 = \left(\frac{\omega_p}{2\pi}\right)^2 = \frac{Ne^2}{(2\pi)^2 m \varepsilon_0}, \quad (4.17)$$

Al sustituir las constantes por su valor se obtiene que

$$f_p = 9\sqrt{N}[Hz], \quad (4.18)$$

con la densidad de ionización en electrones por m^3 . Una onda plana propagándose por la ionosfera tiene una constante de fase

$$\beta = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon'}.$$

En el caso que la frecuencia sea inferior a la frecuencia de resonancia, la constante de fase será imaginaria y la onda se atenuará de forma exponencial con la distancia; por el contrario, si la frecuencia es superior a f_p , la constante de fase es real. En este último caso la permitividad relativa es inferior a la unidad y por tanto la velocidad de fase es superior a la de la luz.

$$\nu_{fase} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon'}}. \quad (4.19)$$

La velocidad de grupo es

$$\nu_{grupo} = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{\nu_{fase}}{1 - \frac{\omega}{\nu_{fase}} \frac{d\nu_{fase}}{d\omega}} = \frac{c^2}{\nu_{fase}} = c\sqrt{\varepsilon'}. \quad (4.20)$$

Nótese que en este caso la velocidad de propagación es función de la frecuencia y, por tanto, la ionosfera constituye un medio dispersivo. Si se considera la existencia de colisiones en la ionosfera, la constante dieléctrica ε^* tiene una parte imaginaria no nula, por lo que el medio presentará atenuación. En este caso la constante de propagación compleja puede escribirse como

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon_0 \left[\varepsilon' - j\frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega} \right]}, \quad (4.21)$$

donde α y β se refieren a la constante de atenuación y la constante de fase respectivamente. Bajo la hipótesis de buen dieléctrico se tiene

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega} \ll \varepsilon', \quad (4.22)$$

se obtiene que

$$\alpha = 60\pi \frac{\sigma}{\sqrt{\epsilon'}} [N\text{eper}/m] \quad (4.23)$$

El término neper fue seleccionado (por alguien que no supo deletrear) en honor al matemático escocés John Napier, quien fue el primero en proponer el uso de los logaritmos.[10, pág. 133] Suponiendo que el índice de refracción es próximo a la unidad y que la frecuencia de la onda es mucho mayor que la frecuencia de las colisiones ($\omega \gg \nu$) la atenuación puede escribirse como

$$\alpha = 1.16 \times 10^{-3} \frac{N\nu}{f^2} [dB/km] \quad (4.24)$$

La existencia de la ionosfera permite, tal como comprobó Marconi, las comunicaciones a grandes distancias. El efecto de la ionosfera es distinto para las diferentes bandas de frecuencias. A frecuencias bajas y muy bajas (bandas de LF y VLF) la ionosfera supone un cambio brusco en términos de λ del índice de refracción atmosférico. Esta variación abrupta produce una reflexión de la onda incidente en la parte baja de la ionosfera. Por lo tanto se puede considerar que la superficie de la tierra y la parte baja de la ionosfera forman una guía de ondas que favorece la propagación a grandes distancias en estas bandas de frecuencias (típicamente entre los 5,000 y 20,000 km). Dado que la onda no llega a penetrar en la ionosfera, este modo de propagación es relativamente insensible a las variaciones de la ionosfera.

Capítulo 5

Antenas y receptores

5.1. Antenas

5.1.1. Fundamentos

Las antenas son una clase de dispositivos llamados transductores. Éste término se deriva de dos palabras latinas “ cruzar ” o “ transferir ”. Es decir, un transductor es un dispositivo que transfiere o convierte energía de una forma a otra. El propósito de una antena transmisora es convertir corriente eléctrica de radio-frecuencia a ondas electromagnéticas, las cuales son radiadas en el espacio.

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La finalidad de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales. En general, cada aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía. Asimismo, para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor.

Existen, pues, dos misiones básicas de una antena: transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que debe soportar, frecuencia de trabajo y otros. Ahora, miremos más de cerca ese transductor especial. Cuando es alimentado por un transmisor con la corriente RF (generalmente a través de una línea de transmisión), la antena envía las ondas electromagnéticas, que se propagan a través del espacio. Esto es similar a la manera que las ondas acústicas son propagadas a través del aire por un altavoz. En la ciudad vecina, o quizás en un continente distante, un transductor similar (es decir, una antena de recepción) intercepta algunas de estas ondas electromagnéticas y las convierte en la corriente eléctrica para que un receptor amplifique y detecte.

Así como un altavoz puede actuar como micrófono, una antena de radio también sigue el principio de reciprocidad. Es decir una antena puede transmitir tan bien así como recibir las señales. Sin embargo, a diferencia del altavoz, una antena no requiere un medio, tal como aire, a través del cual irradia ondas electromagnéticas. Las ondas electromagnéticas se pueden propagar con el aire, el vacío del espacio exterior o el cercano-vacío de la ionosfera superior. Ésta es una característica de las ondas radio-electromagnéticas, que pueden propagarse sin un medio físico.

5.1.2. Parámetros de antenas en transmisión

Una antena formará parte de un sistema más amplio, de radiocomunicaciones o radar, por citar un ejemplo. Interesará, por lo tanto, caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permita evaluar el efecto sobre el sistema de una determinada antena, o bien especificar el comportamiento deseado de una antena para incluirla en ese sistema. A efectos de definición de los parámetros, conviene diferenciarlos inicialmente según se relacionen con transmisión o recepción; posteriormente, como consecuencia del teorema de reciprocidad, estableceremos la equivalencia entre ambas situaciones.

5.1.3. Impedancia

La antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena

y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, su atenuación y su longitud. El transmisor produce corrientes y campos que pueden ser medibles en puntos característicos de la antena.

A la entrada de la antena puede definirse la *impedancia de entrada* Z_e mediante relaciones tensión-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real $R_e(\omega)$ y una imaginaria $X_e(\omega)$, ambas dependientes en general de la frecuencia. Si Z_e no presenta una parte reactiva a una frecuencia, se dice que es una antena resonante. Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una *resistencia de radiación* (R_r), definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P = I^2 R_r,$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores, si bien en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una *resistencia de pérdidas* R_ω . La Resistencia de entrada es la suma de la radiación y pérdidas.

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{perdidas} = I^2 R_r + I^2 R_\omega. \quad (5.1)$$

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante. La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o *eficiencia de la antena* η_l , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\omega}. \quad (5.2)$$

5.1.4. Intensidad de radiación

Una de las características fundamentales de una antena es su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio. Será, por tanto, conveniente cuantificar este comportamiento con algún parámetro que nos permita establecer una comparación entre distintas antenas. Previamente debemos definir el marco de referencia donde está situada la antena que queremos caracterizar; para ello emplearemos un sistema de coordenadas que nos permita definir cómodamente una dirección del espacio. El sistema de coordenadas utilizado habitualmente en antenas es el esférico. Para especificar una dirección del espacio se utilizan los dos ángulos θ, ϕ . En este sistema de coordenadas se definen los vectores unitarios $\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$ que forman una base ortogonal, como se muestra en la figura 5.1. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje z . Como se ha visto la onda electromagnética radiada se

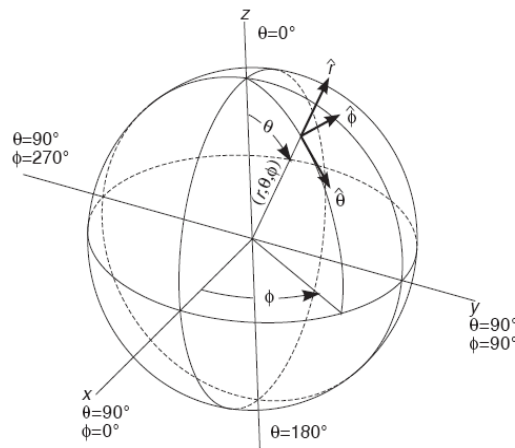


Figura 5.1: Sistema de coordenadas esférico

compone de un campo eléctrico $\vec{E}(V/m)$ y uno magnético $\vec{H}(A/m)$; ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell (4.11).

$$\vec{g}(\theta, \phi) = R_e(\vec{E} \times \vec{H}^*) W/m^2, \quad (5.3)$$

donde se ha supuesto para los campos una variación temporal armónica y los símbolos $*$, Re y X denotan el complejo conjugado, la parte real y el producto

vectorial respectivamente. Para los campos radiados, los módulos del campo eléctrico y del campo magnético están relacionados por la impedancia característica del medio η , que en el vacío vale $120\pi\Omega$. Por lo tanto, la *densidad de potencia radiada* también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico

$$\varrho(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta}, \quad (5.4)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena

$$P_r = \int \int_S \varrho(\vec{\theta}, \phi) \cdot d\vec{s}. \quad (5.5)$$

La *intensidad de radiación* es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son volts por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

5.1.5. Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) . Como el campo es una magnitud vectorial, habrá que determinar en cada punto de la esfera de radio constante el valor de dos componentes ortogonales, habitualmente según $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$.

Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico. La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

En determinadas circunstancias puede ser necesaria la representación gráfica de la fase de $E(\theta, \phi)$, además de la amplitud de las dos componentes. Dicha

representación se denomina “ diagrama de fase de la antenna ”. Al observar a gran distancia una antenna, se vería su radiación como si proviniera de un punto, es decir, los frentes de onda serían esféricos. A este punto, centro de curvatura de las superficies de fase constante, se le denomina el *centro de fase* de la antenna. El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva.

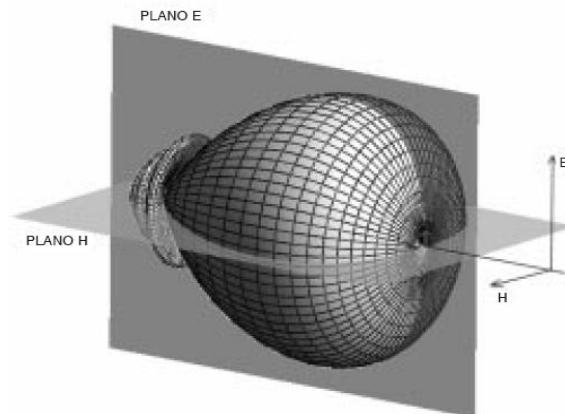


Figura 5.2: **Diagrama de radiación tridimensional**

La figura 5.2 muestra el diagrama tridimensional de una antenna y los planos E y H . Los niveles se expresan en decibeles respecto al máximo de radiación. Para antenas linealmente polarizadas se define el *plano E* como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el *plano H* es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antenna.

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés, y en muchos casos suficiente, representar un corte del diagrama. Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para ϕ constante) o los paralelos (cortes con θ constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los

planos principales. Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso, el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas. La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio. La figura 5.3 muestra ejemplos de ambas representaciones.

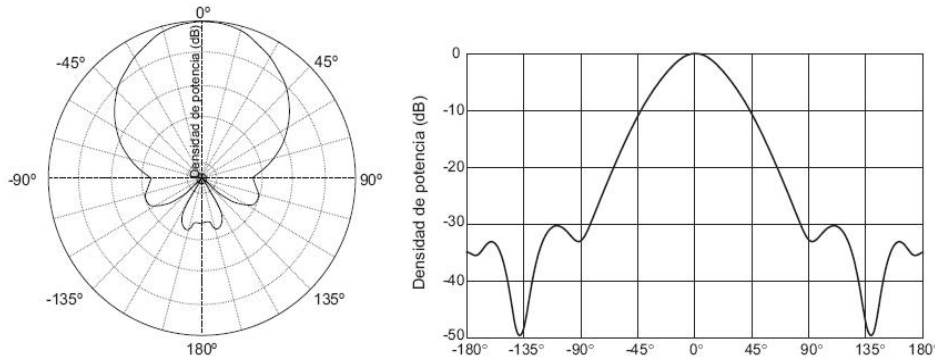


Figura 5.3: **Diagramas de radiación**

En la figura del lado izquierdo se muestra un diagrama de radiación en coordenadas polares; en la figura del lado derecho se muestra diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.

El campo se puede representar de forma absoluta o relativa, normalizando el valor máximo a la unidad. También es bastante habitual la representación del diagrama con la escala en decibele. El máximo del diagrama de radiación es cero decibele y en las restantes direcciones del espacio los valores en *dB* son negativos. Es importante tener en cuenta que los diagramas de campo y de potencia son idénticos cuando la escala está en decibelios. En un diagrama de radiación típico, como los mostrados en las figuras anteriores, se aprecia una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina *haz principal* o *lóbulo principal*. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan *lóbulos laterales* y al lóbulo lateral de mayor amplitud se de-

nomina *lóbulo secundario*. A continuación se definen una serie de parámetros importantes del diagrama.

El ancho de haz a $-3dB(\Delta\theta_{-3dB})$ es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo. En el diagrama de campo es la excursión angular entre las direcciones en las que el valor del campo ha caído a 0.707 el valor del máximo. El ancho de haz entre ceros ($\Delta\theta_c$) es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.

La relación de lóbulo principal a secundario (NLPS) es el cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal. La relación delante-atrás (D/A) es el cociente, también en dB, entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

Si un diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje se dice que la antena es omnidireccional. Toda la información contenida en el diagrama tridimensional puede representarse en un único corte que contenga al eje. Se denomina antena isótropa a una antena ideal que radie la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio. Aunque no existe ninguna antena de estas características, es de gran utilidad para definir los parámetros de la siguiente sección.

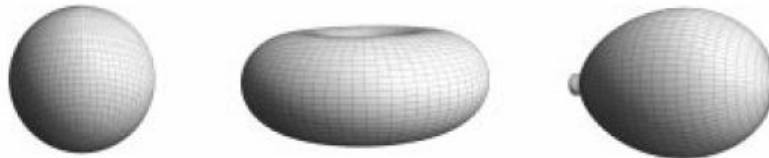


Figura 5.4: **Diagramas de radiación isótropo, omnidireccional y directivo**

5.1.6. Directividad

La directividad D de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que ra-

diase la misma potencia que la antena.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r/(4\pi r^2)}. \quad (5.6)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación.

$$D = \frac{\rho_{max}}{P_r/4\pi r^2}. \quad (5.7)$$

La directividad se puede obtener, en general, a partir del conocimiento del

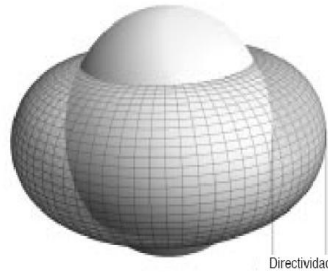


Figura 5.5: **Directividad**

diagrama de radiación de la antena. Si se define el diagrama normalizado mediante.

$$t(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{\rho_{max}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{max}}, \quad (5.8)$$

la expresión de la directividad puede escribirse en la forma

$$D = \frac{4\pi}{\int \int_{4\pi} t(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_e}, \quad (5.9)$$

donde Ω_e se define como el ángulo sólido equivalente.

Un segundo parámetro directamente relacionado con la directividad es la *ganancia* de la antena G . Su definición es semejante, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. Ello permite tener en cuenta las posibles pérdidas en la antena, ya que entonces no toda la potencia entregada es radiada al espacio. La ganancia y

la directividad están relacionadas, en consecuencia, por la eficiencia de la antena.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{radiada} \cdot \rho(\theta, \phi)}{P_{entregada} \cdot \frac{P_{radiada}}{4\pi r^2}} = \eta_i D(\theta, \phi). \quad (5.10)$$

Si la antena no posee pérdidas, cosa habitual a altas frecuencias, ambos parámetros son equivalentes.

5.1.7. Ancho de banda

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o intervalo de frecuencias. El intervalo de frecuencias donde los parámetros de la antena no sobrepasa los límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena. El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central (f_0).

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0}. \quad (5.11)$$

El ancho de banda de la antena lo impone el sistema del que forma parte. Los parámetros relacionados con el ancho de banda se suelen dividir en dos grupos, según se relacionen con el patrón de radiación o con la impedancia. Los parámetros relacionados con el patrón de radiación que afecta el ancho de banda de la antena son la directividad, la polarización, el nivel del lóbulo principal y la dirección de máxima radiación. En el caso de la impedancia, el ancho de banda está relacionado con el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria. El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión es

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}, \quad (5.12)$$

donde Z_a es la impedancia de la antena y Z_0 la impedancia de la línea de transmisión.

La relación de onda estacionaria (S) se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión de la ecuación 2.36

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}. \quad (5.13)$$

Las antenas de banda estrecha se pueden modelar con un circuito resonante serie, con una expresión de la impedancia de entrada de la forma

$$Z_a = R_a + jX_a = R_a(1 + Q_v), \quad (5.14)$$

Q_v es el factor de calidad del circuito y X_a la reactancia.

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}. \quad (5.15)$$

Si se especifica como ancho de banda el intervalo de frecuencias donde la relación de onda estacionaria (S) es menor que un determinado valor, a partir de las ecuaciones anteriores se puede deducir que

$$BW = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{(\frac{Z_0}{R_a})(S-1)(S-\frac{Z_0}{R_a})}{S}}. \quad (5.16)$$

5.1.8. Parámetros de antenas en recepción

Una antena capta de una onda incidente sobre ella parte de la potencia que transporta y la transfiere al receptor. La antena actúa como un sensor e interacciona con la onda y con el receptor, dando origen a una familia de parámetros asociados con la conexión circuital a éste y a otra vinculada a la interacción electromagnética con la onda incidente.

Adaptación

La impedancia de una antena receptora es la misma que la impedancia de dicha antena actuando como transmisora. En recepción, la antena se conecta a una línea de transmisión o bien directamente a un receptor. Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena $Z_a = R_a + jX_a$ y la impedancia de carga $Z_L = R_L + jX_L$ deben ser complejas conjugadas $Z_L = Z_a^*$ en este caso

$$P_{Lmax} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a}. \quad (5.17)$$

si no hay adaptación, la potencia recibida por una carga Z_L conectada a una antena de impedancia Z_a , tendremos

$$P_L = \frac{|V_{ca}|^2 R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (5.18)$$

Se define el coeficiente de adaptación (C_a) como la relación entre la potencia recibida y la potencia que se recibiría en el caso de máxima transferencia de potencia. Toma valores entre 0 y 1.

