

RCA

Revista del Radio Club Argentino

idad Nacional Miembro de IARU - Sociedad Nacional Miembro de IARU - Sociedad Nacional Miembro de IARU

Nº 104 julio de 2021

www.lu4aa.org



APUNTES PARA EL CENTENARIO - LOS HERMANOS EVER

PROPAGACIÓN EN LA BANDA DE 2200M

TIEMPO DE LIMPIAR EL TRANSMISOR

Revista Institucional del Radio Club Argentino exclusiva para Socios.

Ejemplar de libre circulación

SERVICIO DE QSL

Al entregar sus tarjetas QSL con destino al exterior, por favor clasifíquelas por Bureau de destino con el software QBUS, que puede descargarse de **www.qbus.uba.be**. De esta forma ayudará a su rápido procesamiento. Verifique que sus señales distintivas están activas en el sistema de Bureau consultando en **www.lu4aa.org/qs1**

Ante cualquier duda sobre el Servicio de Bureau, escribanos a **bureau@lu4aa.org**

BOLETÍN ELECTRÓNICO DEL RCA

El Radio Club Argentino, edita para todos los radioaficionados un boletín electrónico que se distribuye periódicamente, con informaciones, comentarios y artículos de carácter general.

Para recibirlo, envíen un correo electrónico a la dirección

newsletter@lu4aa.org

sin ningún texto, indicando en el asunto la palabra "suscribir".

Radio Club Argentino Comisión Directiva

Presidente	Juan I. Recabeitia LU8ARI
Vicepresidente	DiegoSalom LU8ADX
Secretario	Carlos Beviglia LU1BCE
Prosecretario	Edgardo Loggia LU3AOI
Tesorero	Marcelo Osso LU1ASP
Protesorero	Axel Schencman LU2AAS
Vocales Titulares	Matías Graiño LU9CBL Oscar Perez LU7ADC Marcelo Duca LU1AET Sergio Méndez LW3DSM
Vocales Suplentes	Diego Chiapa LU2CDE Jorge Sierra LU1AS Marcos Miretti LU5HA Matías Micenmacher LU2ACH
Rev. Ctas. Titulares	Carlos Rossano LW9DCR Gastón Ettedgui LU5AGQ Mariana Migal LU2AMM Javier Albinarrate LU8AJA
Rev. Ctas. Suplentes	Claudio Nicolai LW2DN Marcelo Cerdeira LU2EPP

LISTA DE DIFUSIÓN DE WHATSAPP DEL RCA



+ 54 9 11 5488 4526

Regístrate enviándonos un mensaje con tu nombre y señal distintiva

CONSULTAS DE ADMINISTRACIÓN Y TESORERÍA

Informamos a todos los asociados, que para gestiones de carácter administrativo, tales como consultas o reclamos de tesorería, estados de cuentas, comunicaciones de pagos, etc., y con el fin de agilizar y optimizar su respuesta, el RCA tiene habilitada la siguiente dirección de correo electrónico:

administracion@lu4aa.org



REVISTA N° 104 JULIO 2021

Director

Carlos Beviglia LU1BCE

Staff

Marcelo F. Osso LU1ASP

Fernando Gómez Rojas LU1ARG

Marcelo Duca LU1AET

Federico Duca LU1BET

Jorge Sierra LU1AS

Ernesto Syriani LU8AE

Javier Albinarrate LU8AJA

Juan I. Recabeitia LU8ARI

Claudia Preda LU3ABM

Diseño de tapa

Fernando Gómez Rojas LU1ARG

Diseño y diagramación de interior

Adriana Crespín

SUMARIO

2 ■ Apuntes para el Centenario

Por Elba O. Castro, LU9AAS.

5 ■ ¿Cuál es la función de una antena?

Por David Kirkby.

8 ■ Sistemas de radiales

Por Dave Gordon-Smith, G3UUR.

11 ■ La propagación en 630 m y 2200 m

Por Robert S. Logan, NZ5A.

17 ■ Es tiempo de limpiar nuestros transmisores

Por Rob Sherwood, NCØB.

21 ■ Cables coaxiales y conectores UHF

Por Mike Parkin, G0JMI.

24 ■ Félix, el espía nazi y su transmisor sudafricano

Por Brian Austin, G0GSF.

28 ■ Redescubran la conversación real a través del modo Olivia

Por Steve Ford, WB8IMY.

Publicación institucional

Propiedad del

**RADIO CLUB
ARGENTINO**

ISSN 1514-9706 / RNPI 278.119

Fundado el 21 de octubre de 1921

Registro de Organizaciones

No Gubernamentales (O.N.G.) N° 9856

Coronel Pagola 3618 - C1437IXB

Ciudad Autónoma de Buenos Aires

República Argentina

Tel./Fax (54) 011-4911-5868

Director

Carlos Beviglia, LU1BCE

www.lu4aa.org

lu4aa@lu4aa.org

R.C.A. es la revista institucional del Radio Club Argentino y se publica en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires, República Argentina.

Las colaboraciones firmadas expresan la opinión de sus autores y no reflejan, necesariamente, el pensamiento del Radio Club Argentino y/o la dirección de esta Revista. Su publicación no dará derecho a compensación de índole o especie alguna. Los artículos de autores extranjeros provienen de ediciones de Sociedades Nacionales IARU, QST y RadCom.

La redacción de la Revista no mantiene correspondencia acerca de colaboraciones no solicitadas y declina toda responsabilidad sobre originales enviados espontáneamente que no fueran publicados, los que en ningún caso serán devueltos.

Las cartas recibidas serán publicadas a exclusivo criterio de la Dirección, no serán devueltas y no se mantendrá correspondencia sobre ellas.

La reproducción de los artículos y/o notas no

podrá efectuarse total o parcialmente por ningún medio creado o a crearse, sin la previa autorización por escrito de la Institución.