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2}. \quad (5.19)$$

Área y longitud efectiva

La antena extrae potencia del frente de onda incidente, por lo que presenta una cierta área de captación o área efectiva A_{ef} , definida como la relación entre la potencia que entrega la antena a su carga (supuesta para esta definición sin pérdidas y adaptada a la carga) y la densidad de potencia de la onda incidente

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\varrho}, \quad (5.20)$$

que representa físicamente la porción del frente de onda que la antena ha de interceptar y drenar de él toda la potencia contenida hacia la carga. La definición anterior lleva implícita la dependencia del área efectiva con la impedancia de carga, la adaptación y la polarización de la onda.

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a \varrho} = \frac{|V_{ca}|^2 \eta}{|E|^2 4R_a} = \frac{l_{ef}^2 \eta}{4R_a}, \quad (5.21)$$

donde se ha introducido un nuevo parámetro, la longitud efectiva l_{ef} , mediante la relación entre la tensión inducida en circuito abierto en bornes de la antena y la intensidad del campo incidente en la onda.

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|}. \quad (5.22)$$

De nuevo esta definición lleva implícita una dependencia con la polarización de la onda. La longitud y el área efectiva están definidas a partir de magnitudes eléctricas y no coinciden necesariamente con las dimensiones reales de las antenas, si bien en algunos tipos de ellas guardan una relación directa. El área y la longitud efectiva se han definido para la dirección en la que la antena receptora capta máxima señal. El área efectiva dependerá de la dirección angular en la que incidan las ondas, de una forma similar a la directividad

$$A_{ef}(\theta, \phi) = A_{eft}(\theta, \phi). \quad (5.23)$$

La longitud efectiva también variará proporcionalmente al diagrama de radiación del campo.

$$l_{ef}(\theta, \phi) = l_{ef} \sqrt{t(\theta, \phi)}. \quad (5.24)$$

5.2. Antena de lazo o anillo

Una antena Lazo es una antena de circuito cerrado, esto es, se trata de uno en el cual un conductor esta formado con una o más vueltas, así que sus dos extremos estan juntos casi cerrados. Las antenas de lazo se pueden dividir en general dentro de dos clases, una en las cuales la longitud del conductor y la dimensión lineal máxima de una vuelta sean muy pequeñas comparadas con la longitud de onda; y la otra en las cuales la longitud del conductor y las dimensiones del lazo comiencen a ser comparables con la longitud de onda. Una antena lazo *pequeña* se considera como una simple y larga bobina, y la distribución de la corriente en tal lazo es la misma que en una bobina. Esto es, la corriente tiene la misma fase y la misma amplitud en cada parte de la antena de lazo. Para cumplir esta condición, la longitud total del conductor en el anillo no debe exceder alrededor del 0.1λ . Una antena lazo *larga o grande* es una en la que la corriente no es la misma en amplitud y fase en cada parte de la misma. Este cambio en la distribución de la corriente da lugar a características enteramente diversas comparadas con la de lazo pequeña.

5.2.1. Lazo de media longitud de onda

El tamaño más pequeño de lazo *grande* usado generalmente es uno en el que tiene una longitud de $\frac{1}{2}\lambda$. El conductor esta usualmente formado en un cuadro, como lo muestra la figura 5.6, cada lado hecho de $\frac{1}{8}\lambda$ de longitud. Cuando está alimentada en el centro de un lado, la corriente fluye en un lazo cerrado como lo muestra la figura 5.6A. La distribución de corriente es aproximadamente la misma como en un cable de $\frac{1}{2}\lambda$, y esto es máximo en el centro de el lado opuesto a las terminales X-Y, y mínimo en la mismas terminales. Esta distribución de corriente hace a la magnitud del campo ser máximo en el plano del lazo y en la dirección vista desde el lado de baja-corriente hasta el lado de alta-corriente. Si el lado opuesto a las terminales se abre en el centro según se muestra en la figura 5.6B (estrictamente esté no es una loop grande, porque no es un circuito cerrado grande), la dirección de

la corriente fluye sin cambios, pero el máximo flujo de corriente ocurre en las terminales. Esto invierte la dirección de la radiación máxima.

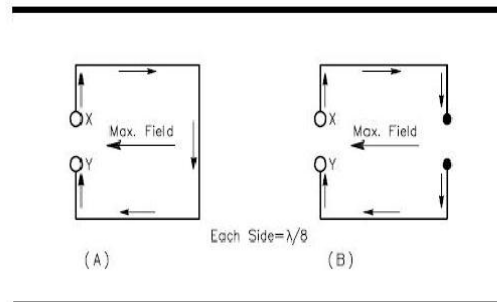


Figura 5.6: Lazos de media-onda, de una sola vuelta que tiene una longitud total de $\frac{1}{2}\lambda$

5.2.2. Lazo de una longitud de onda

Son Lazos en las cuales la longitud del conductor es 1λ , tienen diferentes características de los lazos de $1/2\lambda$. En la figura 5.7 se muestran tres formas diferentes de lazos de 1λ . En A y B los lados de los cuadrados son iguales a $1/4\lambda$, la diferencia consiste en el punto en el cual las terminales son colocadas. En C los lados del triángulo son igual a $1/3\lambda$. La dirección relativa del flujo de corriente es como se muestra en los dibujos de la figura 5.7.

Las características direccionales de los lazos de este tipo son opuestas a las antenas de pequeño lazo. Es decir, la radiación máxima es perpendicular al plano de la antena de lazo y es mínima en cualquier dirección en el plano que contiene el lazo. Si los tres lazos demostrados en la figura 5.7 se montan en un plano vertical con las terminales en la parte inferior, la radiación se polariza horizontalmente. Cuando las terminales se insertan al centro de un lado vertical en la figura 5.7A, o a una esquina lateral en B, la radiación se polariza verticalmente. Si los terminales se insertan en una esquina lateral en C, la polarización será diagonal, conteniendo componentes verticales y horizontales.

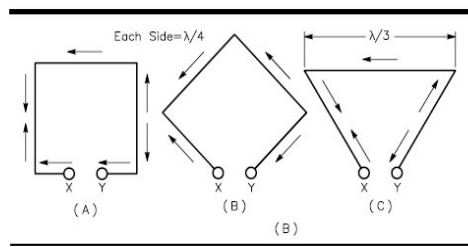


Figura 5.7: Diferentes formas de lazo de 1λ

5.3. Antena vertical

Una antena simple derivada del dipolo es la llamada *monopolo*, éste se utiliza conjuntamente con un plano de tierra, que actúa como una clase de espejo como se muestra en la figura 5.8, donde un dipolo de $\lambda/2$ y uno monopolar de $\lambda/4$ se comparan. La imagen de la antena monopolar es la línea de puntos debajo del plano de tierra. La imagen forma la segunda mitad de la antena, transformando un monopolar en el equivalente funcional de un dipolo. Los monopolos prácticos se montan de manera vertical generalmente con respecto a la superficie de la tierra. Por lo que, se llaman monopolos verticales o simplemente antenas verticales. En el espacio libre las características de un monopolo de $\lambda/4$ con su plano de tierra son las mismas que para la antena de $\lambda/2$ en el espacio libre. Un monopolo de $\lambda/4$ tiene un patrón de radiación omnidireccional en el plano perpendicular al monopolo.

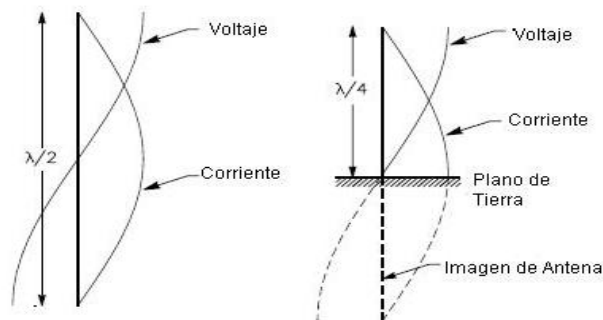


Figura 5.8: Comparación de un dipolo de $\lambda/2$ y uno de $\lambda/4$

5.4. Sistema de comunicación

5.4.1. Diagrama a bloques de un sistema de comunicación

En la figura 5.9 se muestra un modelo de sistema de comunicación, que es el que se usa generalmente. Aunque sugiere un sistema de comunicación entre dos puntos remotos, este diagrama a bloques se puede aplicar también a sistemas sensores remotos, como el radar y el sonar, donde los sistemas de entrada y salida pueden estar localizados en el mismo lugar. Todos los sistemas para transmisión de información contienen, de manera invariable, tres subsistemas principales: el transmisor, el canal y el receptor.

Transductor de Entrada. Convierte los fenómenos del mundo físico en señales electrónicas, que pueden ser voz, música, imágenes, variables como temperatura, presión, etc.

Transmisor. Su propósito es acoplar el mensaje electrónico al canal. En general es necesario modular la portadora de la señal electrónica; el proceso de *modulación* es la variación sistemática de alguna de las características de la onda portadora (como la amplitud, la fase o la frecuencia), además, existen varias razones para utilizar la modulación:

1. Facilidad de radiación.
2. Reducción de ruido e interferencia.
3. Asignación de canales.
4. Transmisión multiplexada, o sea, la transmisión de varias señales en un solo canal.
5. Superar la limitaciones del equipo

Canal. Puede presentar varias posibilidades, siendo la más común el espacio existente entre una antena emisora y una receptora, es decir la atmósfera o el espacio libre.

Receptor. La función del receptor es obtener la señal deseada del conjunto de señales que puedan presentarse en el canal y convertirlas a través de un

transductor de salida de nuevo al mundo físico. De hecho el receptor tiene que demodular la señal recibida para presentarla en su frecuencia original con que fue emitida.

Transductor de Salida. Convierte la señal electrónica a la forma física perceptible por el usuario o el mundo físico.[10, pág. 2]

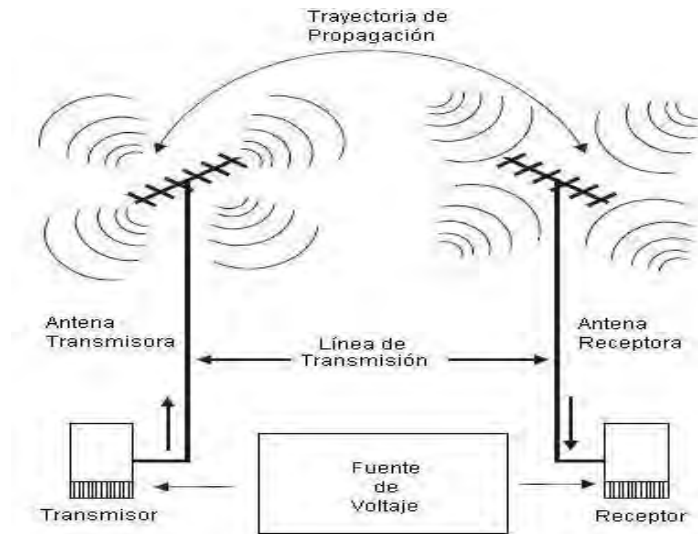


Figura 5.9: Modelo general de los sistemas de comunicaciones

Capítulo 6

Estación SAVNET en México

Como se mencionó en el capítulo 1, el proyecto **SAVNET** (**South America VLF Network**) es parte de un conjunto de estaciones receptoras de radio en frecuencias bajas, usadas para monitorear la actividad solar en períodos largos y para el estudio de su efecto en la región de la Anomalía Magnética del Atlántico Sur; y las cuales se encuentran distribuidas en Latinoamérica y la Antártida, incluyendo a México. Cada estación consta principalmente de 5 dispositivos, los cuales se muestran de manera simplificada en la figura 6.1 y se describen a lo largo de este capítulo:

- 1 antena vertical (cable unipolar de 6 metros)
- 1 antena de lazo1 (orientación N-S)
- 1 antena de lazo2 (orientación E-O)
- 1 GPS
- 1 tarjeta de sonido profesional (para la adquisición de las señales de los 4 dispositivos anteriores)

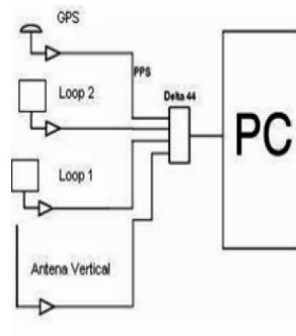


Figura 6.1: Esquema de los componentes de la estación SAVNET

6.1. Operación de SAVNET

La red SAVNET utiliza las propiedades de propagación de las ondas VLF entre los 3 y los 30 KHz. En distancias grandes entre un transmisor y un receptor, la base de la Ionosfera actúa como la pared superior de una inmensa guía de onda, teniendo como la parte inferior de la misma la superficie de la tierra. La propagación de las ondas en esa frecuencia (VLF) resulta una herramienta potencial para el estudio de la región D de la ionosfera. La propagación puede ser efectuada a través de distancias mayores que los cientos de kilómetros con gran estabilidad. Cuando existen disturbios o perturbaciones, estas dan como resultado un incremento o una reducción de la ionización de la región D y/o de la nocturna, los efectos físicos son claramente observados en las características de las ondas VLF, como lo son en su fase y amplitud, fenómeno atribuido a los cambios de las propiedades eléctricas de la ionosfera baja. Los sistemas electrónicos de la estación SAVNET, tales como: antenas, amplificadores y el mismo receptor de VLF son capaces de medir disturbios en la amplitud de las señales de radio, del orden de 1 dB relativamente para el nivel de la señal quieta y mide avances de fase menores iguales a 0.5 (grados/Mm), que corresponde a variaciones de fase observadas durante explosiones solares de pequeña intensidad.

6.2. Instalación de la antena vertical

Las señales VLF son transmitidas por diversas estaciones que se encuentran ubicadas en diferentes partes del mundo. Las señales recibidas por las antenas son las provenientes de una estación de comunicación de la marina de EE.UU. situada en Laulalualei, Hawai llamada NPM y que transmite a una frecuencia de 21.4 KHz; otra estación de comunicación de la marina de EE.UU. en Cutler, Maine llamada NAA transmitiendo a una frecuencia de 24 KHz. Esta estación es parte de radiodifusión submarina interoperable de la OTAN; y una estación más de comunicación de la marina de EE.UU. situada en LaMour Dakota del Norte, llamada NDK ésta se encuentra transmitiendo a una frecuencia de 25.2 KHz. Esta estación también es parte del sistema de radiodifusión submarino de la OTAN.

La construcción de la antena vertical se llevó a cabo con materiales que son sencillos y fáciles de conseguir, se utilizaron 6 metros de cable de cobre calibre 14, una base metálica y un soporte que en este caso fue un tubo de PVC con 6 metros de longitud, tal y como se muestra en la figura 6.2. Ver Apéndice B de este trabajo para mayores detalles. En la antena vertical la corriente



Figura 6.2: Antena Vertical de 6 metros instalada en el IGEF

es creada por la componente vertical Z (E_z) del campo eléctrico de la onda VLF.

6.3. Instalación de la antena de lazo

Dos de las tres antenas que componen cada una de las estaciones de la red SAVNET que se establecieron para este proyecto, son del tipo lazo. En estas antenas la carga eléctrica es inducida en las terminales de la antena por la variación del campo electromagnético de la onda VLF a través del cuadro del lazo. Se usan dos antenas localizadas perpendicularmente una en relación de la otra con ello es posible medir la contribución de cada componente en la variación del flujo del campo magnético. Las antenas de lazo están constituidas de 4 tubos principales de fierro galvanizado de 3m de longitud. El diametro interno es de una pulgada, o sea, 2.5cm, siendo el externo de 2.7cm. Para darle forma al cuadro y ligando los 4 tubos se construyeron 4 manos francesas que son igualmente de fierro galvanizado, sólo que con una pieza soldada que permite meter los tubos.

Dentro de los 4 tubos se pasan 100 m de cable AWG calibre 14, dando con ello 7 vueltas completas ya que los lazos son de 3m×3m. Para sostener la antena de lazo se construyó una base, la cual no tiene un formato específico simplemente sirve para sostener el tubo del soporte central de la antena, él cual igualmente se construyó con fierro galvanizado, junto con unas canaletas construidas para sostener los tubos y una pieza que sirve para aprisionar estas mismas, conformando así la antena. En la figura 6.3 se puede observar como queda armada finalmente la antena de lazo. Ver apéndice B para más detalles de lo anteriormente descrito. El tamaño del área colectora es



Figura 6.3: Antena de Lazo instalada en el IGEF

de algunos metros y es muy pequeña en relación a la longitud de onda de

las ondas electromagnéticas detectadas que van de los 10 a los 30 Km. La energía transportada por la onda VLF es muy pequeña, por tanto la corriente generada que circula por las antenas es por tanto también muy pequeña; ésta es la razón por la cual se coloca un preamplificador para cada una de las antenas.

6.4. Preamplificadores

Después de las antenas, los preamplificadores son una parte fundamental en el transporte de la señal captada de las estaciones de VLF; ya que con ellos, aumentamos la intensidad de la señal recibida en las antenas para poderla enviar a través de un par de cables a la tarjeta de audio que se utiliza como convertidor A/D y que posteriormente se describirá.

6.4.1. Preamplificador para antena lazo

Como se muestra en el diagrama eléctrico que se encuentra en el apéndice A de este trabajo, el preamplificador utilizado para la antena lazo tiene a la entrada un transformador que sirve para acoplar la señal proveniente de las terminales de la antena, además de filtrar ruido, seguida de dos amplificadores operacionales ambos en configuración inversora, esto quiere decir que la señal de salida presenta un desfase con respecto a la señal de entrada, pero, como la salida de uno de ellos es la entrada del otro, a la salida del preamplificador se obtiene una señal con la misma fase, o sea, el desfase no se percibe. En la figura 6.4 se puede observar el modelo de este amplificador. Aplicando la ley de Kirchhoff en el punto a obtenemos

$$I_l + I_f = I_{B1}, \quad (6.1)$$

suponiendo que el Amplificador Operacional (AOP) es ideal, esto es

$$I_{B1} = 0, \quad (6.2)$$

luego

$$\frac{v_i - v_a}{R_l} + \frac{v_o - v_a}{R_f} = 0, \quad (6.3)$$

Por otro lado, en el punto a tenemos tierra virtual, es decir,

$$v_a = 0, \quad (6.4)$$

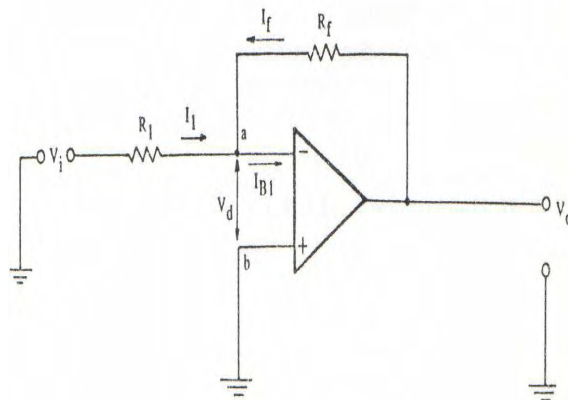


Figura 6.4: Configuración de un amplificador inversor

por tanto

$$\frac{v_i}{R_i} + \frac{v_o}{R_f} = 0, \quad (6.5)$$

y finalmente la ganancia

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i}. \quad (6.6)$$

El signo negativo indica el desfase de 180° de la señal de salida con relación a la de entrada.