El Radio Club Argentino no garantiza la calidad y/o cumplimiento de los productos o servicios ofrecidos en sus páginas.

Todos los derechos reservados. Hecho el depósito que marca la Ley N° 11.723.

El R.C.A. fue fundado el 21 de octubre de 1921. Es una entidad de Bien Público y una sociedad sin fines de lucro, declarada de Interés Nacional Ley N° 14.006.

Entidad Nacional fundadora de la I.A.R.U.

Impreso en Agencia Periodística CID
Av. de Mayo 666- CP/1804 – CABA
Registro de Propiedad Intelectual
N° 5027533

Apuntes para el Centenario

Por Elba O. Castro, LU9AAS.

Los hermanos Evers

Sobre textos originales
de Máximo Perrotti, ex-LU5AAE,
Lucio Moreno Quintana, ex-LU8BF
y Revista Telegráfica



*Los mellizos Rodolfo (izq.) y Manuel (der.) Evers,
en una nota publicada en la Revista Telegráfica
de octubre de 1925.*

Muchas fueron las figuras relevantes en el transcurso de los cien años de historia del Radio Club Argentino. En este artículo, elegimos evocar a tres colegas que desempeñaron un rol destacado en las primeras épocas de la actividad y participaron de la fundación de nuestra entidad. Los hermanos Evers, “Los chisperos” o “Los hermanos ingenieros”, tales los apodas con que fueron conocidos en aquellos primeros tiempos, se cuentan entre aquellos que dejaron una impronta indeleble en la historia de la radioafición argentina y del RCA.

Los mellizos Rodolfo y Manuel Evers nacieron con pocos minutos de diferencia en una vieja casona de la calle Carlos Calvo 1357, muy cerca de la anterior sede del Radio Club Argentino. Dos años después nacería el tercer hermano, Ricardo.



*Tarjeta QSL de Rodolfo Evers LU1BA.
Colección Elba Castro LU9AAS.*

En 1908, siendo muy jóvenes y motivados por la curiosidad popular despertada por las primeras transmisiones de radiotelegrafía, denominadas entonces “telegrafía sin hilos”, se iniciaron en el aprendizaje y práctica del código Morse. Las visitas a la Argentina de Tebaldo Ricaldoni y Guglielmo Marconi, las experiencias de este último desde Bernal, Prov. de Buenos Aires, con sus antenas elevadas por barriletes y los comunicados con los remolcadores desde el Dock Sud y la Rada, incrementaron el entusiasmo de los Evers, que ya fabricaban cohesores y receptores muy primitivos.

En 1911, el primero utilizó como antena una línea telefónica, a la que le agregaron un carbón procedente de un arco voltaico usado en los faroles del alumbrado público, un capacitor fijo a masa y un par de auriculares que les permitieron copiar los puntos y rayas emitidos desde Dársena Sud. Poco tiempo después mejoraron el sistema aéreo, instalando dos cables de 40 m de largo sostenidos por dos mástiles de 6 m de altura cada uno. Ya recibiendo estaciones terrestres, barcos, etc., construyeron su primer transmisor a chispa y cuando escucharon la primera transmisión radiotelefónica sostenida entre César Guerrico e Ignacio Gómez, los llamaron en radiotelegrafía y realizaron el comunicado en diferentes modos de transmisión.

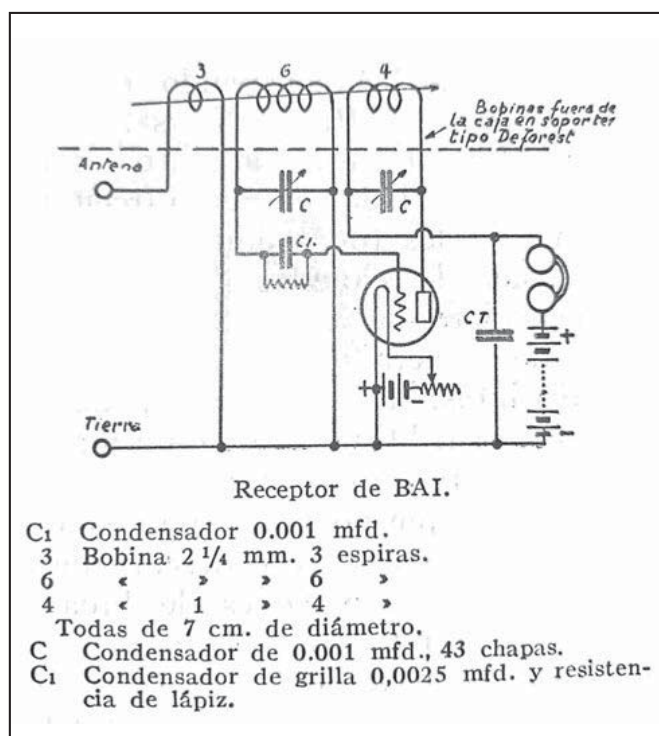
En 1915, por intermedio de otro radioaficionado pionero de nuestro país, Juan Quevedo, futuro Presidente del RCA, obtuvieron su primera piedra de galeña. El 10 de noviembre de ese año, la División Radiotelegráfica del Ministerio de Marina les había concedido la licencia oficial N° 639 TR, pero ellos operaban con la característica SUD, por cuanto en ese entonces la suya era la estación ubicada más al sur de la Capital. Comunicar con SUD era un verdadero DX...

De sus experimentos en recepción, que los contaron entre los primeros en emplear las nuevas lámparas Auditor y De Forest, pronto pasaron a construir un supertransmisor a chispa que trabajaba nada menos que con 12.000 V, comenzando sus transmisiones en telegrafía con la licencia r-BA1, siendo “r” el prefijo asignado internacionalmente a la Argentina en esa época.

En 1925, escasamente un año después del famoso QSO realizado entre Carlos Braggio r-CB8 e Iván O’Meara Z-2AC, más tarde ZL2AC y finalmente ZL1ATS hasta su fallecimiento, los hermanos Evers tenían un transmisor autoexcitado Hartley modificado con dos válvulas UV-202, que luego fueron reemplazadas por una “Telefunken” RS 5 con 1000 V en placa y 20 W de potencia de salida, empleando dos válvulas rectificadoras “Kenetron” UV-217 para obtener la tensión de placa, partiendo de la red de canalización eléctrica alternada domiciliaria.

El receptor era un detector inductivo regenerativo sintonizable por condensadores variables en reja y placa con válvula UV-200, mientras que la antena era una vertical de 20 m de altura, constituida por tres cintas de cobre a las que le aplicaban entre 0,6 a 0,7 A de RF, utilizando ondas de longitud comprendidas entre 25 a 116 m, que les permitían comunicarse con todo el mundo.

En principio, establecieron contacto con el Dr. Pedro Cattáneo r-DB2 de Bahía Blanca, poco después con Luis Desmarás ch-2LD, para luego experimentar en frecuencias más elevadas, disminuyendo el número de espiras de las bobinas. De los 220m de los primeros QSO fueron hacia los 60m y siguieron aumentando frecuencia hasta los 39m, logrando hacer contacto con



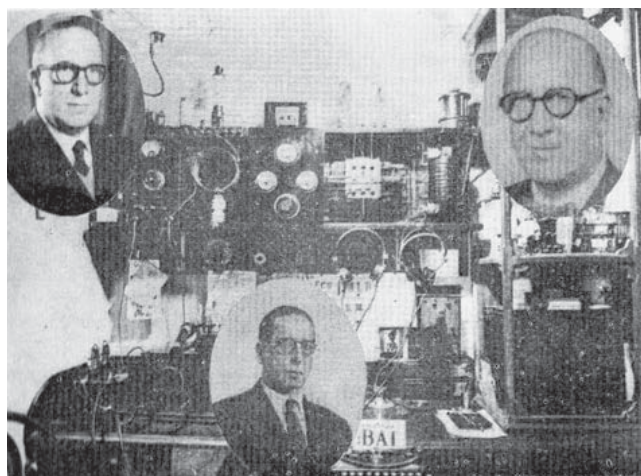
El receptor era un regenerativo inductivo con una válvula UV-200 que cubría las bandas de 25m a 116m.

g-2LZ de Essex, Inglaterra; m-1AA de México; u-6AJM, u-6JD, u-6CGW, U-9ADO y u-9XN, de los Estados Unidos; y el 23 de agosto de 1925 logran comunicar con uh-6AFF de Honolulu, Hawaii; cubriendo 12.500 Km. Los DX parecían no tener fin. Contactan Tahiti en la Polinesia Francesa, aún más distante que Hawaii, realizando un QSO con la estación KFUH a bordo del yate “Kaimiloa”, operada por Fred Roebuck u-6DZ; también con z-2AE y z-2AC, ambas de Nueva Zelanda. Cabe destacar que la estación de Ivan O’ Meara la comunican en radiotelefonía con señales R4. Para coronar la saga, llegan prácticamente a las antípodas al contactar con la estación j-1AA del Ing. Arakawa en Tokio, Japón.



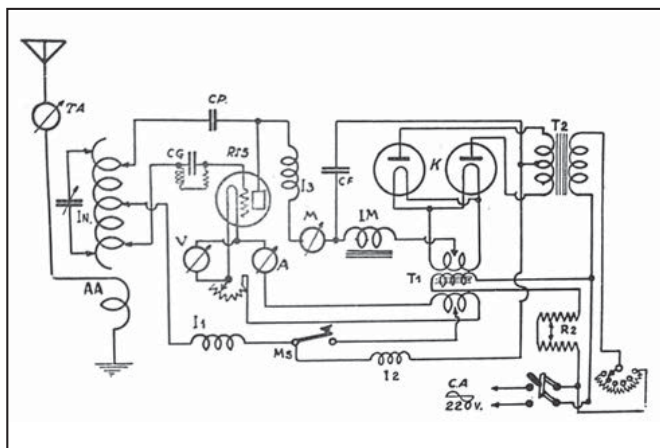
Ya no podían ir más lejos. La estación r-BA1 era conocida en el mundo entero. La increíble saga de los Evers los había llevado en relativamente poco tiempo de escuchar la estación de Nauhen, en Alemania, empleando un audión o triodo primitivo, que empleaba solamente 5 V 1 A en filamento y 45 V en placa, en la banda de 14.000 m, a dar la vuelta al mundo. Poco después llegaba el QSL del Ing. Arakawa que no solamente confirmaba el QSO, sino que agregaba que esa era la primera vez en que comunicaban bilateralmente radioaficionados del Japón con la Argentina.

Las reuniones que se realizaban en la casa de Juan Quevedo, en las que tuvieron la oportunidad de vincularse con Ignacio Gómez, Miguel Muica, Luis Romero, César Guerrico, Teodoro Bellocq y Carlos Di Giorgi, entre otros destacados protagonistas de ese tiempo, fueron precursoras de la fundación del Radio Club Argentino, que fue tomando forma en sucesivos encuentros llevados a cabo en la Casa Pekam y en el estudio del Dr. López Lecube, hasta que finalmente el 21 de octubre de 1921, en los salones del diario "La Prensa", quedó formalmente constituido.



Fotografía de la estación BA-1, publicada en la Revista QSL del Radio Club Argentino, Número Agosto/Septiembre de 1958.

El transmisor, un oscilador autoexcitado Hartley modificado, empleaba una válvula RS5 Telefunken, con unos 20 W de entrada.