6.4.2. Preamplificador para antena vertical

En el diagrama eléctrico que se encuentra en el apéndice A de este trabajo, se puede observar como la primera parte del preamplificador utilizado para la antena vertical consiste en un circuito básico de amplificación, que consta de un amplificador operacional en configuración no inversora, esto quiere decir que la señal de salida no presenta un desfase con respecto a la señal de entrada.

En la figura 6.5 se muestra la configuración de un amplificador no inversor semejante al que se tiene armado para el preamplificador de la antena vertical, sólo que se trata de un circuito integrado de precisión (AD744) con una distorsión armónica total muy baja del 0.0003 % de entre otras características eléctricas que tiene y como se muestra en el apéndice C de este trabajo. Aplicando la ley de Kirchhoff en el punto *a* tenemos lo siguiente

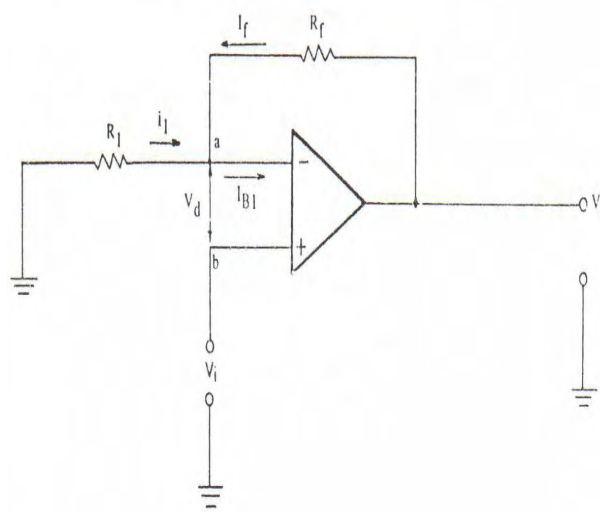


Figura 6.5: Configuración de un amplificador no inversor

$$\frac{0 - v_a}{R_l} + \frac{v_o - v_a}{R_f} = 0, \quad (6.7)$$

si $v_a = v_i$, entonces $v_d = 0$, por lo tanto

$$-\frac{v_i}{R_l} + \frac{v_o - v_i}{R_f} = 0, \quad (6.8)$$

entonces la ganancia de la configuración es

$$A = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_l}, \quad (6.9)$$

donde v_o es el voltaje de salida, v_i es el voltaje de entrada. En la segunda parte del preamplificador siguiendo al circuito AD744 tenemos un control para balancear la línea con ganancia unitaria, este es el circuito integrado SSM2142, el cual tiene una salida push-pull y amplifica la señal en su totalidad.

Ambos preamplificadores fueron armados, probados y corregidos, como en el caso del preamplificador de la antena de lazo. Esto se explicará a detalle en el capítulo 7 en el apartado de pruebas realizadas. La imagen de cada uno de ellos se puede observar en el apéndice A ubicado en la parte final de este trabajo.

6.5. GPS

Receptores GPS

El Sistema de Posicionamiento Global (GPS) es un sistema de navegación basado en satélites y mantenido por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos. El GPS consta de una constelación de 24 satélites distribuidos alrededor del mundo, en cobertura de tres dimensiones (3D). A pesar que originalmente fue concebido para necesidades militares, el GPS tiene un amplio arreglo de aplicaciones civiles incluidas topografía, marina, suelo, aviación y vehículos de navegación. El GPS es la tecnología más exacta disponible para vehículos de navegación.

6.5.1. Constitución general de un GPS

Un receptor GPS es un receptor de microondas superheterodino muy complejo, diseñado para recibir las señales GPS, decodificarlas y determinar la ubicación real del receptor. Por lo regular, la salida es una presentación en el LCD con información de latitud, longitud y altitud. Existen muchos tipos diferentes de receptores GPS. Las unidades más grandes y más sofisticadas son de ayuda en los vehículos militares y para uso civil, los cuales se usan en diversas aplicaciones de precisión como vigilancia y mapeo. Hay diferentes tipos ó modelos disponibles para su empleo en aviones, barcos y camiones. También se cuenta con unidades portátiles de mano. El receptor GPS de mayor uso es el tipo portátil de mano, no más grande que una calculadora portátil. La mayor parte de los circuitos para desarrollar un receptor GPS se ha reducido a forma de circuito integrado, lo cual permite, por lo tanto contener a un receptor completo en una unidad operada por batería bastante pequeña y portátil. Debe recordarse que todos los receptores GPS no son sólo receptores de comunicaciones superheteródinos, sino también computadoras sofisticadas. Se requiere una cantidad considerable de operaciones matemáticas de alto nivel para determinar la posición del receptor. En la figura 6.6 se muestra un diagrama general en bloques de un receptor GPS, característico de las unidades sencillas, de bajo costo y portátiles en el mercado. El receptor consta de antena, sección RF/FI, oscilador reloj para la frecuencia estándar y un sintetizador de frecuencia que proporciona las señales de oscilador local, así como las señales de reloj y temporización para el resto del receptor. Otras secciones del receptor incluyen un procesador digital de

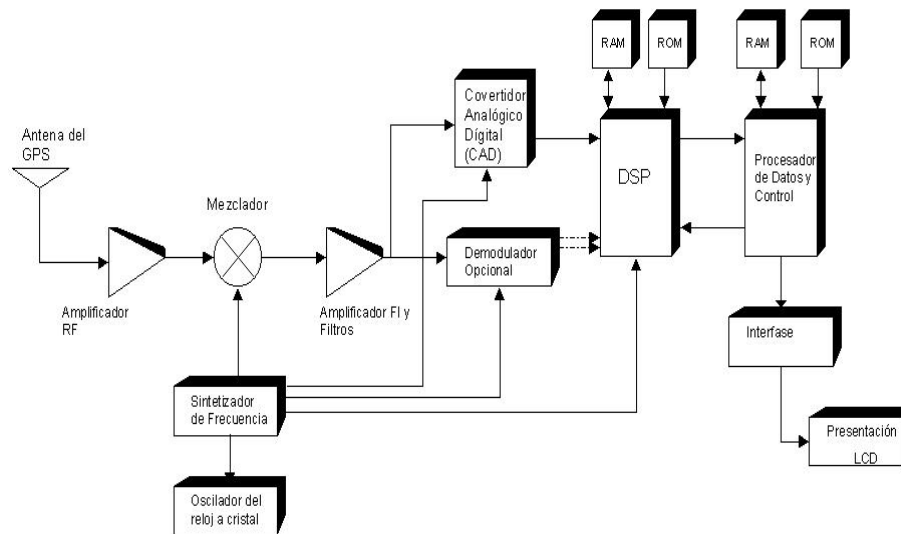


Figura 6.6: Diagrama general a bloques de un receptor GPS

señales, una microcomputadora de control junto con sus RAM y ROM. Los circuitos de interfase proporcionan conexión con la presentación en el LCD.

6.5.2. Operación de un GPS

El receptor suele determinar su posición exacta sólo con calcular la información de posición obtenida de cuatro satélites de manera simultánea (figura 6.7), R1 a R4 son las distancias a los satélites desde el yate. El receptor ignora todas las señales, excepto aquella cuyo pseudocódigo ha servido para enganchar. Una vez que el receptor se engancha en el satélite 1, se extrae toda la información del satélite. Luego el código se conmuta a otro satélite a la vista y se repite el proceso. En otras palabras el receptor desempeña una operación de multiplexado en tiempo en los cuatro satélites a la vista del receptor. La información se extrae de cada uno de los cuatro satélites y almacena en la memoria del receptor. Una vez acumulados todos los datos, el microprocesador de datos y control de alta velocidad en el receptor realiza los cálculos finales.

El microprocesador por lo general es una unidad de 16 bits con capacidad de punto flotante. Se deben usar números de punto flotante con objeto de proporcionar la precisión de los cálculos para una ubicación precisa.

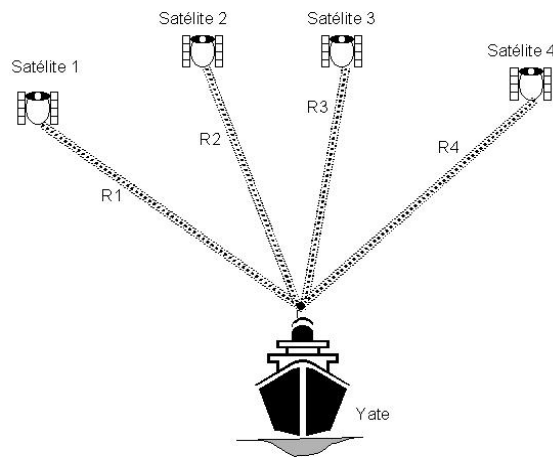


Figura 6.7: Navegación con el GPS

Como se mencionó anteriormente, el GPS es un sistema de navegación basado en satélites, el cual es utilizado en este trabajo para obtener el tiempo universal (UT) a través del código NMEA, la posición exacta de la ubicación de la estación receptora, así como también el pulso por segundo (PPS). La ventaja que permite el uso de las ondas VLF es la gran longitud de onda, la gran estabilidad de las señales enviadas y el sincronismo entre diversos transmisores. La gran estabilidad es obtenida por el uso de estándares de frecuencia o relojes atómicos necesarios y extremadamente precisos en cada transmisor, esto es, 1 parte en 10^{11} ó 10^{12} .

En el sistema SAVNET el receptor compara la fase de la onda detectada con la fase de un oscilador local, este puede ser un cristal u otro reloj atómico. La estimación correcta de la fase $\Delta\phi$, necesita el uso de un oscilador local estable. El uso de un cristal con estabilidad de 1 parte en 10^8 para la comparación con la fase de una onda de VLF de 12.5 KHz implicará un incremento de fase de 1.4 grados cada 30 segundos. Este valor del incremento es aceptable en el estudio de fenómenos rápidos, pero, no son aceptables para los estudios de variaciones de fase diurnas, puesto que es del orden del incremento de fase detectado durante una pequeña explosión solar y medida en un paso de 2880Km .

Por lo antes mencionado el receptor VLF considera el uso de un oscilador interno de la propia computadora (PC), pero el incremento de la fase ($\Delta\phi$) se corrige a cada segundo usando la señal del PPS del sistema receptor GPS,



Figura 6.8: GPS modelo ACE iii utilizado

que es paquete controlado de los satélites del GPS esto para los relojes atómicos, lo cual permite el cálculo del incremento de fase con la precisión y gran estabilidad que se necesita. El GPS especificado para la estación receptora es el modelo GM-44, pero se tuvieron contratiempos para su adquisición, por lo que se optó por utilizar otro modelo que no fuera difícil de adquirir y con el cual poder sustituir el GPS anteriormente mencionado.

En el mercado mexicano, las empresas dedicadas a comercializar estos equipos son pocas, afortunadamente se encontró una empresa llamada *Metrocom* con oficinas en la ciudad de México y que es distribuidor de éste modelo; siendo esta una gran ventaja. El GPS seleccionado fue el modelo ACEiii, con él cual se evitaron contratiempos de envío y costo.

Las características de ambos modelos de GPS son similares, la diferencia radica en que el modelo ACEiii no viene encapsulado, ni con su interfaz física de comunicación a través del puerto serial (Protocolo RS-232) de la PC, siendo ésta de gran trascendencia; ya que, a través de ella se mandan los datos del código NMEA necesarios para su procesamiento, y el PPS para que el programa SoftPAL haga las correcciones necesarias de la estimación del incremento de fase adecuadamente.

Para realizar la interfaz de comunicación entre el GPS y la PC se utiliza el circuito integrado MAX232, que al configurar con algunos capacitores permite leer los datos en forma serial, a través de un conector DB9. A nivel de software, la configuración principal que se debe dar a una conexión a través

de puertos seriales RS-232 es básicamente la selección de la velocidad en baudios (1200, 2400, 4800, 9600, etc.), la verificación de datos o paridad (paridad par, paridad impar o sin paridad), los bits de parada luego de cada dato (1 ó 2), y la cantidad de bits por dato (7 ó 8), que se utiliza para cada símbolo o carácter enviado. En este caso se utilizó una velocidad de 4800 baudios, sin paridad, con un bit de paro para cada dato y 8 bits por carácter enviado.

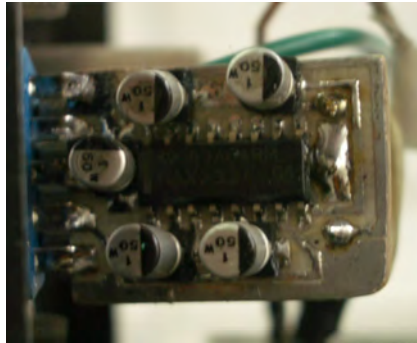


Figura 6.9: En la figura se muestra terminado el diseño realizado de la interfaz serial RS-232 con componentes de montaje superficial

6.6. Fuente de alimentación

La fuente eléctrica, es un circuito o dispositivo eléctrico que provee una diferencia de potencial o una corriente de manera confiable para que otros circuitos puedan funcionar. En electrónica, una fuente de alimentación es un circuito que convierte la tensión alterna de la red industrial en una tensión prácticamente continua.

Fuentes de alimentación continuas. Usualmente la entrada es una tensión alterna proveniente de la red eléctrica comercial y la salida es una tensión continua con bajo nivel de rizado. Constan de tres o cuatro etapas:

- Sección de entrada: compuesta principalmente por un rectificador, también tiene elementos de protección como fusibles, varistores, etc.
- Regulación: su misión es mantener la salida en los valores prefijados.

- Salida: su misión es filtrar, controlar, limitar, proteger y adaptar la fuente a la carga a la que esté conectada.

Este tipo de fuentes pueden ser tanto lineales como conmutadas:

Las fuentes lineales siguen el esquema: transformador, rectificador, filtro, regulación y salida. En primer lugar el transformador adapta los niveles de tensión y proporciona aislamiento galvánico. El circuito que convierte la corriente alterna en continua se llama rectificador, después suelen llevar un circuito que disminuye el rizado como un filtro de condensador. La regulación se consigue con un componente disipativo regulable. La salida puede ser simplemente un condensador.

Las fuentes conmutadas tienen por esquema: rectificador, conmutador, transformador, otro rectificador y salida. La regulación se obtiene con el conmutador, normalmente un circuito PWM (Pulse Width Modulation) que cambia el ciclo de trabajo. Aquí las funciones del transformador son las mismas que para fuentes lineales pero su posición es diferente. El segundo rectificador convierte la señal alterna pulsante que llega del transformador en un valor continuo. La salida puede ser también un filtro de condensador o uno del tipo LC. Las ventajas de las fuentes lineales son una mejor regulación, velocidad y mejores características electromagnéticas. Por otra parte las conmutadas obtienen un mejor rendimiento, menor costo y tamaño.

Una parte importante en éste receptor es precisamente la fuente de voltaje, con ella polarizamos los preamplificadores y el GPS, o sea, proporciona la energía adecuada para que funcionen estos. En este caso se utilizó una fuente de alimentación simétrica de $\pm 15V$ para los preamplificadores y una de $+5V$ para el GPS, diseñadas las tres en una sola placa o circuito impreso con apoyo de software Eagle versión 4.03 para Windows (ver apéndice A). Para que el voltaje llegue a los circuitos preamplificadores desde el laboratorio donde se ubica el equipo de computo y la fuente de alimentación hasta la posición de las antenas, se emplea un cable blindado para comunicaciones de 6 hilos calibre 22 AWG marca VIAKON, con una longitud aproximada de 50 metros y una resistencia de $53\text{ohms}/\text{km}$ para cada antena. En este caso se separa la señal de la antena (1 par) que es dirigida para la placa de audio, el otro par que lleva el $\pm 15V$ de la alimentación hacia la antena. El último par se hace llevar el GND de la alimentación.

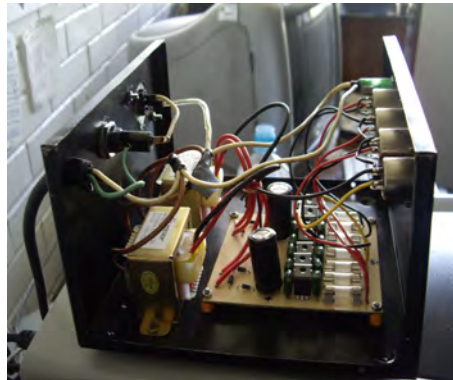


Figura 6.10: En la foto se observa físicamente la fuente de voltaje terminada y armada en una caja metálica

6.7. Convertidor analógico digital

6.7.1. Comparación de las señales analógica y digital

Una señal analógica es aquella que puede tomar una infinidad de valores (frecuencia y amplitud) dentro de un límite superior e inferior. El término analógico proviene de análogo. Por ejemplo, si se observa en un osciloscopio, la forma de la señal eléctrica en que convierte un micrófono el sonido que capta, ésta sería similar a la onda sonora que la originó. En cambio, una señal digital es aquella cuyas dimensiones, tiempo y amplitud, no son continuas sino discretas, lo que significa que la señal necesariamente ha de tomar unos determinados valores fijos predeterminados en momentos también discretos. Estos valores fijos se toman del sistema binario, lo que significa que la señal va a quedar convertida en una combinación de ceros y unos, que ya no se parece en nada a la señal original. Precisamente, el término digital tiene su origen en esto, en que la señal se construye a partir de números, o sea, dígitos.

Ventajas de la señal digital

- Ante la atenuación, la señal digital puede ser amplificada y al mismo tiempo reconstruida gracias a los sistemas de regeneración de señales.
- Cuenta con sistemas de detección y corrección de errores, que se utilizan cuando la señal llega al receptor; entonces comprueban (uso de redundancia) la señal, primero para detectar algún error, y, algunos

sistemas, pueden luego corregir alguno o todos los errores detectados previamente.