Los hermanos Evers fueron socios fundadores y continuaron como miembros de la Comisión Directiva del Radio Club Argentino su esforzada labor de radioaficionados. Se destacaron en concursos de radiolocalización, obteniendo el triunfo en el 2º Concurso Radiogoniométrico, realizado por el Radio Club Argentino el 5 de marzo de 1928; también lograron el 1º puesto en el 3º, que tuvo como escenario las aguas del Río de la Plata, operando desde el yacht "Febo", localizando la estación que estaba oculta en el aviso "Golondrina" de la armada, anclado frente a la desembocadura del río San Juan, en la vecina República del Uruguay.

Esta breve semblanza de los hermanos Evers nos permite delinear una idea cabal de la importancia de la obra realizada en la vida de R.C.A., desde su extraordinario amor por la radio. Dedicaron toda su vida a impulsar la radioafición y a perfeccionar las emisiones comerciales y la televisión, ocupando cargos técnicos relevantes en LRA y LR3TV. Mientras que el rastro de Ricardo y Manuel se fue desvaneciendo con el tiempo, sabemos que Rodolfo Evers LU1BA siguió activo hasta el fin de su vida.

Circuito transmisor de BA1.

RS 55	Tubo Telefunken de 20 watts.	I ₃	Impedancia 100 vueltas alambre 0.30 milímetros.
CG	Condensador de grilla 0.001 microf. Resistencia níquelina 1000 ohms y bobina de 150 vueltas alambre de 0.30 milímetros.	IM	Impedancia de filtro.
CP	Condensador de placa de 0.002 microf.	CF	Condensador de filtro de 2 microf.
M	Miliamperímetro de placa.	T ₁	Transformador filamento.
IN	Inductancia osciladora: caño cobre de 5 milímetros 6 vueltas y condensador variable de sintonía.	T ₂	Transformador alta tensión.
AA	Acoplamiento de antena 1 vuelta alambre 4 milímetros.	K	Lámparas rectificadoras Kenotron VV.217.
I ₁	Impedancia 50 vueltas alambre 0.30 milímetros.	R ₂	Resistencia transformador filamento.
I ₂	Impedancia 100 vueltas alambre 0.30 milímetros.	RI	Resistencia transformador alta tensión.
		TA	Termo amperímetro.
		V	Voltímetro filamento.
		A	Amperímetro filamento.
		L ₁	Llave interruptora de la canalización 220 V.
		MS	Morse de telegrafía.

¿Cuál es la función de una antena?

Qué es una antena y qué hace son dos preguntas que puede hacer un recién llegado a la radioafición.

Por Ing. David Kirkby.

Una vez que hayamos abordado estas dos primeras preguntas, analizaremos la exactitud de la información sobre antenas, que tanto principiantes como aficionados experimentados a menudo pasan por alto. Finalmente, una sección al final del artículo sobre metamateriales y metasuperficies, está dirigida al aficionado más avanzado.

Se puede ilustrar razonablemente la función de una antena, haciendo una analogía con la pulverización de agua que produce un pico en el extremo de una manguera (ver foto 1). Veamos:

1: La canilla es la fuente de agua y controla la cantidad que fluye. Representa al transmisor, que es una fuente de energía de radiofrecuencia (RF) que controla la cantidad que produce.

2: La manguera guía el agua, que está completamente contenida dentro de la manguera. Es similar al cable coaxial, que guía la potencia de RF totalmente contenida dentro de él. Como todos saben, las mangueras pueden tener fugas, como también el cable coaxial si se daña.

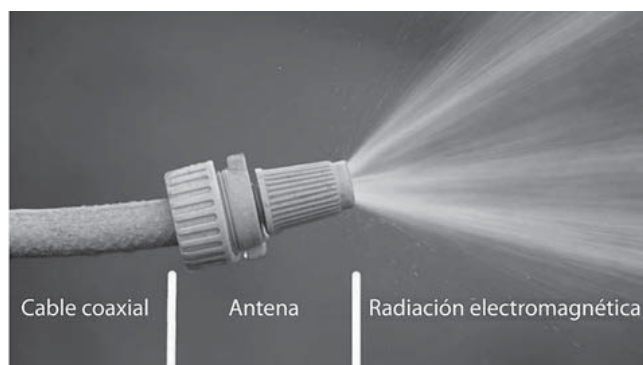
3: El pico convierte el agua, que fue guiada, en un rociado sin guía. El agua se aleja de la boquilla en tres dimensiones. Estas son:

- Arriba o abajo
- Izquierda o derecha
- Atrás o adelante,

o cualquier combinación de las tres. Por lo tanto, un poco de agua irá hacia la izquierda y lejos de la persona que sostiene el cabezal rociador.

4: El cabezal de pulverización (pico) es similar en función a una antena, que convierte una onda guiada en una dimensión (hacia la derecha en la fotografía) en una onda radiada en tres dimensiones.

Como toda analogía, está lejos de ser perfecta, particularmente porque la física subyacente es muy diferente, pero con suerte ilustra, en términos simples, la función de la antena al transmitir. Una consecuencia del teorema de reciprocidad es que el patrón de radiación de una antena es idéntico, ya sea que la antena esté



transmitiendo o recibiendo. Aunque esta simple analogía se describe mejor cuando se transmite, para una antena, el patrón de radiación es idéntico en la recepción. Sin embargo, a pesar de ello, ya sea que esté recibiendo o transmitiendo, a veces una antena en particular (por ejemplo, un loop pequeño o una Beverage) puede ser más adecuada para recibir, ya que puede presentar una relación señal/ruido más alta en el receptor en algunas circunstancias.

LA DEFINICIÓN DE ANTENA

Si les piden a varios radioaficionados que definan qué es una antena, van a recibir muchas respuestas diferentes. Aquí hay dos definiciones de fuentes bien conocidas. 'Un conductor eléctrico o conjunto de conductores que irradian energía de señal (transmitiendo) o recolectan energía de señal (recibiendo)'. Esta definición es de la American Radio Relay League (ARRL Antenna Handbook¹. "La parte de un sistema de transmisión o recepción que está diseñada para irradiar o recibir ondas electromagnéticas. (Nota: el término antena a veces se usa para dispositivos electromagnéticos que se acoplan a distancias menores que las asociadas con campos radiados)". Esta definición proviene del Standard for the Definitions of Terms for Antennas del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos². Las normas IEEE es ampliamente considerada por muchos profesionales de antenas como las definiciones más autorizadas de términos para antenas. La definición de la ARRL no se refiere a la radiación y pasa por alto el hecho de que algunas antenas, como la

antena de lente dieléctrica, no son conductores. Las antenas de lente son utilizadas regularmente por aficionados en 10 GHz, y con el acceso a frecuencias tan altas como 3 THz, es probable que alcancen aún mayor popularidad. Se recomienda utilizar la definición IEEE de antena.

LA EXACTITUD DE LA INFORMACIÓN SOBRE ANTENAS

De todos los temas relacionados con la radioafición, es casi seguro que el porcentaje de información escrita deficiente sobre antenas es más alto que sobre cualquier otro. Cuando uno indaga sobre este tópico, está nadando en un mar de desinformación. Hay mucho material creíble, pero falso. Hay varias razones para esto.

- Es sencillo hacer una antena que parece funcionar bien, incluso si no lo hace. Un metro o dos de cable colocado en la parte posterior de un receptor de alta frecuencia (HF) permitirá recibir estaciones de todo el mundo en condiciones favorables. Algunas personas creerán que tienen una buena antena, incluso si es una antena pobre.
- Se crean mitos falsos y folklore, se pasan, se colocan en libros y luego se cree que son correctos.
- Algunas mediciones de antena son difíciles de realizar, incluso con costosas instalaciones profesionales. Hay libros completos escritos sobre este tema³.
- Muchas empresas tienen intereses comerciales en las antenas. El software NEC fue escrito por profesionales del Laboratorio Lawrence Livermore y pagado por el gobierno de los EE. UU. A pesar de esto, un fabricante de antenas afirma que el software es "amateur" porque pretende instalar, como único argumento de venta, que utiliza un software más sofisticado.
- Las empresas retacean la verdad porque es difícil vender una antena si un competidor reclama una especificación más alta a menor costo, menor tamaño u otras propiedades atractivas.
- La teoría de antenas es difícil: la física y las matemáticas son muy complejas.

En YouTube hay una gran cantidad de videos muy defectuosos sobre antenas. Uno de ellos versa sobre una antena Wi-Fi de 2.4GHz⁴. En mi opinión, el autor de ese video tiene la falsa impresión de que la radiación electromagnética cambia entre polarización horizontal y vertical cada vez que se refleja. Esto no es cierto. Afirma que la polarización circular es mejor que la polarización lineal, ya que la primera sigue siendo circular cuando se refleja. Si bien esto es cierto, la reflexión hace que la onda electromagnética alterne entre polarización circular izquierda (LHCP) y polarización circu-

lar derecha (RHCP). Una antena diseñada para LHCP no detectará bien una señal RHCP. El autor afirma que sus antenas helicoidales de 3 vueltas tienen casi el mismo rendimiento que una antena mucho más grande de 14 vueltas. Una antena helicoidal de 14 vueltas diseñada adecuadamente tendrá una ganancia considerablemente mayor que una de 3 vueltas bien diseñada. También hay otros problemas con el video. Al momento de su publicación (abril de 2020), tiene 703 "Me gusta" y 20 "No me gusta", una proporción de 35 a 1.

La colineal coaxial es un tipo de antena publicado por primera vez en 1958 por Wheeler⁵, que consiste en secciones de media onda de cable coaxial. El artículo "Construya una antena colineal coaxial de 9 dB para 70 cm con cable coaxial" utiliza este principio. La antena, diseñada por N1HFX, apareció por primera vez en línea⁶ en el sitio rason.org. Tiene 8 secciones de media onda de cable coaxial que irradian. La ganancia reclamada es de 9 dB, pero no indica si en referencia a un irradiante isotrópico, que irradia por igual en todas las direcciones (es decir, 9dBi) o a un dipolo de media onda (9 dBd). Los 9 dB no son un error tipográfico, ya que así aparece tanto en el título como en el texto. La antena de referencia (radiador isotrópico o dipolo) es importante, ya que existe una diferencia de 2,15 dB entre los dos valores, y cualquier ganancia de antena es 2,15 dB más alta cuando se expresa en dBi que si se expresa en dBd. La razón de la diferencia de 2,15 dB es porque un dipolo de media onda sin pérdida tiene una ganancia de 2,15 dBi.

Las simulaciones realizadas a aproximadamente 170 MHz usando HFSS, que es una costosa herramienta comercial de simulación electromagnética (EM) 3D, indicaron que la ganancia es de aproximadamente 6,5 dBi. Simulaciones realizadas a 2,4 GHz por otra persona empleando XFDTD, otro costoso paquete de simulación 3D EM, también indicó una ganancia similar. Ambos asumieron el uso de conductores eléctricos perfectos para reducir el tiempo de simulación. Esta antena no es fácil de simular en VHF, debido a la gran relación entre la longitud de las secciones de cable coaxial y sus dimensiones críticas⁷. Agregar secciones radiantes adicionales no da como resultado un aumento de la ganancia de la manera que uno podría esperar. La hipótesis del autor de este artículo es que a medida que una sección inferior irradia, pasa menos potencia a la sección superior, por lo que la capacidad de las secciones superiores para irradiar se reduce drásticamente. Por lo tanto, agregar más secciones da rendimientos decrecientes.