- Facilidad para el procesamiento de la señal. Cualquier operación es fácilmente realizable a través de cualquier software de edición o procesamiento de señal.
- La señal digital no permite pérdidas de calidad. Esta ventaja sólo es aplicable a los formatos de disco óptico; la cinta magnética digital, aunque en menor medida que la analógica (que sólo soporta como mucho 4 o 5 copias), también va perdiendo información con la creación de múltiples copias.

Desventajas de la señal digital

- Se necesita una conversión analógica-digital previa y una decodificación posterior, en el momento de la recepción.
- La transmisión de señales digitales requiere una sincronización precisa entre los tiempos del reloj del transmisor, con respecto a los del receptor. Un desfase cambia la señal recibida con respecto a la que fue transmitida.

6.7.2. Digitalización

La digitalización o conversión analógica-digital (conversión A/D) consiste básicamente en realizar de forma periódica medidas de la amplitud de la señal y traducirlas a un lenguaje numérico. La conversión A/D también es conocida por el acrónimo inglés ADC (analogic to digital converter). En esta definición están presentes los cuatro procesos que intervienen en la conversión analógica-digital:

Muestreo (en inglés, *sampling*). El muestreo consiste en tomar muestras periódicas de la amplitud de onda. La velocidad con que se toma esta muestra, es decir, el número de muestras por segundo, es lo que se conoce como frecuencia de muestreo.

Retención (en inglés, *hold*). Las muestras tomadas han de ser retenidas (retención) por un circuito de retención (*hold*), el tiempo suficiente para permitir evaluar su nivel (cuantificación). Desde el punto de vista matemático

este proceso no se contempla, ya que se trata de un recurso técnico debido a limitaciones prácticas, y carece, por tanto, de modelo matemático.

Cuantificación. En el proceso de cuantificación se mide el nivel de voltaje de cada una de las muestras. Consiste en asignar un margen de valor de una señal analizada a un único nivel de salida. Incluso en su versión ideal, añade, como resultado, una señal indeseada a la señal de entrada: el ruido de cuantificación.

Codificación. La codificación consiste en traducir los valores obtenidos durante la cuantificación al código binario. Hay que tener presente que el código binario es el más utilizado, pero también existen otros tipos de códigos que también son utilizados.

Durante el muestreo y la retención, la señal aún es analógica, puesto que aún puede tomar cualquier valor. No obstante, a partir de la cuantificación, cuando la señal ya toma valores finitos, la señal ya es digital. Los cuatro procesos tienen lugar en un convertidor analógico-digital.

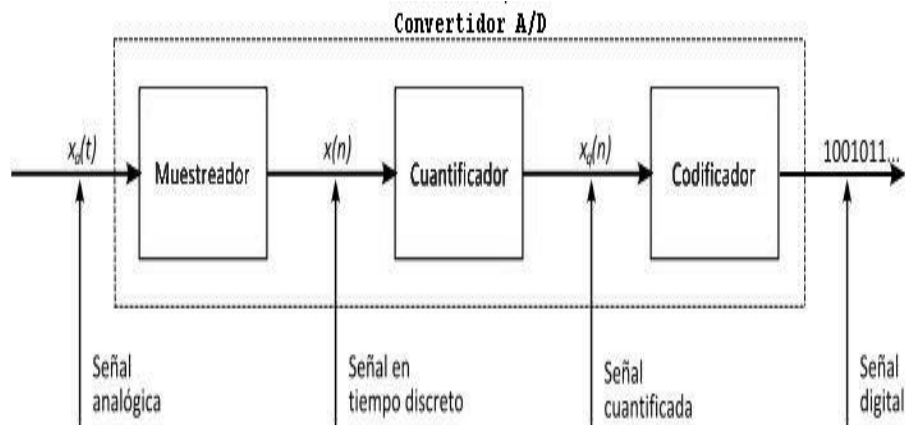


Figura 6.11: Esquema del proceso de conversión analógica-digital

6.8. Adquisición de datos

6.8.1. Tarjeta de audio delta 44

Para procesar los datos de las señales VLF recibidas en las antenas (provenientes de EE.UU. y Hawai) más las del GPS (código NMEA y 1PPS) se ocupa la placa sonido M-Audio Delta 44, la cual nos sirve como convertidor analógico-digital por medio de un software llamado Chart6 ó SoftPal, éste programa se encarga de adquirir y guardar estas señales con dos de sus subprogramas. El primer subprograma es Wave Input Devices, usado para ver los espectros (en VLF desde los 3Khz hasta los 30KHz, pero por la capacidad de los preamplificadores que posee cada antena, podemos llegar a recibir hasta los 50KHz). El segundo subprograma es SoftPAL Devices y es el encargado de observar las amplitudes y las fases de las señales de las estaciones transmisoras y las señales del GPS.

La interfaz de comunicación con la computadora se realiza por medio de una tarjeta PCI, la cual se instala en uno de las ranuras de la PC y la cual se ajusta con el controlador ó software que viene incluido con la tarjeta de sonido Delta 44, sus características principales se muestran en la siguiente tabla: Como se observa de la tabla anterior podemos realizar un muestreo adecua-

respuesta en frecuencia:	48kHz rango de muestreo: entrada: +/-0.3 dB, 22Hz a 22kHz salida: +/-0.2 dB, 22Hz a 22kHz
	96kHz rango de muestreo: entrada: +/-0.4 dB, 22Hz a 40kHz salida: +/-0.3 dB, 22Hz a 40kHz
rango dinámico:	99dB
THD:	< 0.0023 %
tamaño y peso:	5 – 1/8" X 7/8" X 5 – 3/8" ; 0.8 lbs.

Cuadro 6.1: Características de la tarjeta M-Audio Delta 44

do de las señales con esta tarjeta de audio; ya que por el teorema de Nyquist, el cual dice que la frecuencia de muestreo debe ser de por lo menos dos veces la frecuencia de la señal a muestrear $f_s \geq 2f_e$, lo cual se cumple; ya que, las frecuencias de las señales VLF a observar no sobrepasan los 30KHz y se muestrea a 96KHz.

6.8.2. Software SoftPAL

De entre todas las partes que conforman al receptor, la que tiene trascendencia de manera importante es la del software de adquisición de datos. SoftPAL es una versión completa del software AbsPAL (Absolute Phase and Amplitud Logger) el cual es empleado para estudiar las variaciones de fase y amplitud en las señales de transmisión VLF entre la Tierra y la Ionosfera, como si fueran una guía de onda. Tales variaciones van desde las muy rápidas (del orden de milisegundos para Trimpis) hasta muy lentas (por períodos cercanos al año). Esto se logra con AbsPAL, pero ahora también con SoftPAL, debido a un amarre que hace por medio del PPS del GPS, el cual mantiene a cero las variaciones de fase en tiempos prolongados. Esto requiere que los transmisores de VLF tengan estabilidad de fase similar, es decir, que por lo menos uno de ellos se amarre de la misma manera al GPS. SoftPAL es el último de una serie de instrumentos (AbsPAL, OmniPAL, OPAL) diseñados por Adams hace más de 20 años. Se aprovecha de la capacidad del cálculo de las PC modernas para proveer las medidas de fase y amplitud de las señales denotadas como MSK con mucha mejoría de la relación señal a ruido, la resolución de un tiempo superior si se desea y mediciones absolutas confiables de la fase. Este provee y usa una poderosa y conveniente interfaz gráfica, llamado **Chart6**, para visualizar los datos y facilitar el análisis en dos modos: en el modo de muestreo en tiempo real y un modo de análisis fuera de línea ó sin muestreo.



Figura 6.12: En la figura se muestra el ícono del programa Chart6 visualizado en el escritorio de la PC

Capítulo 7

Calibración y ajustes

7.0.3. Ajustes del GPS

Como se vio en el capítulo anterior el GPS utilizado no es el que se viene utilizando en la red de receptores, sino que se optó por un modelo alternativo y por lo que hubo necesidad de realizar varios ajustes para utilizarlo correctamente. La transmisión de datos del GPS se lleva a cabo a través de un nivel TTL en los dos puertos seriales con los que cuenta, la disposición de los protocolos de comunicación y sus características eléctricas se muestran en la tabla 7.1.

Cabe mencionar que cualquier programa de comunicación serial estándar, tal como el HiperTerminal de Windows o el PROCOMM, se puede usar con el protocolo de interfaz TAIP o NMEA. TSIP es un protocolo binario y datos seriales binarios puros de salida que no pueden ser leídos en pantalla.

El GPS ACE iii viene configurado desde fábrica de la siguiente manera:

- TSIP bi-direccional
 - Port 1: 9600 baud, 8 bits, paridad impar, bit 1 de paro
- NMEA 0183 salida/RTCM SC-104 V2.1
 - Port 2: 4800 baud, 8 bits, sin paridad, bit 1 de paro

El GPS se puede configurar de nuevo fácilmente para diversos protocolos, los puertos, la velocidad y los ajustes de la paridad.

Las funciones de entrada-salida y energía del ACE iii son integradas en un

Port	Input Protocol	Default Setup	Output Language	Default Setup
1	TAIP	Baud Rate:4800 Bits por dato: 8 Sin paridad 1 bit de paro No flujo de control	TAIP	Baud Rate:4800 Bits por dato: 8 Sin paridad 1 bit de paro No flujo de control
1	TSIP	Baud Rate:9600 Bits por dato: 8 Paridad Impar 1 bit de paro No flujo de control	TSIP	Baud Rate:9600 Bits por dato: 8 Paridad Impar 1 bit de paro No flujo de control
2	RTCM	Baud Rate:4800 Bits por dato: 8 Sin paridad 1 bit de paro No flujo de control	NMEA	Baud Rate:4800 Bits por dato: 8 Sin paridad 1 bit de paro No flujo de control

Cuadro 7.1: Características de los dos puertos seriales con los que cuenta el GPS

simple conector header de 8 pines las cuales se encuentran en una disposición específica y los cuales se muestran en la siguiente tabla.

En este caso nos interesan los datos entregados por el código NMEA y en particular nos interesa obtener el tiempo universal, las coordenadas de ubicación del receptor, así como también el PPS. Por lo tanto se fabricó la interfaz de comunicación RS232 para leer los datos que se necesitan para el Software Chart6, por lo tanto, se diseñó dicha interfaz de acuerdo con el diagrama que viene en las hojas de especificaciones del circuito integrado (C.I) MAX 232.(Ver apéndice 3), que al igual que la fuente de voltaje simétrica, se diseñó en circuito impreso con el Software Eagle versión 4.03.

El código NMEA es un protocolo de interface creado por la Asociación Nacional de Electrónicos Marinos (National Marine Electronics Association) el protocolo fue establecido originalmente para permitir que el equipo de navegación de marina comparta la información. El protocolo de NMEA cubre una gama amplia de datos de navegación. Esta gama de información se separa en los mensajes discretos que transportan un sistema específico de información.

# Pin	Función	Descripción
1	TXD2	Puerto2 Transmite, CMOS/TTL
2	Voltaje	5VDC + -5 %,150mA típico
3	TXD1	Puerto1 Transmite, CMOS/TTL
4	Reserva de Voltaje	+3.2VDC a 5 VDC, 2 μ A típico
5	RXD1	Puerto1 Recibe, CMOS/TTL
6	1PPS	Pulso por segundo, CMOS/TTL
7	RXD2	Puerto2 Recibe, CMOS/TTL
8	GND	Tierra

Cuadro 7.2: Las conexiones en el GPS

El protocolo entero abarca más de 50 mensajes, pero solamente un subconjunto de estos mensajes están presentes en el GPS ACE iii. Los mensajes de NMEA 0183 varían en longitud, pero cada mensaje se limita a 79 caracteres o menos. De este GPS se pueden obtener uno o todos los mensajes que se enlistan en la siguiente tabla.

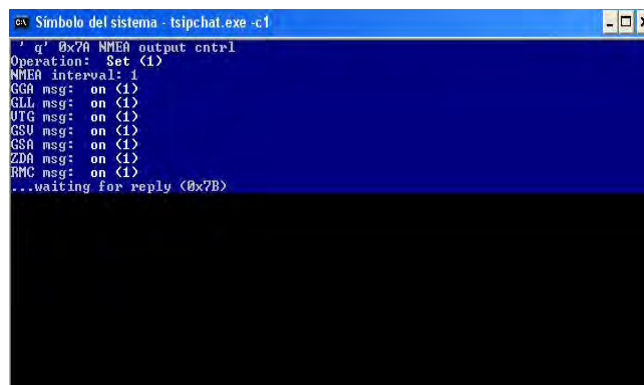
Setting	Message	Description
Default	GGA	GPS fix data (version 2.1)
	GLL	Geographic position - Latitude/Longitude
	GSA	GPS DOP and active satellites
	GSV	GPS satellites in view
	RMC	Recommended minimum specific GPS/Transit data
Default	VTG	Track made good and ground speed
	ZDA	Time & Date

Cuadro 7.3: Mensajes del código NMEA del GPS Ace iii

En su configuración por default desde fábrica, el ACE iii envía dos mensajes el GGA y VTG, los cuales salen en intervalos de un segundo. De acuerdo con las especificaciones del GPS utilizado en otras estaciones de la red, siendo éste el modelo GM44, envía los mensajes GGA, RMC, GSV y GSA. Como se mencionó anteriormente, para obtener los mensajes que hacen falta y que son necesarios para tener un funcionamiento adecuado, lo que se realizó en el modelo ACE iii fue la programación del puerto 2 a través del puerto 1, siendo éste bidireccional y por el cual se tiene un protocolo de comunicación TSIP, por lo tanto, es necesario apoyarse en el Software “ **TSIPCHAT** ”,

él cual permite cambiar los parámetros de salida del puerto 1; y finalmente podemos ver los mensajes que hacen falta para trabajar. Para ello se realizó el siguiente procedimiento:

1. Se inicia el programa TSIPCHAT desde MS-DOS en Windows XP.
2. Se presiona la tecla ?, para abrir la lista de comandos posibles a utilizar.
3. Se presiona la tecla “q”, responde preguntando si se requiere controlar del código NMEA de salida?, se oprime Y.
4. Se escoge el intervalo de tiempo entre cada mensaje, 1 segundo.
5. Por último se escogen todas las opciones en ON para obtener todos los mensajes que se requieren.



```
Símbolo del sistema - tsipchat.exe -c1
'? q' 8x78 NMEA output ctrl
Operation: Set (Y)
NMEA interval: 1
GGA msg: on (Y)
GLL msg: on (Y)
UTG msg: on (Y)
GSU msg: on (Y)
GSA msg: on (Y)
ZDA msg: on (Y)
RMC msg: on (Y)
...waiting for reply (8x7B)
```

Figura 7.1: En la figura se muestra el proceso para obtener los mensajes del GPS

7.1. Calibración

7.1.1. Pruebas realizadas

Se realizaron diversas pruebas, una de ellas se realizó con los preamplificadores armados, a cada uno se le aplicó una señal senoidal a la entrada, presentando problemas el preamplificador para la antena de lazo (PreamL), al comparar el diagrama eléctrico con la tarjeta impresa, se encontró un

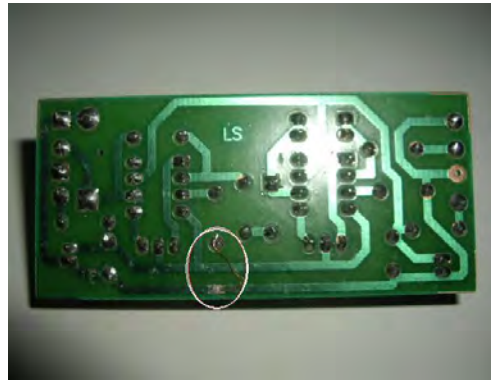


Figura 7.2: En la foto se muestra en círculo la corrección hecha de la tarjeta del preamplificador de la antena vertical

error en las pistas del mismo, esto se aprecia en la figura 7.2. En el diagrama eléctrico del apéndice A de este trabajo (ver figura A.4) se puede identificar fácilmente el punto de falla, el cual se encuentra en el segundo amplificador operacional (AmpOp) TL081, se puede observar que la resistencia R6 con valor de $3.9\text{ K}\Omega$, uno de sus extremos está conectado al pin 3 del AmpOp y el otro extremo está conectado a GND, en el circuito impreso como se vio en la figura 7.2.

El transformador armado para la antena de lazo, además de servir como filtro sirve para amplificar la señal recibida en las antenas porque tiene una relación de transformación de 6 unidades, lo cual significa que la señal que se aplica a las terminales del devanado primario aumenta 6 veces su amplitud a la salida de las terminales del devanado secundario y viceversa, es decir, si a las terminales del devanado secundario se le aplica una señal, ésta será minimizada o disminuida en una relación de 6.

Para comprobar el funcionamiento del transformador se aplicó una señal senoidal en el devanado primario obteniendo la respuesta de salida en el devanado secundario, en la figura 7.3 se observa en el canal 2 la señal aplicada al devanado primario del transformador en la parte inferior de la imagen, obteniendo su respuesta en el devanado secundario mostrado en el canal 1 del osciloscopio observado en la gráfica en la parte superior de la imagen. También se hicieron pruebas con las antenas para confirmar su funcionamiento; y con ello tener certeza de recibir las señales de las estaciones transmisoras. Para lograr esto se transmitió una señal desde una computadora con el programa

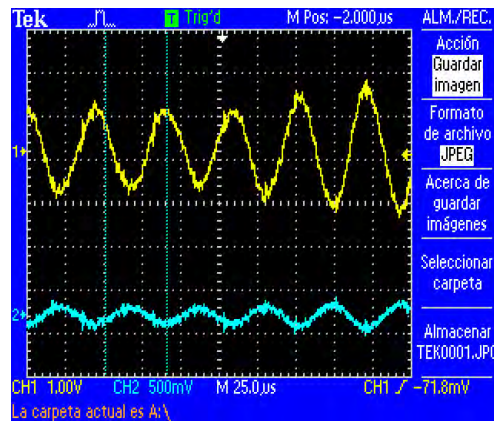


Figura 7.3: Respuesta del transformador armado para en amplificador de la antena de lazo

MATLAB versión 7.5, que asimila las funciones de un generador de señales; generando una señal senoidal con la rutina siguiente:

```

for i = 0 : 100
    ts = .000001;
    t = 0 : ts : .002;
    A = 2;
    x = A * sin(2 * pi * 22000 * t);
    plot(t, x)
    rms = A/sqrt(2)
    k = x.^2;
    z = mean(k);
    rms2 = sqrt(z)
    xlabel('s')
    ylabel('Volts')
    t = 0 : ts : 30;
    x = A * sin(2 * pi * 22000 * t);
    sound(x, 1/ts)

```

(7.1)

Obteniendo una señal como respuesta en la salida de audio de la PC de 22 KHz, la cual en primer instancia se mandó a una de las entradas de la tarjeta de audio Delta 44, a través, de un par de cables y un conector de audio de 5 mm, para realizar un espectro con el programa Chart6 y verificar.