¡La ganancia de 9 dB citada por el artículo en línea debería ser de 9 dBsm, donde sm indica que es en relación a un pedazo de sogamojada! El diseño fue publicado más tarde en el ARRL Antenna Book¹, donde la ganancia citada es un 9 dBi bastante optimista.

Aunque esta no es una revista académica, no se disculpa por citar fuentes académicas⁸, para proporcionar información que sea tan precisa como razonablemente práctica. Eso es mejor que hacer declaraciones sin justificación o citar fuentes menos confiables.

METAMATERIALES Y METASUPERFICIES

Los metamateriales son materiales "diseñados" para tener propiedades que no se encuentran en la naturaleza, como un índice de refracción negativo. Estas novedosas propiedades físicas se logran mediante la construcción de una red regular de dispersores metálicos o dieléctricos en una escala mucho más pequeña que la longitud de onda. Existen libros profesionales dedicados al uso de metamateriales en antenas⁹. Sin embargo, la búsqueda en numerosos libros de radioafición no arrojó ninguna referencia a ellos.

La edición de marzo de 2020 del IEEE Transactions on Antenna and Propagation es un número especial, con muchos documentos sobre metamateriales y metasuperficies. El documento de Iyer y otros¹⁰ es el único que se puede descargar en forma gratuita. Es un trabajo inusual, en tanto es muy legible, sin una sola ecuación. Un artículo sobre la metantena¹¹ es muy informativo, pero no está disponible de forma gratuita. Sin embargo, al hacer clic en "Ver todos los autores" en el sitio web de IEEE, aparecen las direcciones de correo electrónico de 7 de los 8 autores. Es probable que una solicitud directa a ellos resulte en que les envíen una copia de preimpresión.

Notas

¹ The ARRL Antenna Book, 24ª Edición, ARRL, 2019.

² IEEE Definitions of Terms for Antennas, IEEE Standard 145, 2013.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/6758443>

³ C.G. Parini, S.F. Gregson y J McCormick, Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements, IET, 2014.

<https://digital-library.theiet.org/content/books/ew/pbew055e>

⁴ <https://youtu.be/7GWOAUM2mAs>.

⁵ H. Wheeler, A vertical antenna made of transposed sections of coaxial cable, IRE International Convention Record, New York, USA, págs. 160-164, 1958.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1150466>.

⁶ N1HFX, Build A 9 dB, 70cm, Colinear Antenna From Coax, www.rason.org/Projects/collant/collant.htm.

⁷ O. Donadio, Ansys HFSS technical support specialist. Private communication.

⁸ Determine If a Source is Scholarly, University of Illinois Library, USA.

<https://www.library.illinois.edu/ugl/howdoi/scholarly/>

⁹ A. Jafargholi and M. Kamyab, Metamaterials in Antenna Engineering: Theory and Applications, LAP LAMBERT Academic Publishing, 19th Oct, 2011. ISBN 978-3845429779.

¹⁰ A. K. Iyer, A. Alu y A. Epstein, Metamaterials and Metasurfaces - Historical Context, Recent Advances, and Future Directions, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 3, págs. 1223-1231, Marzo 2020

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9023502>

¹¹ J. Wang y otros. Metantenna: When Metasurface Meets Antenna Again, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 3, págs. 1332-1347, Marzo 2020. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8976425>.

IARU DA LA BIENVENIDA A DOS NUEVAS SOCIEDADES MIEMBRO



Las sociedades que integran la IARU han votado para admitir dos nuevos miembros para Kirguistán y Bahrein. La Unión de Radioaficionados de la República Kirguisa (ARUKR) fue fundada en 1993 (www.qrzex.com). La Sociedad de Radioaficionados de Bahrein (BARS) se organizó en 2020 y reemplaza a una asociación anterior que ya no existe. La información de contacto de ambas está disponible en: www.iaru.org/reference/member-societies/.

Las propuestas de ingreso a la organización requieren del voto afirmativo de la mayoría de las sociedades miembro. Actualmente hay 105 Sociedades Nacionales. Con 53 votos afirmativos requeridos para la aprobación, se registraron 70 para ARUKR y 71 para BARS, sin votos negativos ni abstenciones.

CONTINUÁN LOS PREPARATIVOS PARA LA CMR-23

Los voluntarios que representan a la IARU y las Sociedades Nacionales están participando activamente en los preparativos de la próxima Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones de la UIT.

Las reuniones virtuales han reemplazado a los viajes durante la pandemia, pero el trabajo continúa representando los Servicios de Aficionados y Aficionados por Satélite ante las administraciones nacionales, las organizaciones regionales de telecomunicaciones y los Grupos de Trabajo (WP) del UIT-R. Los WP forman la estructura de las Comisiones de Estudio del UIT-R. Toda la información sobre estos y otros WP del UIT-R, así como de las Comisiones de Estudio, se pueden encontrar en la web de la UIT: <https://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/Pages/default.aspx>.

En el sitio <https://www.iaru.org/spectrum/iaru-and-itu/> encontrarán un enlace a las posiciones preliminares de la IARU sobre los puntos relevantes del orden del día de la CMR-23. Las actualizaciones de la CMR-23 se proporcionarán en <https://www.iaru.org/spectrum/iaru-and-itu/wrc-23/> a medida que estén disponibles.

Sistemas de radiales

Una mirada actual sobre un tema clásico

Por Dave Gordon-Smith, G3UUR.

El informe de 1937 sobre sistemas de tierra de Brown, Lewis y Epstein¹ ha sido citado en muchos artículos de radioaficionados a lo largo de los años, pero muy pocos autores han mencionado algo más que su conclusión principal, que fue que 120 radiales de media onda son deseables para un buen sistema de tierra.

Hasta hace poco, había aceptado que esta era probablemente la única conclusión significativa de este trabajo experimental, ya que una y otra vez era lo único que se mencionaba. Sin embargo, después de descargar una copia del informe original de Internet, me encantó descubrir que también había varios otros datos muy útiles para aquellos de nosotros con un espacio restringido, enterrados en la masa de gráficos y figuras. El más significativo de estos puede ser un sistema de tierra muy limitado que produce un rendimiento excepcional para su tamaño, aunque también hay otros resultados interesantes, algunos de los cuales exponen un mito de larga data sobre la resistencia a la radiación de un cuarto de onda vertical siempre alrededor de 36 Ω .

LA PRIMERA REVELACIÓN

Brown, Lewis y Epstein (BL&E) realizaron todos sus experimentos en 3 MHz utilizando una antena vertical que podría extenderse hasta 27 metros en incrementos de 3 metros y los resultados ocupan poco más de un tercio de su informe. La primera mitad abarca principalmente teoría y detalles del procedimiento experimental. Los resultados se presentan en su mayoría en forma gráfica y sus curvas de resistencia de entrada y fuerza de campo versus longitud y número de radiales son más o menos lo que cabría esperar en general, pero hacia el final de los datos experimentales, un par de gráficos muestran características que no encajan del todo: los interesados en mirar los originales deben consultar la página 778. Ambos gráficos presentan curvas de intensidad de campo y resistencia de entrada para una vertical de 21 pies trazadas contra el número de radiales, una para radiales de 41 metros de largo ($0,411 \lambda$) y el otro para radiales de 14 metros de largo ($0,137 \lambda$).

Cuando se los compara, parece que la resistencia de entrada del sistema de antena con radiales más cortos cae más rápidamente que la de los radiales más largos a medida que se agregan más y más. Esto no es una ilusión y se vuelve más obvio si las curvas de resistencia de entrada para ambos sistemas se trazan en el mismo gráfico, como se muestra en la Figura 1. Observen cómo las curvas se cruzan aproximadamente a $N = 26$ y la resistencia de entrada para el sistema de radiales de 41 metros es más alta que la del de 14 metros para menor cantidad. A primera vista, esto podría parecer que indi-

ca que las pérdidas de tierra son menores para radiales más cortos cuando N es menor que 26, pero sus curvas de intensidad de campo, presentadas en la Figura 2, muestran lo contrario.

Entonces ¿cómo puede ser? Bueno, al observar los gráficos de intensidad de campo, está claro que el sistema de tierra con radiales de 41 metros (curva sólida) siempre produce señales más fuertes que el que tiene radiales de 14 metros (curva discontinua), independientemente de la cantidad de radiales utilizados, por lo que la relación de potencia radiada/potencia de entrada siempre es peor para el sistema 14 metros, a pesar de su menor resistencia de entrada.

Esto puede significar sólo una cosa: la resistencia a la radiación de la vertical con los radiales más cortos es menor que la de los radiales más largos, a pesar de que el irradiante es exactamente el mismo en ambos casos. Sorprende un poco, estando acostumbrados a pensar que la resistencia a la radiación de una vertical es constante, pero no es tan increíble como podría parecer: un par de físicos de la Universidad de Stanford (Hansen y Beckerley) advirtieron que esto podría ser así ya en 1936^{2,3}, pero los ingenieros de transmisión decidieron ignorarlos.

No es llamativo, ya que las estaciones de transmisión generalmente tenían muy buenos sistemas de tierra donde de todos modos la resistencia a la radiación de la vertical habría sido prácticamente tan alta como el valor teórico, por lo que no tenían que preocuparse por las variaciones debidas a la pérdida de tierra. ¡Pero nosotros sí lo hacemos!

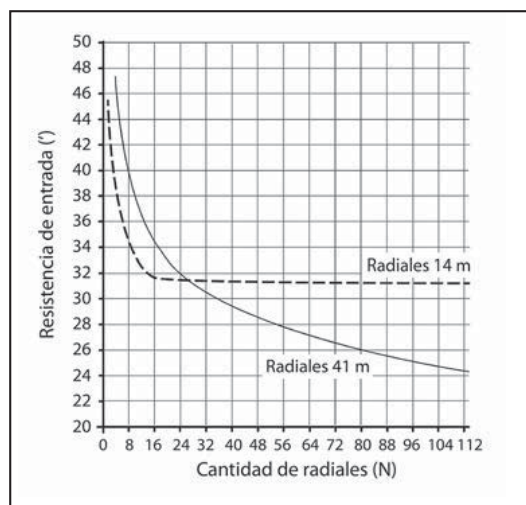


Figura 1: Resistencia de entrada versus cantidad de radiales, para una vertical operando en 3 MHz, con radiales de 14 m (curva punteada) o de 21 m (curva sólida).

ACERCÁNDONOS AL VERDADERO VALOR

Las cifras de intensidad de campo y resistencia de entrada proporcionadas por BL&E para la vertical de 21 metros pies son lo suficientemente extensas como para usarse para estimar el valor real de la resistencia a la radiación para varios sistemas de tierra con diferentes grados de pérdida en comparación con el caso ideal, que según ellos debería dar 194,5 mV/ma a 2 km para una entrada de 1000 W. Una antena de 21 metros ($0,214 \lambda$ a 3 MHz) sobre un plano de tierra conductor ideal tiene una resistencia a la radiación de aproximadamente $24,5 \Omega$ porque es más corta que un cuarto de onda vertical. La resistencia a la radiación teórica de este último, $36,6 \Omega$, se ha utilizado durante mucho tiempo para estimar la resistencia a la radiación de antenas verticales cortas y L invertidas y las tablas de estas figuras se han presentado en varios libros de datos, como el de STC⁴. Sin embargo, parecería que todos estos números son demasiado optimistas para instalaciones de aficionados, donde los arreglos de puesta a tierra son cualquier cosa menos ideales.