Posteriormente la misma señal se mandó a la entrada de los preamplificadores de cada una de las antenas, y la salida de los mismos se conectó a las terminales de las antenas para que éstas transmitieran al aire libre esa señal generada desde la computadora. La idea fue utilizar una antena en modo recepción y otra en modo transmisión, y viceversa. La señal enviada fue una de tipo senoidal de 22 KHz con una amplitud 0, que posteriormente se fue variando y la cual se envió a través del mismo cable blindado utilizado cuando la antena esta en modo recepción a la entrada del preamplificador armado para esta antena; y a la salida del mismo se conectaron las terminales de la antena vertical, de manera que la configuración de la antena quedó en modo transmisión. En ese momento la antena de lazo no se modificó, quedando en modo de recepción. De la rutina (7.1) el parámetro que se modificó fue el de A, que es el que permite cambiar la amplitud de la señal generada por el programa.

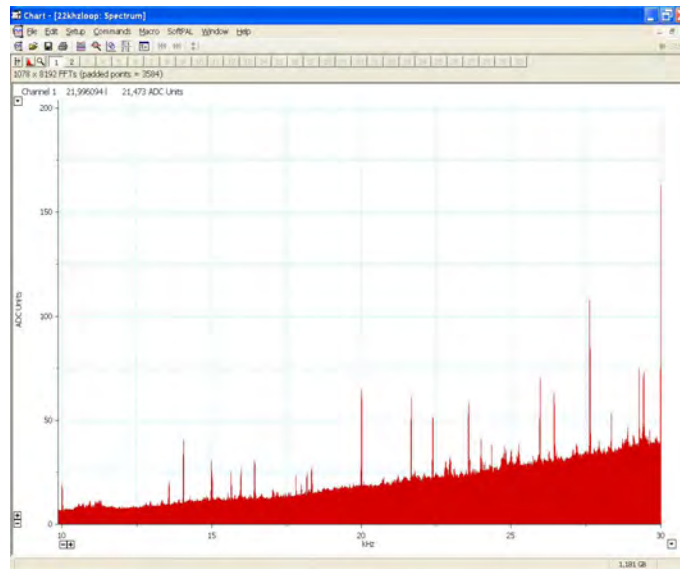


Figura 7.4: Espectro hecho de la antena de lazo al momento en que la antena vertical se encontraba transmitiendo una señal de 0 Vrms

Configurando la escala de frecuencias en el software, se observa en la figura 7.4 en el espectro hecho de 10 a 30 KHz para la antena de lazo no se recibe absolutamente nada a 22 KHz, esto debido a que la señal enviada no tiene amplitud.

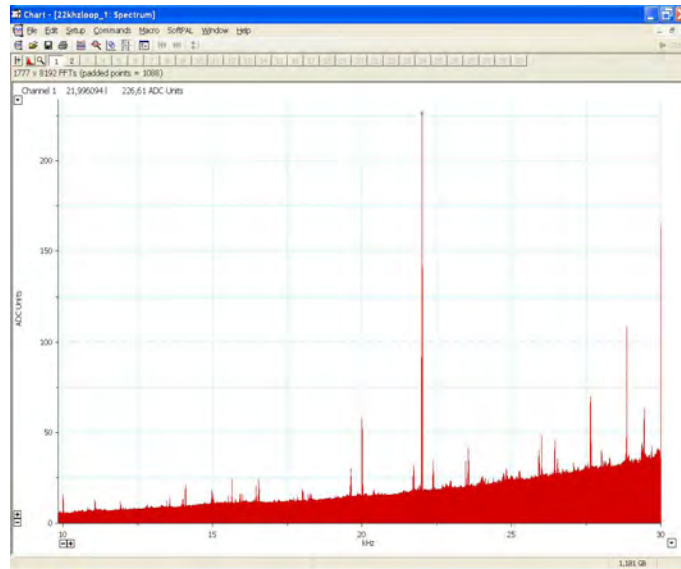


Figura 7.5: **Espectro hecho de la antena de lazo al momento en que la antena vertical se encontraba transmitiendo una señal de 1 Vrms**

En cambio en la figura 7.5 se muestra un cambio en el espectro hecho de la antena de lazo, debido a que en la rutina de MATLAB se incrementó el valor de la amplitud (A).

Después de haber realizado lo anterior, se llevo a cabo el proceso inverso, es decir, cambiar las antenas en modo; ahora la antena de lazo quedó en modo transmisor y la antena vertical en modo receptor. Sólo para diferenciar del proceso anterior, se cambio la frecuencia de la señal enviada desde la PC a 10KHz, cambiando en la rutina del programa el parámetro “ x ” en el argumento de la función seno ($x = A * \sin(2 * \pi * 22000 * t)$), en vez de ser 22000 esta vez fue 10000. En la figura 7.6 se muestra la gráfica del espectro hecho de la antena vertical, en ella se muestra la recepción de las señales que puede captar, la señal transmitida es débil (0 Vrms), por lo que, en la gráfica el ruido que capta la antena es mucho mayor.

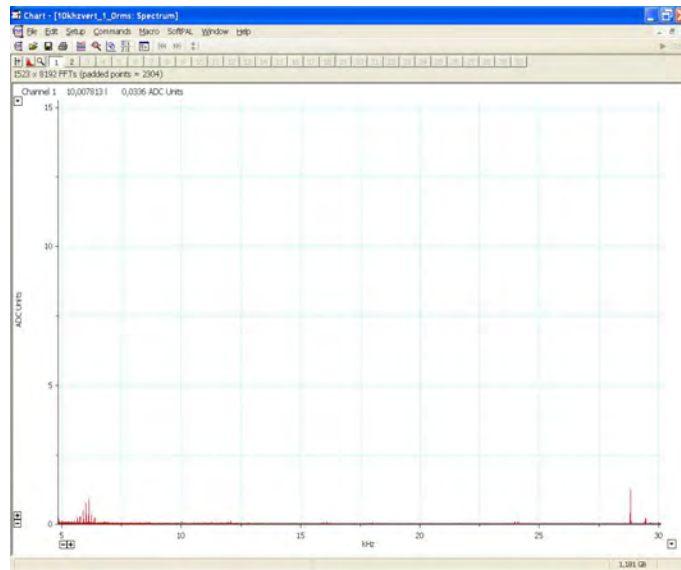


Figura 7.6: **Espectro hecho de la antena vertical recibiendo la señal transmitida de 0 Vrms de la antena de lazo**

Para poder observar la señal enviada a través de la antena, se incremento el valor de amplitud (A) en la señal generada por la rutina hecha en MATLAB a 1 Vrms. En la figura 7.7 se muestra en el espectro un cambio en la antena vertical precisamente a 10 KHz debido al incremento antes mencionado.

Con lo anteriormente descrito y de acuerdo a lo mencionado en el capítulo 5, del principio de reciprocidad, el cual dice, “una antena puede transmitir tan bien así como recibir las señales”, con esto se asegura que las antenas se encuentran funcionando y son aptas para recibir las señales VLF, así como también lo son para transmitir las.

Fuera del instituto, específicamente en el terreno donde se ubica el radiotelescopio de centelleo en Coeneo Michoacán, se llevaron a cabo pruebas de ruido en una antena de lazo armada en el terreno, mientras que en las instalaciones del IGEF en la ciudad de México se realizan espectros electromagnéticos con bastante ruido y que sobrepasan la amplitud de las estaciones transmisoras y en algunos casos no se alcanzan a distinguir, tal como se muestra en la figura 7.8.

En cambio, el espectro electromagnético realizado en Michoacán muestra una notable mejoría del funcionamiento de la antena, muestra de ello, el espectro

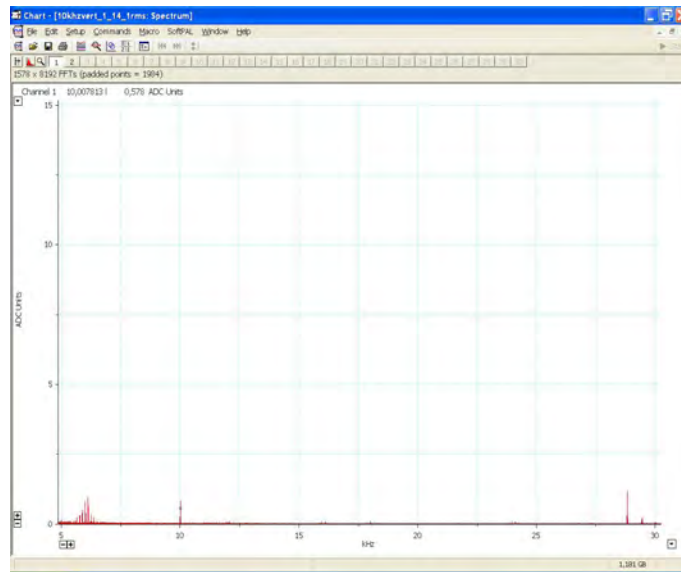


Figura 7.7: Espectro de lantena vertical recibiendo la señal transmitida de 1 Vrms de la antena de lazo

realizado de la antena de lazo dirigida Norte-Sur en Coeneo se registran las siguientes estaciones:

19.8 kHz NWC 1000 KW U.S. estación de comunicación naval Harold E. Holt at Exmouth, Australia, ésta es operada por la Royal Australian Navy. Amplitud en ADC 6.527

21.4 kHz NPM 566 KW A U.S. estación de comunicación naval localizada en Laualualei, Oahu, Hawaii. Amplitud ADC 6.877

24.0 kHz NAA 1000 KW A U.S. estación de comunicación naval localizada en Cutler, Maine. Esta estación forma parte del sistema de radiodifusión submarino interoperable de la OTAN. Amplitud ADC 9.63

24.8 kHz NLK 250 KW A U.S. estación de comunicación naval localizada en Jim Creek, Washington. Utiliza un transmisor continental de Electronics Corp. y una antena horizontal que transmite en la cima de la montaña. Amplitud ADC 3.02

25.2 kHz NML 500 KW A U.S. Navy communication station located at LaMour, North Dakota. Esta estación forma parte del sistema de radiodifusión submarino interoperable de la OTAN. Amplitud ADC 3.49.

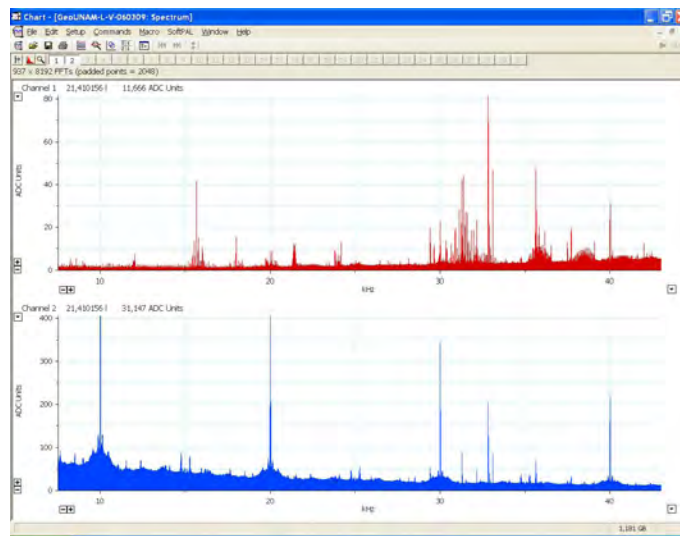


Figura 7.8: Estaciones captadas por una antena de lazo vista gráfica superior; y por la antena vertical, gráfica inferior

Comparando el ruido que existe en Ciudad Universitaria con el que hay en Coeneo, éste es menor y no interfiere demasiado en las frecuencias donde se encuentran sintonizadas las estaciones anteriormente señaladas, las cuales se muestran en la figura 7.9

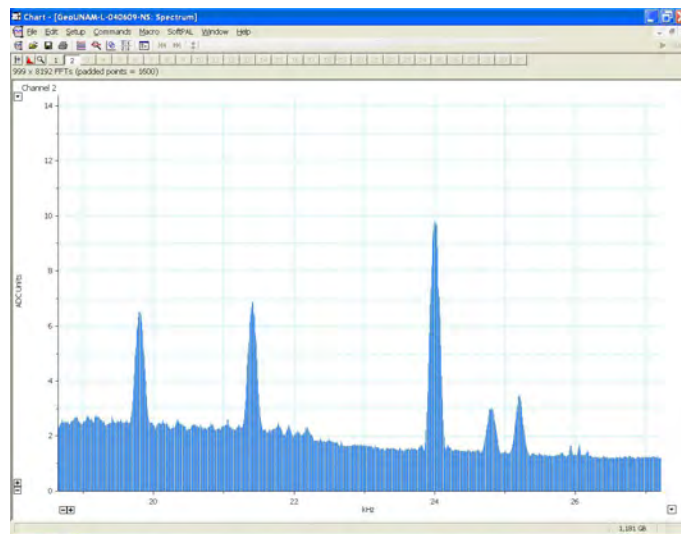


Figura 7.9: Estaciones registradas con antena de lazo orientada en la dirección Norte-Sur en COENEO, Michoacán

Capítulo 8

Observaciones

8.1. Antes de iniciar una observación

8.1.1. Realizar espectros

Antes de comenzar la observación se hacen 2 espectros para ver la calidad de la señales. En primer lugar, se tienen que conectar los cables L1 (antena de lazo 1) en INS1 y el cable V (antena vertical) en INS2 canales de entrada de la tarjeta de Audio Delta44. Entrar al software Chart6 y elegir la opción **Wave Input Devices:M-Audio Delta44 Multi**. Enseguida presionar el botón **Star** (que se encuentra ubicado arriba y a la derecha en la pantalla desplegada). A continuación se ven desplegadas las señales en tiempo real de ambos canales. Hay que tener en cuenta que la señal superior no supere en promedio los ± 500 ADC y que la señal inferior no rebase los ± 5000 ADC. Después de aproximadamente 30 segundos se presiona la tecla **Stop** vista dentro de la pantalla mostrada.

Para visualizar el espectro:

- Hacer doble click en el eje del tiempo con el botón 1 del mouse en el eje del tiempo (debajo de las gráficas mostradas) para seleccionar el período temporal; en este momento la ventana se pone en color negro.
- Ir al menú Window y dentro de él escoger la opción **Spectrum**.
- En la ventana desplegada escoger el canal del cual se desea el espectro (botón 1). Se selecciona **canal 1** para ver **L1** (antena Loop N-S).

- Con el botón 2 seleccionar las propiedades de la transformada de Fourier deseadas: **FFT Size 8k** y Display **Amplitud**, las demás opciones no se mueven.
- Utilizar el botón 3 para regular la escala vertical (ADC units)
- Utilizar el botón 4 para regular la escala horizontal (KHz)

En el espectro se puede apreciar lo siguiente:

- Forma general.
- Presencia de Interferencias.
- Nivel S/N en la región de las transmisoras Tx (18-28 KHz para las estaciones NAA y NDK principalmente, NPM y NLK en menor grado y 40-42 KHz para NAU).

Luego seleccionar con el botón 1, el **canal 2** para visualizar la señal de la antena **V**. En ella se pueden apreciar prácticamente todas las estaciones, ya que la antena es omnidireccional:

- Nivel S/N en la región de las transmisoras Tx (18-28 KHz para las estaciones NAA,NPM,NLK y NDK y 40-42 KHz para NAU).

Una vez vista la calidad de los espectros de **L1** y **V**, se guardan en una carpeta dentro del disco duro de la PC: **Espectros** dentro de **Datos Savnet** (situada en el escritorio). Para ello, ir al menú **File** en la opción **Save** y poner el siguiente nombre **MEX-AAAAMMDD-L1-V-HHMMUT** con extensión **adicht**. Donde **AAAAMMDD** es la fecha en la cual se hizo el espectro, **L1-V** es para esta primera combinación de L1 y V y **HHMMUT** es la hora (UT) en la cual se hizo el espectro. Una vez realizado el primer espectro, se cierra la ventana generada por el Chart6 y se desconecta el cable **L1** y en su lugar se conecta el cable **L2** perteneciente a la antena de lazo 2 (E-O), el cable **V** queda en su lugar. Abrir una ventana nueva en **File** en la opción **New** y comenzar con **Star** y seguir los pasos anteriormente mencionados. En este caso, como la orientación de la antena es E-O en el espectro hay que ver:

- Nivel S/N en la región de las transmisoras Tx (18-28 KHz para las estaciones NPM y NLK principalmente, NAA y NDK en menor grado y 40-42 KHz para NAU)

Una vez vista la calidad de los espectros de **L2** y **V** hay que guardar el archivo en la misma carpeta anterior, pero ahora con el nombre **MEX-AAAAMDD-L2-V-HHMMUT**. Al finalizar con los espectros, se comienza con la observación en donde ahora se incluye al GPS. Con cuidado, principalmente por la estática, se retira el cable L2 de la entrada **INS1** y se coloca en su lugar el cable **GPS**, el **V** queda en **INS2**, el cable **L1** pasa a la entrada **INS3** y el cable **L2** en **INS4**, quedando de la siguiente manera:

- El GPS en la entrada INS1.
- La antena V en la entrada INS2.
- La antena L1 en la entrada INS3.
- La antena L2 en la entrada INS4.

Para terminar se cierra el programa Chart6.

8.1.2. Configuración SETUP

Entrar nuevamente al programa Chart6 y elegir la opción **SoftPal Devices:M-Audio Delta 44 Multi**. Enseguida aparecerá una ventana como la que se muestra en la figura 8.1.

Ahora se configura el Setup que es el lugar donde se especifica cuáles estaciones se van a recibir y en qué entradas. Para ello ir al menú **SoftPal** escoger la opción **Setup SoftPal** en donde aparece una pantalla con 7 entradas MSK. En la parte **MSK Signals** hay que ver que en la columna **Enable** estén todas las casillas marcadas. La columna **Input** corresponde a las entradas de la placa de sonido In2 para antena vertical, In3 para antena de lazo1 e In4 para la antena de lazo2. La In1 es para el GPS y en este menú no aparece. La columna **Signal Name** identifica a las transmisoras que serán observadas por las antenas, mientras que la columna **Frecuency [Hz]** muestra las frecuencias de las transmisoras. Las tres últimas columnas quedan como están.

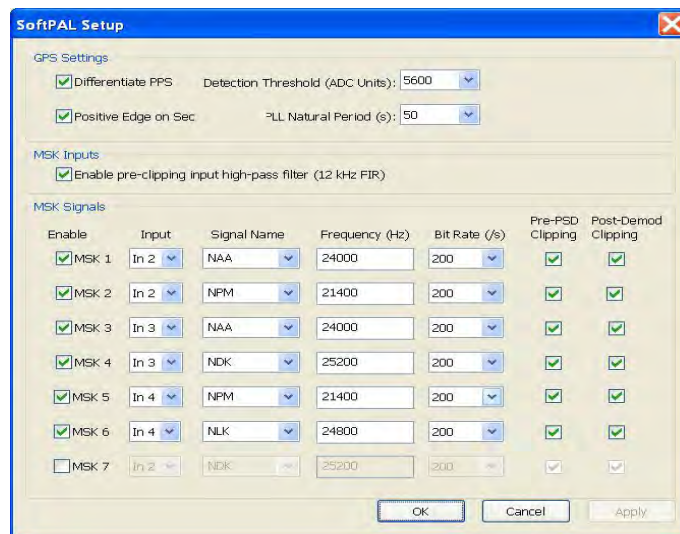


Figura 8.1: En la figura se muestra la configuración del SoftPAL para realizar las observaciones diariamente

En resumen tienen que quedar así como se muestra en la siguiente tabla:

MSK Inputs	MSK Signals	Signal Name	Frequency[Hz]
MSK1	In2	NAA-V	24000
MSK2	In2	NPM-V	21400
MSK3	In3	NAA-L	24000
MSK4	In3	NDK-L	25200
MSK5	In4	NPM-L	21400
MSK6	In4	NLK-L	24800

Como vemos, la transmisora NAA al igual que la NPM es observada tanto por la antena vertical (V) como por la antena Loop1 (L1). Para distinguir los datos se sufixa con -V y -L en nombre NAA. Es importante elegir primero en la columna **Signal Name** a la transmisora NAA y recién después adicionar -L o -V.

Para comenzar con la observación, que es la parte más importante del proceso se realizan las siguientes pasos:

- Elegir la resolución temporal de 1 Hz arriba a la derecha. Observar que el que viene por default es de 10 Hz (10 ciclos/seg).

- Cambiar el tamaño de la ventana a 1:1 abaja a la derecha. Por default viene una relación 10:1.
- Abrir el menú SoftPAL y elegir **Scheduler**.
- Activar la opción **Start new file Daily**.
- Checar que la hora que aparece sea: **00:00:00 UT**.
- En **Auto-Save File Name** hay que introducir la dirección en donde se guardarán los archivos (carpeta Datos SAVNET). Es importante introducir **GEOUNAM-** al guardar el archivo así como se muestra en la dirección de la imagen siguiente, ya que es el encabezado del nombre del archivo y sin el cual el archivo no se guarda en la carpeta seleccionada. Este archivo se irá generando día a día, comenzando a las 0 hrs UT (19 hrs Tiempo Local) y terminando a las 0 hrs del día siguiente. Hay que tener en cuenta que primero genera el archivo con el nombre descrito arriba y después de un día, cuando se cierra recién graba el dato en el disco duro de la PC.
- Se presiona **Start**

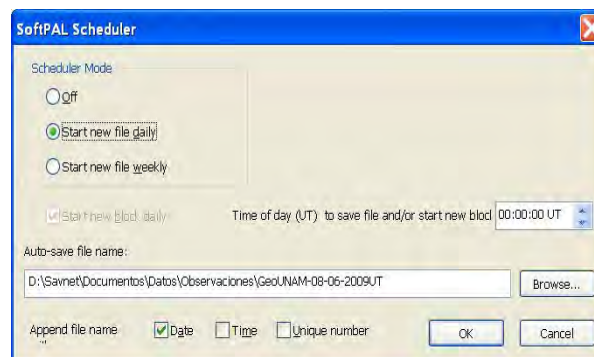


Figura 8.2: Configuración del SoftPAL Scheduler

Al final se debe verificar que el primer comentario en la señal GPS-Delay sea **GPS NMEA time used. GPS position =** comprobando así que el programa está realmente leyendo el código NMEA.

En caso de que el mensaje sea **No NMEA time recieved. Using computer system time**, indica que no se lee bien la señal proveniente del GPS a través del conector serial RS-232 (DB9), siendo necesario verificar dicha conexión.

Para guardar el archivo generado hasta el momento, se debe ir al menú **File-Save As** y elegir el archivo con la fecha actual (GEOUNAM-AAAA-MM-DDUT) así para cada día.

Primeras observaciones

Las primeras observaciones se iniciaron desde Agosto de 2008 en las instalaciones del IGEF. Desafortunadamente desde esa fecha hasta hoy día, la actividad Solar no ha aumentado como se esperaba, al dar inicio el ciclo de actividad de 11 años.

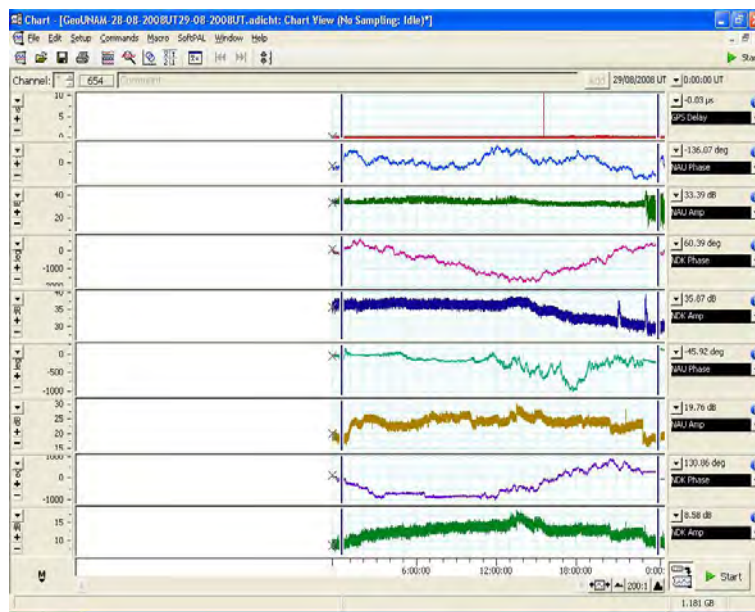


Figura 8.3: En la figura se muestra la primera observación hecha en Mayo de 2008 en el IGEF

Observaciones recientes

Debido a los ajustes hechos desde Agosto de 2008 hasta el mes de Junio de 2009 y que se describieron en el capítulo anterior. La realización de las observaciones más recientes, han mostrado una mejoría para captar las señales de las estaciones VLF, lo cual se refleja en la la recepción de estaciones que al inicio no se podían captar con facilidad debido el ruido que existe en la ciudad y en los alrededores donde se encuentra ubicado el receptor. Además como se muestra en la figura 8.4 se pueden observar variaciones diarias de fase y de amplitud.

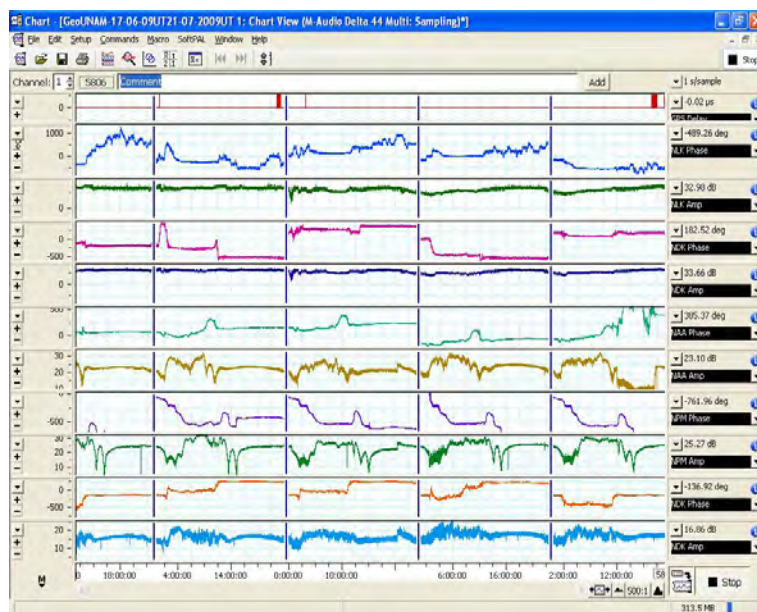


Figura 8.4: Observación hecha en la semana del 20 al 24 de Julio de 2009

Capítulo 9

Conclusiones

Se construyó una estación SAVNET, que dotará a México y sobre todo al Instituto de Geofísica de un instrumento genuino, capaz de realizar observaciones importantes, pudiendo llegar a un mejor conocimiento de la física de la ionosfera baja, así como de la física de las relaciones solar-terrestres. Al mismo tiempo el Radiobservatorio Solar del IGEF de la UNAM se está integrando a la red de Receptores con los otros países que participan en el programa.

La conformación de la estación, permitió conocer de mejor manera el funcionamiento de cada una de las partes que lo componen: siendo esencial para elevar el rendimiento de la misma; aplicando conocimientos y técnicas de comunicaciones aprendidas durante mi formación como ingeniero; diseñando y construyendo los circuitos electrónicos necesarios, un ejemplo de esto fue, la construcción de las antenas, realizando en ellas pruebas para comprobar su funcionamiento adecuado. Se hicieron pruebas de ruido en varios lugares, llegando a la conclusión de que para mejorar el funcionamiento del receptor, es necesario, ubicarlo en un lugar en dónde el ruido externo como lo son: el funcionamiento y el ruido generado por los motores, la operación de estaciones de radio en AM, en general toda fuente de ruido que se encuentren en la banda audible; que existe en los alrededores del mismo, sean mínimos o por lo menos muy bajos, sino se tendrán complicaciones al realizar observaciones. Para finalizar, en estos momentos ya se cuenta con una estación de VLF en operación, lo cual permite hacer ciencia de frontera con otros países, no sólo los involucrados en la red, sino todos aquellos interesados en colaborar; esperando con ello que los resultados obtenidos por SAVNET-México sean de gran interés para la comunidad científica.

Apéndice A

Diagramas de la estación SAVNET-México

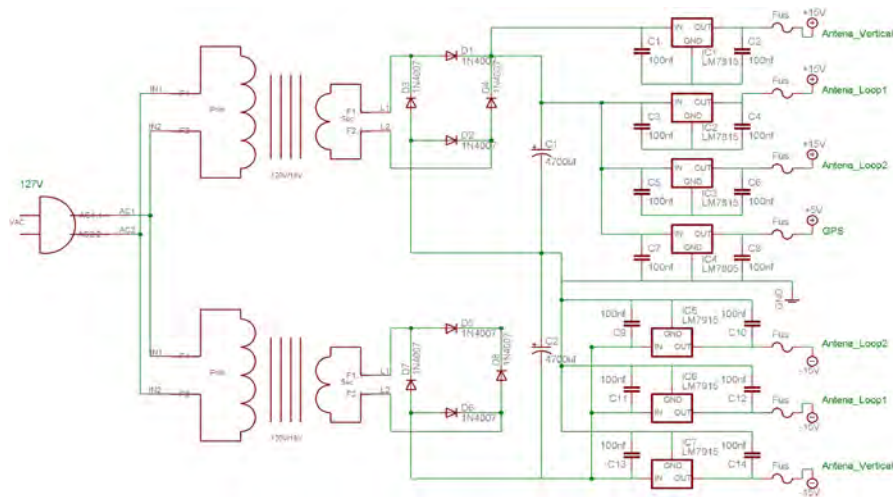


Figura A.1: Diagrama eléctrico de la fuente de voltaje diseñada para alimentar los circuitos electrónicos de la estación SAVNET-México

APÉNDICE A. DIAGRAMAS DE LA ESTACIÓN SAVNET-MÉXICO 80

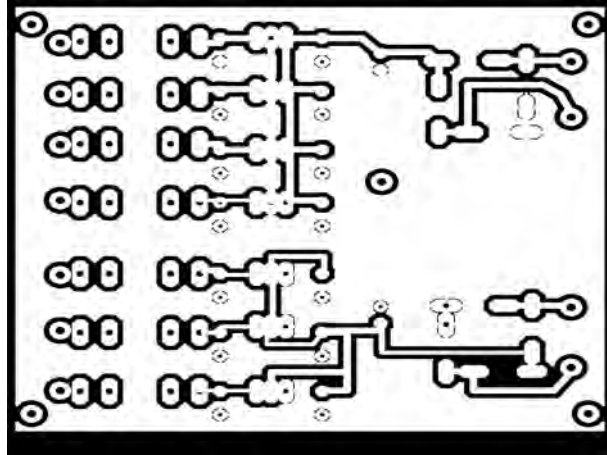


Figura A.2: Esquema del circuito impreso diseñado para la fuente de alimentación simétrica

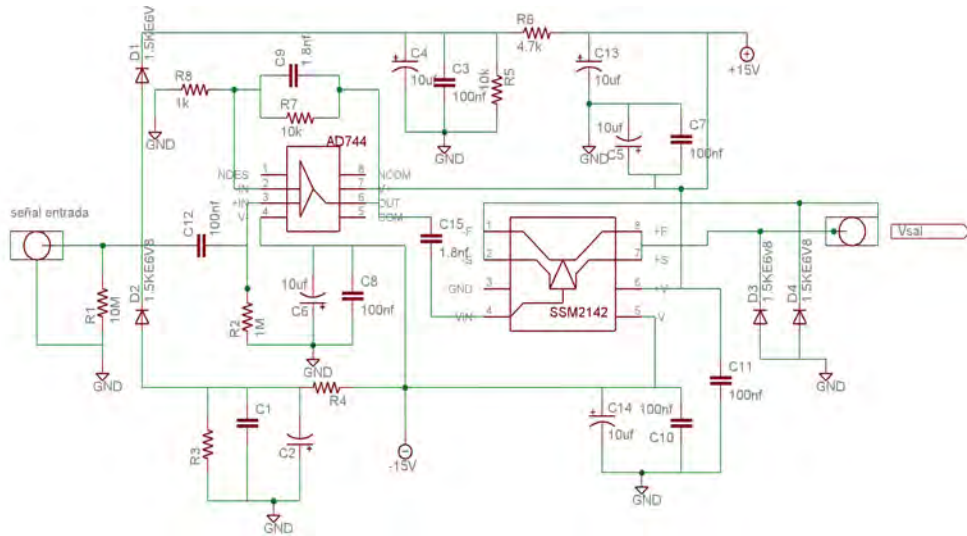


Figura A.3: Diagrama del preamplificador utilizado para la antena vertical

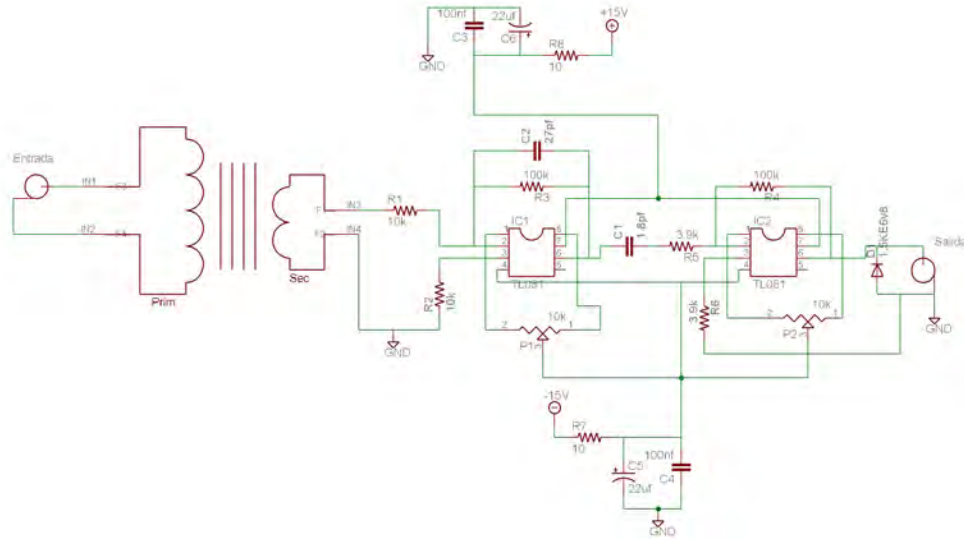


Figura A.4: Diagrama del preamplificador utilizado para las dos antenas de lazo



Figura A.5: Preamplificador utilizado para antena vertical

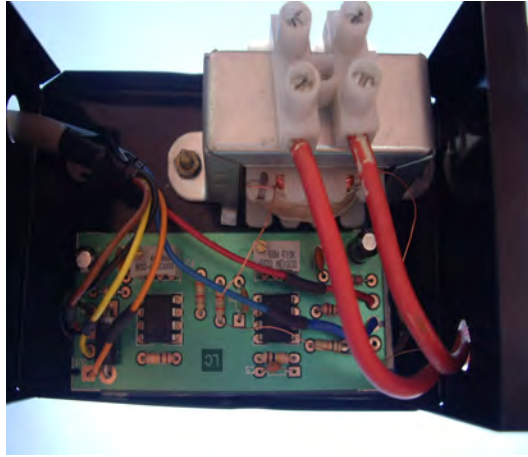


Figura A.6: Preamplificador utilizado para cada una de las antenas de lazo

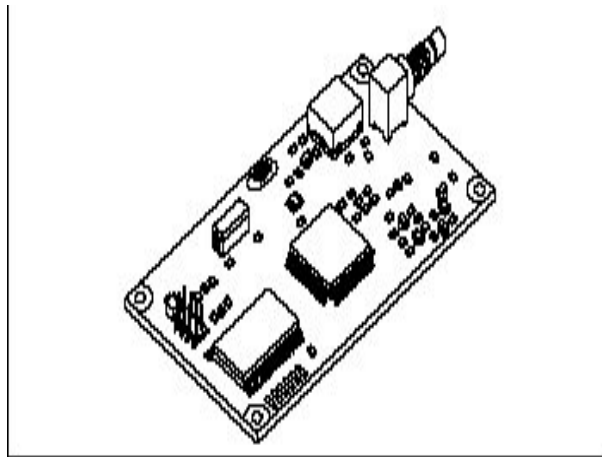


Figura A.7: El modulo esquemático del gps



Figura A.8: Tarjeta M-Audio Delta44, para adquisición de la información de las antenas y el GPS

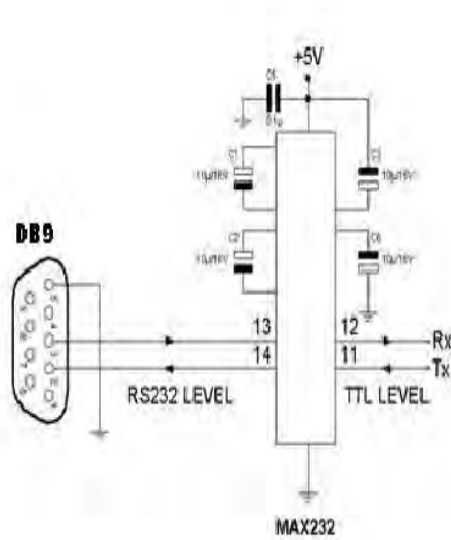


Figura A.9: Configuración de la interfaz RS232 mediante el circuito integrado MAX232

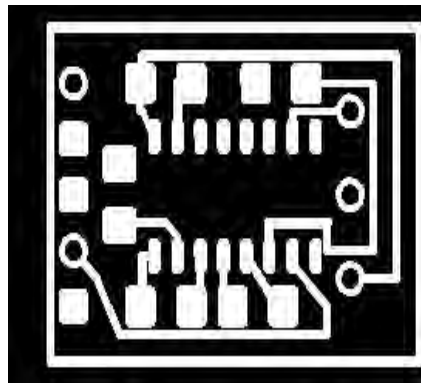


Figura A.10: Circuito impreso diseñado con componentes de montaje superficial para interfaz RS232, realizado con el software Eagle4.03

Apéndice B

Esquemas gráficos de Elementos

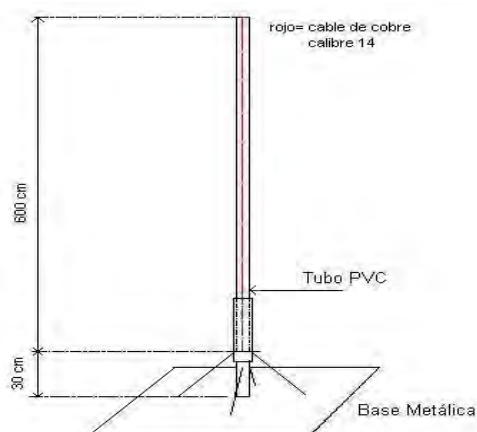


Figura B.1: En la figura se muestran una vista oblicua de las dimensiones de la antena vertical

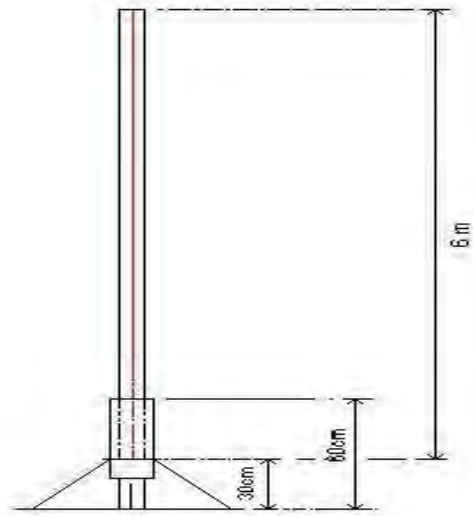


Figura B.2: En esta esquema se muestra una vista frontal de las dimensiones de la antena vertical montada en su base metálica

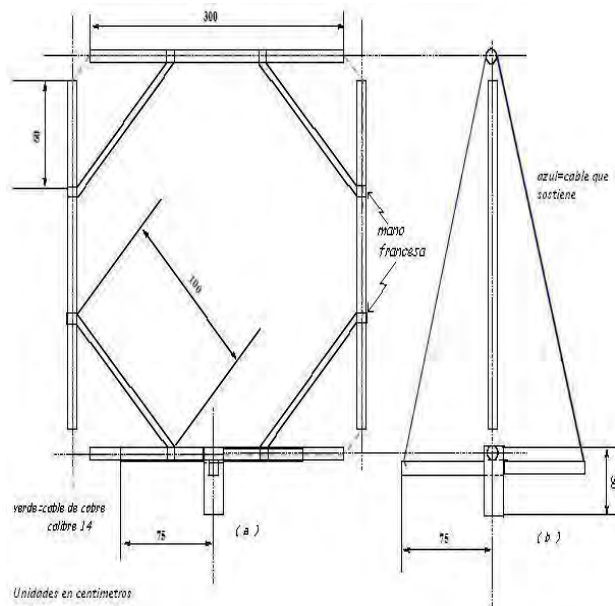


Figura B.3: En el esquema se observan: la vista frontal(a) y la vista de perfil(b) con las medidas exactas para el diseño de la antena de lazo

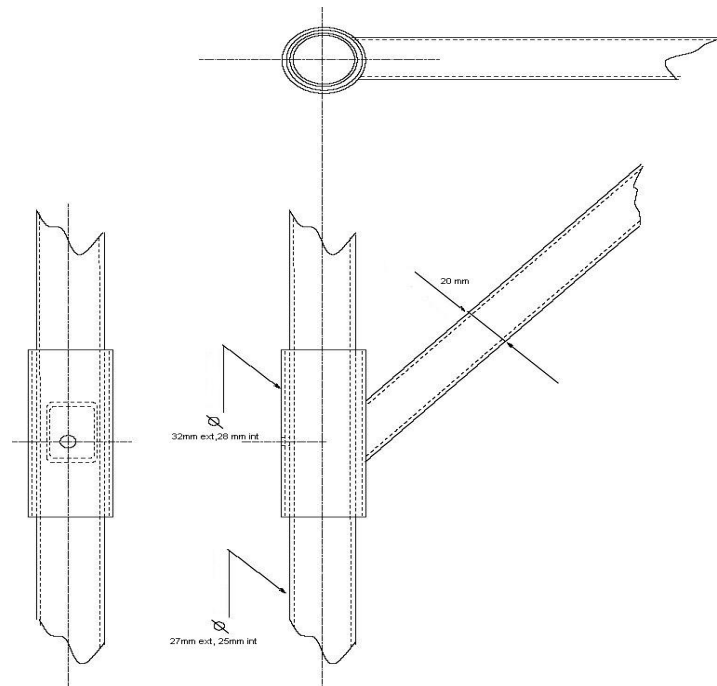


Figura B.4: En el esquema se observan los planos frontal, horizontal y de perfil de las características principales de las manos francesas que dan forma al cuadro de la antena de lazo

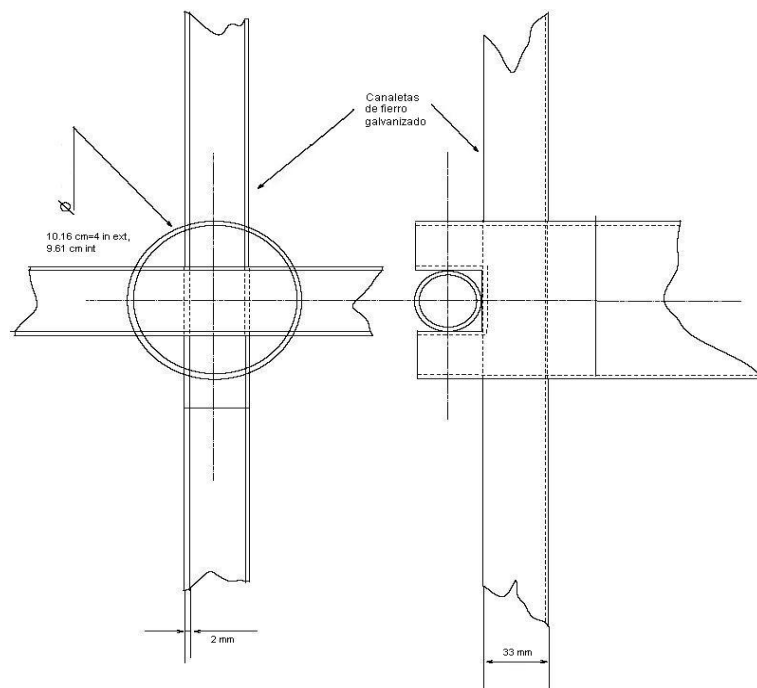


Figura B.5: Esquema en el que se dimensiona la pieza central y las canaletas utilizadas como apoyo para dar firmeza al cuadro de la antena

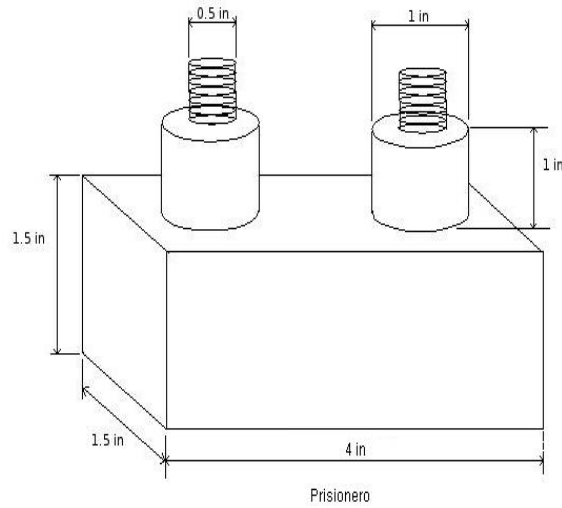


Figura B.6: Esquema en el que se muestran a detalle las dimensiones de las piezas diseñadas que sirven de prisioneros para la pieza central y las canaletas

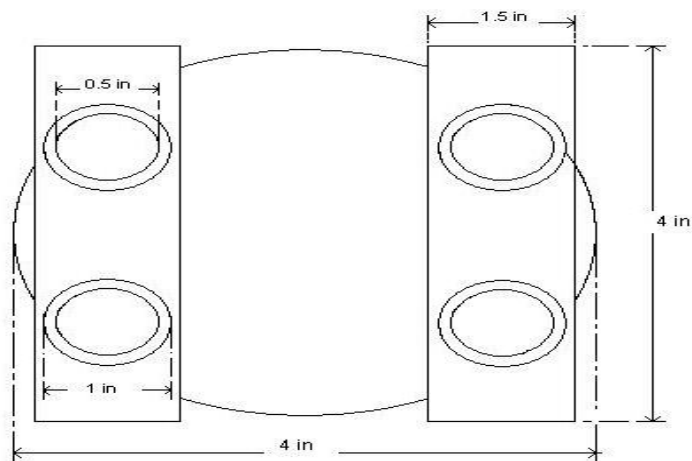


Figura B.7: En el esquema se muestra la vista horizontal de los prisioneros y la pieza central de la antena de lazo con sus respectivas dimensiones

Apéndice C

Especificaciones



Balanced Line Driver

SSM2142

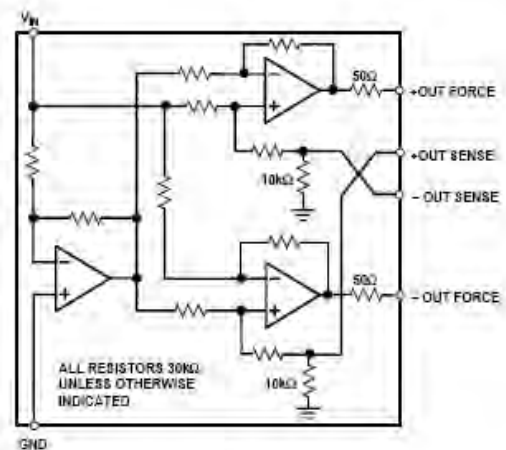
FEATURES

- Transformer-Like Balanced Output
- Drives 10 V RMS Into a 600 Ω Load
- Stable When Driving Large Capacitive Loads and Long Cables
- Low Distortion
 - 0.006% typ 20 Hz-20 kHz, 10 V RMS into 600 Ω
- High Slew Rate
 - 15 V/μs typ
- Low Gain Error
 - (Differential or Single-Ended); 0.7% typ
- Outputs Short-Circuit Protected
- Available In Space-Saving 8-Pin Mini-DIP Package
- Low Cost

APPLICATIONS

- Audio Mix Consoles
- Distribution Amplifiers
- Graphic and Parametric Equalizers
- Dynamic Range Processors
- Digital Effects Processors
- Telecommunications Systems
- Industrial Instrumentation
- Hi-Fi Equipment

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The SSM2142 is an integrated differential-output buffer amplifier that converts a single-ended input signal to a balanced output signal pair with high output drive. By utilizing low noise thermally matched thin film resistors and high slew rate amplifiers, the SSM2142 helps maintain the sonic quality of audio systems by eliminating power line hum, RF interference, voltage drops, and other externally generated noise commonly encountered with long audio cable runs. Excellent rejection of common-mode noise and offset errors is achieved by laser trimming of the onboard resistors, assuring high gain accuracy. The carefully designed output stage of the SSM2142 is capable of driving difficult loads, yielding low distortion performance despite extremely long cables or loads as low as 600 Ω, and is stable over a wide range of operating conditions.

Based on a cross-coupled, electronically balanced topology, the SSM2142 mimics the performance of fully balanced transformer-based solutions for line driving. However, the SSM2142 maintains lower distortion and occupies much less board space than transformers while achieving comparable common-mode rejection performance with reduced parts count.

The SSM2142 in tandem with the SSM2141 differential receiver establishes a complete, reliable solution for driving and receiving audio signals over long cables. The SSM2141 features an Input Common-Mode Rejection Ratio of 100 dB at 60 Hz. Specifications demonstrating the performance of this typical system are included in the data sheet.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

SSM2142–SPECIFICATIONS ($V_S = \pm 18\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, operating in differential mode unless otherwise noted. Typical characteristics apply to operation at $T_A = +25^\circ\text{C}$.)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
INPUT IMPEDANCE	Z_{IN}			10		$k\Omega$
INPUT CURRENT	I_{IN}	$V_{IN} = \pm 7.071\text{ V}$		± 750	± 900	μA
GAIN, DIFFERENTIAL			5.8	5.98		dB
GAIN, SINGLE-ENDED		Single-Ended Mode	5.7	5.94		dB
GAIN ERROR, DIFFERENTIAL		$R_L = 600\ \Omega$		0.7	2	%
POWER SUPPLY REJECTION RATIO STATIC	PSRR	$V_S = \pm 13\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$	60	80		dB
OUTPUT COMMON-MODE REJECTION	OCMR	See Test Circuit; $f = 1\text{ kHz}$	-38	-45		dB
OUTPUT SIGNAL BALANCE RATIO	SBR	See Test Circuit; $f = 1\text{ kHz}$	-35	-40		dB
TOTAL HARMONIC DISTORTION Plus Noise	THD+N	20 Hz to 20 kHz; $V_O = 10\text{ V rms}$, $R_L = 600\ \Omega$		0.006		%
SIGNAL-TO-NOISE RATIO	SNR	$V_{IN} = 0\text{ V}$		-93.4		dBu
HEADROOM	HR	CLIP Level = 10.5 V rms		+93.4		dBu
SLEW RATE	SR			15		V/ μs
OUTPUT COMMON-MODE VOLTAGE OFFSET ¹	V_{OOS}	$R_L = 600\ \Omega$	-250	25	250	mV
DIFFERENTIAL OUTPUT VOLTAGE OFFSET	V_{OOD}	$R_L = 600\ \Omega$	-50	15	50	mV
DIFFERENTIAL OUTPUT VOLTAGE SWING		$V_{IN} = \pm 7.071\text{ V}$	± 13.8	± 14.14		V
OUTPUT IMPEDANCE	Z_O		45	50	55	Ω
SUPPLY CURRENT	I_{SY}	Unloaded, $V_{IN} = 0\text{ V}$		5.5	7.0	mA
OUTPUT CURRENT, SHORT CIRCUIT	I_{SC}		60	70		mA

NOTES

¹Output common-mode offset voltage can be removed by inserting dc blocking capacitors in the sense lines. See Applications Information. Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

- Supply Voltage $\pm 18\text{ V}$
- Storage Temperature -60°C to $+150^\circ\text{C}$
- Lead Temperature (Soldering, 60 sec) $+300^\circ\text{C}$
- Junction Temperature $+150^\circ\text{C}$
- Operating Temperature Range -40°C to $+85^\circ\text{C}$
- Output Short Circuit Duration (Both Outputs) Indefinite

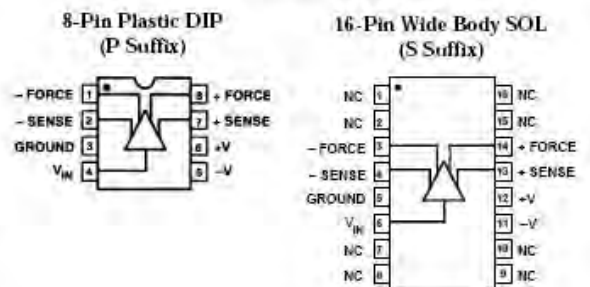
*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only; the functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ORDERING GUIDE

Model	Operating Temperature Range	Package Description	Package Option
SSM2142P	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	Plastic DIP	N-8
SSM2142S ⁺	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	SOL	R-16

*For availability of SOIC package, contact your local sales office.

PIN CONNECTIONS

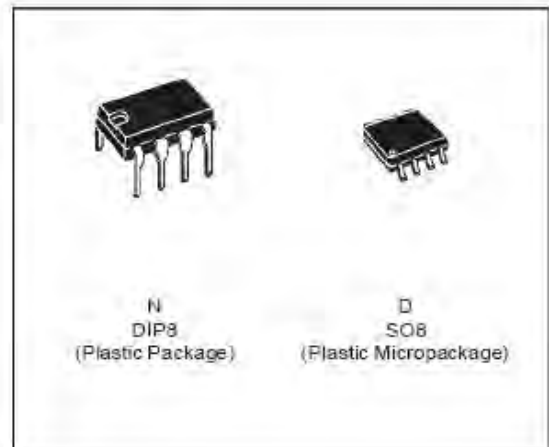




TL081
TL081A - TL081B

**GENERAL PURPOSE J-FET
SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER**

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^-) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)



DESCRIPTION

The TL081, TL081A and TL081B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

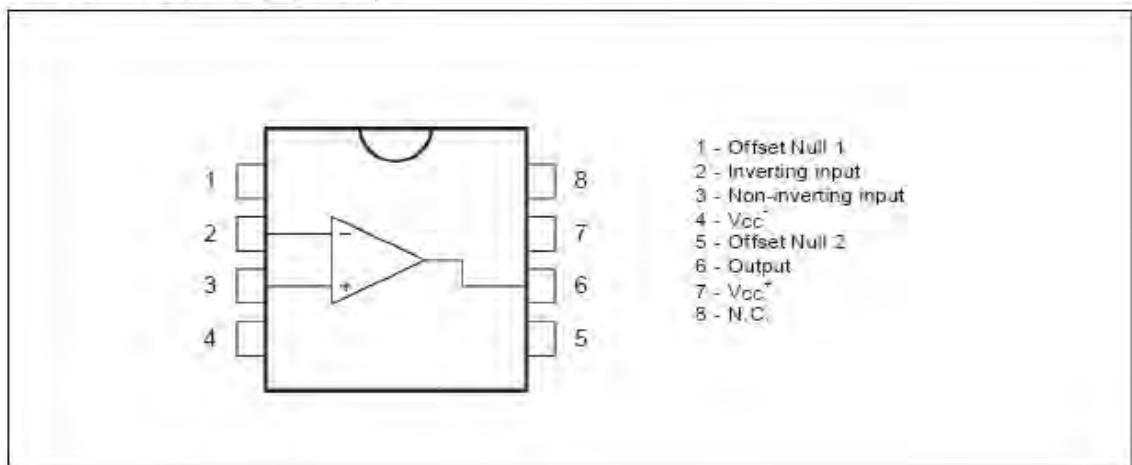
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL081M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL081/A/B	-40°C, +105°C	•	•
TL081C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

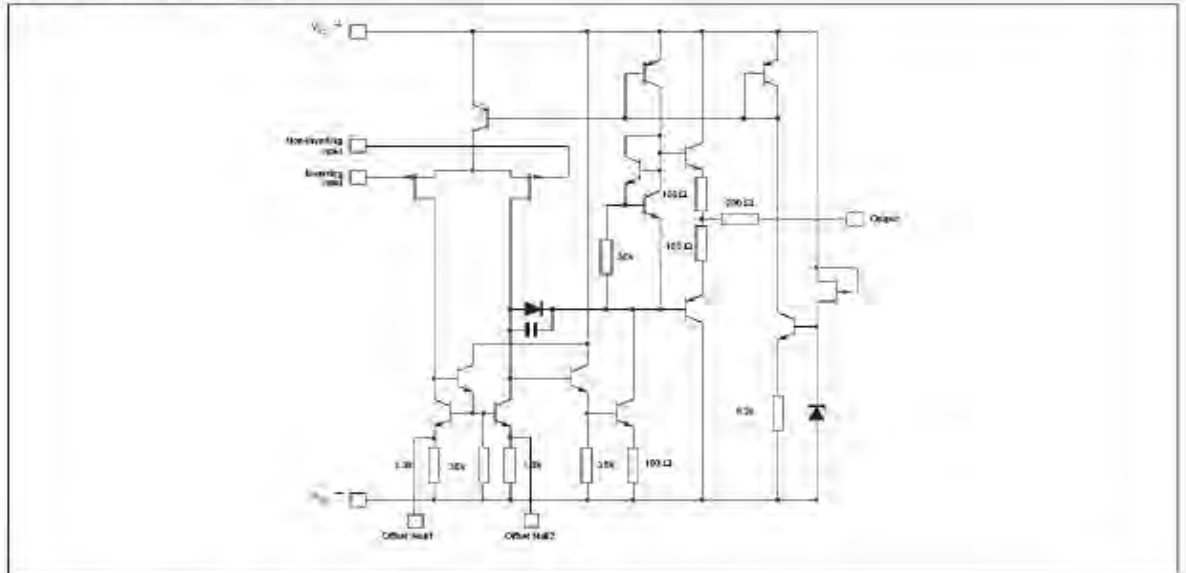
Examples : TL081CD, TL081IN

PIN CONNECTIONS (top view)

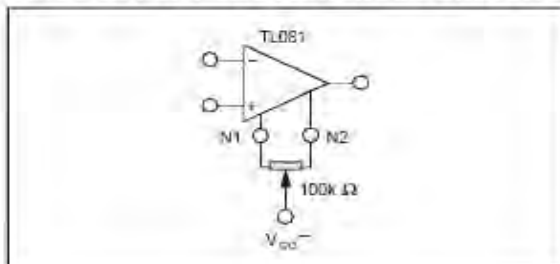


TL081 - TL081A - TL081B

SCHEMATIC DIAGRAM



INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)	± 18	V	
V_i	Input Voltage - (note 3)	± 15	V	
V_{id}	Differential Input Voltage - (note 2)	± 30	V	
P_{tot}	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL081C, AC, BC TL081I, AI, BI TL081M, AM, BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	$^{\circ}C$

- Notes :
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{cc}^{-} and V_{cc}^{+} .
 2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

TL081 - TL081A - TL081B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

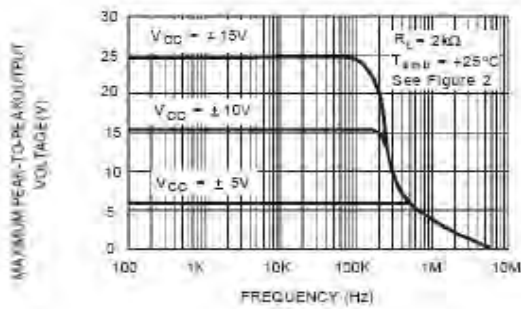
$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL081I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL081C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current * $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		5	100 4		5	100 4	μA nA
I_{ib}	Input Bias Current * $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		20	200 20		20	400 20	μA nA
A_{v0}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no Load $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{OS}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{OPP}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		10 12 10 12		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)	8	16		8	16		V/ μs
t_r	Rise Time ($V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)		0.1			0.1		μs
Kov	Overshoot ($V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($f = 100kHz$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$)	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω
THD	Total Harmonic Distortion ($f = 1kHz$, $A_V = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, $V_O = 2V_{pp}$)		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage ($f = 1kHz$, $R_S = 100\Omega$)		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		Degrees

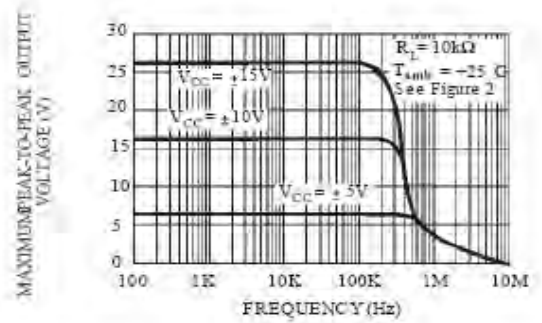
* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^{\circ}C$ increase in the junction temperature.

TL081 - TL081A - TL081B

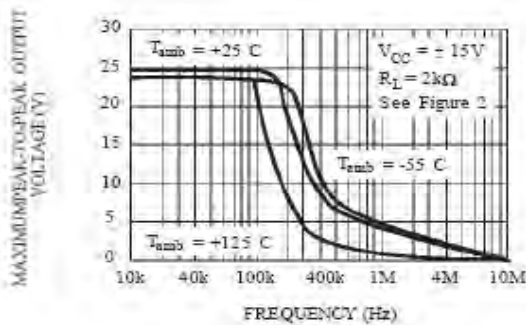
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



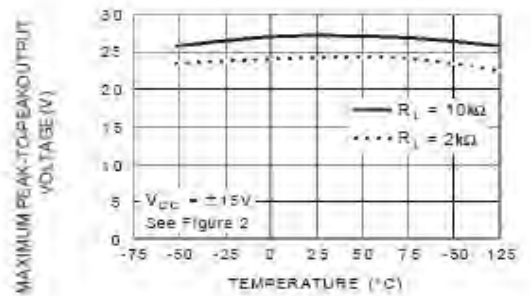
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



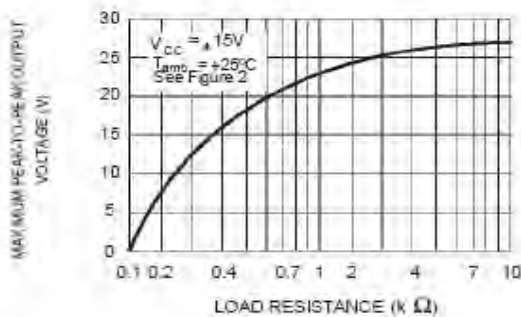
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



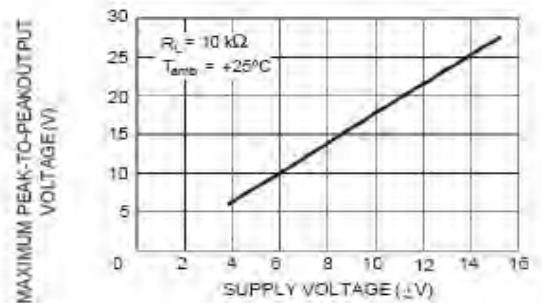
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE

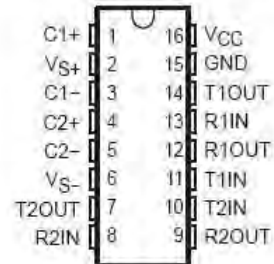


MAX232, MAX232I
DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L – FEBRUARY 1989 – REVISED MARCH 2004

- Meets or Exceeds TIA/EIA-232-F and ITU Recommendation V.28
- Operates From a Single 5-V Power Supply With 1.0- μ F Charge-Pump Capacitors
- Operates Up To 120 kbit/s
- Two Drivers and Two Receivers
- \pm 30-V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typical
- ESD Protection Exceeds JESD 22 – 2000-V Human-Body Model (A114-A)
- Upgrade With Improved ESD (15-kV HBM) and 0.1- μ F Charge-Pump Capacitors is Available With the MAX202
- Applications
 - TIA/EIA-232-F, Battery-Powered Systems, Terminals, Modems, and Computers

MAX232 . . . D, DW, N, OR NS PACKAGE
MAX232I . . . D, DW, OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply TIA/EIA-232-F voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts TIA/EIA-232-F inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V, a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept \pm 30-V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into TIA/EIA-232-F levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

ORDERING INFORMATION

T _A	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	PDIP (N)	Tube of 25	MAX232N	MAX232N
	SOIC (D)	Tube of 40	MAX232D	MAX232
		Reel of 2500	MAX232DR	
	SOIC (DW)	Tube of 40	MAX232DW	MAX232
		Reel of 2000	MAX232DWR	
	SOP (NS)	Reel of 2000	MAX232NSR	MAX232
–40°C to 85°C	PDIP (N)	Tube of 25	MAX232IN	MAX232IN
	SOIC (D)	Tube of 40	MAX232ID	MAX232I
		Reel of 2500	MAX232IDR	
	SOIC (DW)	Tube of 40	MAX232IDW	MAX232I
		Reel of 2000	MAX232IDWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinASIC is a trademark of Texas Instruments.

MAX232, MAX232I
DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L - FEBRUARY 1989 - REVISED MARCH 2004

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Input supply voltage range, V_{CC} (see Note 1)	-0.3 V to 6 V
Positive output supply voltage range, V_{S+}	$V_{CC} - 0.3$ V to 15 V
Negative output supply voltage range, V_{S-}	-0.3 V to -15 V
Input voltage range, V_I : Driver	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Receiver	± 30 V
Output voltage range, V_O : T1OUT, T2OUT	$V_{S-} - 0.3$ V to $V_{S+} + 0.3$ V
R1OUT, R2OUT	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Short-circuit duration: T1OUT, T2OUT	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3): D package	73°C/W
DW package	57°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltages are with respect to network GND.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\text{max})$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\text{max}) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	High-level input voltage (T1IN, T2IN)	2			V
V_{IL}	Low-level input voltage (T1IN, T2IN)			0.8	V
R1IN, R2IN	Receiver input voltage			± 30	V
T_A	Operating free-air temperature	MAX232	0	70	°C
		MAX232I	-40	85	

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted) (see Note 4 and Figure 4)

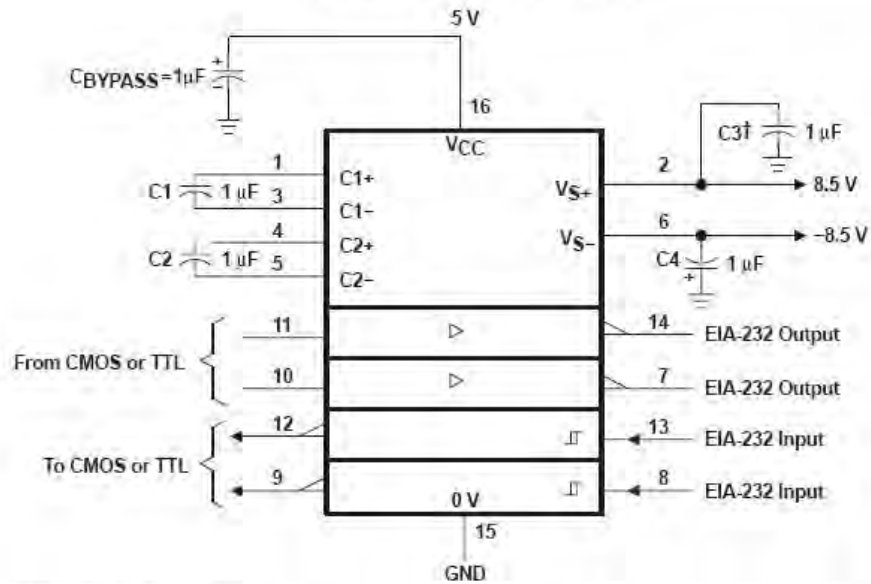
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = 5.5$ V, All outputs open, $T_A = 25^\circ\text{C}$		8	10	mA

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5$ V and $T_A = 25^\circ\text{C}$.
NOTE 4: Test conditions are C1-C4 = 1 μF at $V_{CC} = 5 \text{ V} \pm 0.5 \text{ V}$.

MAX232, MAX232I
DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L – FEBRUARY 1989 – REVISED MARCH 2004

APPLICATION INFORMATION



† C3 can be connected to VCC or GND.

NOTES: A. Resistor values shown are nominal.

B. Nonpolarized ceramic capacitors are acceptable. If polarized tantalum or electrolytic capacitors are used, they should be connected as shown. In addition to the 1-μF capacitors shown, the MAX202 can operate with 0.1-μF capacitors.

Figure 4. Typical Operating Circuit

Apéndice D

Abreviaciones

Lista de abreviaciones	
Abreviatura	Definición
AGE	Año Geofísico Electrónico
AGI	Año Geofísico Internacional
AHI	Año Heliofísico Internacional(2007)
AIP	Año Internacional Polar
AIPT	Año Internacional del Planeta Tierra
AMAS	Anomalía Magnética del Atlántico Sur
AMPOP	amplificador operacional
CAD	Convertidor Analógico Dígital
CASLEO	Complejo Astronómico El Leoncito, Argentina
C.I.	Circuito Integrado
Conversión A/D	Conversión analógica-dígital
EACF	Estación Antártica brasileña Comandante Ferraz
EE.UU.	Estados Unidos de America
GPS	Global Position System
IGEF	Instituto de Geofísica
PPS	Pulso por segundo
SAVNET	South America VLF NETwork
VLF	Very Low Frecuency
UT	Tiempo Universal
PWM	Modulación por ancho de pulso

Bibliografía

- [1] Joseph J. Carr, “ Practical Antenna Handbook ” *McGrawHill Inc*, 4a. Edición, 1994.
- [2] Frenzel Louis E., “ Sistemas Electrónicos de Comunicaciones ”, *Alfaomega*, 2003.
- [3] Jyrki M., Thomas U. and Anna-Liisa Piippo, “2nd VERSIM Workshop 2006 Sodankylä Geophysical Observatory, Abstracts ”, Finland 26th-30th, Septiembre 2006.
- [4] J.A. Ratcliffe, “ Sol, Tierra y Radio, una introducción a la ionófera y magnetósfera ”, 1970
- [5] Cardama A. Ángel, Ferrando B. Miguel, et al. “ Antenas ”, 2a. Edición, pag. 17-28, 44-46, 2002.
- [6] R. Dean Straw, et al. “ The ARRL Antenna Book ”, 19a. Edición, pag. 2-16, 5-1 a 5-3, 2000.
- [7] Paz Gaudencio, “ Desarrollo del Espectrometro Callisto ”, Agosto 2008, pag. 31-35
- [8] Juan G. Roeder “ Asociación Latinoamericana de Geofísica Espacial (ALAGE) ”, Boletín No.29 Año 13 Septiembre de 2006.
- [9] Juliano Moro, Antonio Marcos Martins S., et. al., “ Estudio del plasma Ionosférico en la anomalía magnética del atlántico sur ”, Centro regional sur de Pesquisas Espaciales, Junio 2008, pag. 30-35, 45-55
- [10] Escobar S. Larry, Cortés S. Francisco O., “Apuntes de teoría Electro-magnética”, 1a. Edición, Facultad de Ingeniería UNAM, Enero de 1997.

- [11] J.E. Rhodes, “ Antenna Handbook ”, Departamento de Marina U.S.A, Junio 1999, Cap.1 y Cap.2
- [12] Latinamerican Association of Space Geophysics “Boletín 29”, año 13, Septiembre 2006, pag.4-6
- [13] <http://www.conida.gob.pe/acti/AIH2007/AIH2007PROYECTOS.htm>
- [14] <http://www.ing.udep.edu.pe/internas.php?cab=alu&cpo=helio2007&mnu=alumnos>
- [15] <http://www.sgo.fi/Events/versim-2006/VERSIM2006-abtracs/VERSIM2006-AbstracsV32.pdf>
- [16] <http://es.wikipedia.org/wiki/Conversor-anal>
- [17] <http://www.craam.mackenzie.br/pub/raulm/mario>
- [18] <http://es.wikipedia.org/wiki/Ionosfera>