Utilizando las cifras reales de resistencia a la radiación para la vertical de $0,214 \lambda$, calculada a partir de las lecturas de intensidad de campo para sistemas radiales con una dispersión de valores de pérdida, podemos trazar un gráfico de factores de corrección (multiplicadores fraccionales) versus pérdida, para un rango limitado pero útil de pérdida del terreno. Estos factores de corrección se ven en la Figura 3 y son sólo una guía aproximada, ya que se desconoce la precisión de las lecturas originales y se habrán introducido errores adicionales al derivar estas cifras a partir de los datos proporcionados. Sin embargo, es probable que alguna corrección nos acerque más que ninguna, por lo que vale la pena hacerlo. La extrapolación es siempre una propuesta peligrosa, pero vale la pena señalar que la tendencia de este gráfico apunta a que la resistencia a la radiación se reduce a la mitad con 10 dB o más de pérdida de tierra.

UN EJEMPLO PRÁCTICO

Por lo general, es bastante instructivo trabajar hacia atrás desde las mediciones reales después de la instalación de una nueva antena y tierra para verificar si la eficiencia real está cerca de lo esperado. Es solo cuestión de utilizar la resistencia de entrada medida en la resonancia y la resistencia a la radiación teórica como punto de partida, y ver a dónde nos lleva el gráfico de corrección. Por ejemplo, supongamos que acabamos de instalar una nueva L invertida de cuarto de onda para 160 m a una altura de 10 metros y su resistencia de entrada mide 20Ω en resonancia a 1,95 MHz. Este tipo de antena debería tener una resistencia a la radiación teórica de $9,7 \Omega$ de acuerdo con ⁴, por lo que la pérdida de tierra parecería, a primera vista, un poco más de la mitad de la resistencia de entrada (3,14 dB). El factor de corrección para esta pérdida de terreno se puede encontrar en la Figura 3 y se indica mediante la línea discontinua etiquetada "1° iteración", que ilustra el primer paso en el proceso iterativo para encontrar la verdadera pérdida.

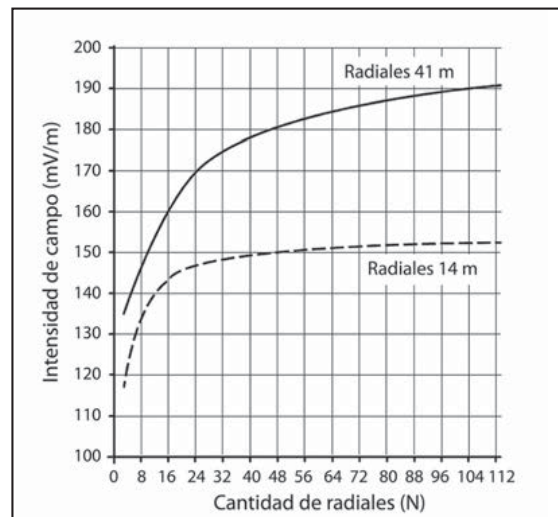


Figura 2: Intensidad de campo versus cantidad de radiales, para una vertical operando en 3 MHz, con radiales de 14 m (curva punteada) o de 21 m (curva sólida).

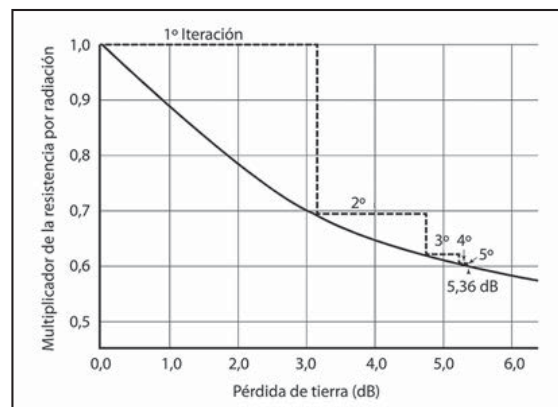


Figura 3: Factor de corrección de la resistencia de radiación versus pérdida de tierra (las líneas punteadas ilustran el proceso iterativo para hallar un valor cercano al verdadero. Ver texto).

El factor de corrección para la pérdida de 3,14 dB es 0,69 y al multiplicar esto con la resistencia a la radiación teórica obtenemos una estimación más cercana de 6,70. Al volver a calcular la eficiencia con este nuevo valor de resistencia a la radiación y el valor medido de la resistencia de entrada, ahora se obtiene $6,7/20$ o 33,5%, lo que corresponde a una pérdida de tierra de 4,75 dB. Esto nos da la próxima estimación del factor de corrección y continuamos así hasta que dos resultados consecutivos estén tan cerca que no tenga sentido continuar. El paso 4 indicado en la Figura 3 proporciona una pérdida de tierra de 5,33 dB y el paso 5 solo 0,03 dB más, por lo que el proceso ha convergido lo suficientemente bien como para detenerse en este punto. El multiplicador de corrección de resistencia a la radiación en esta etapa es aproximadamente 0,6, por lo que la resistencia a la radiación real está en la región del 60% del valor teórico, o 5,820, y la pérdida de tierra correspondiente 5,36 dB.



¿EXISTE UNA LONGITUD O NÚMERO RADIAL ÓPTIMO?

BL&E no mencionan la conductividad eléctrica del suelo en su sitio de prueba, pero algunos creen que la conductividad en esa parte de Nueva Jersey es de alrededor de 0,004 S/m, que está bastante cerca de lo que ahora se considera conductividad promedio del suelo (0,005 S/m). La mayoría de sus pruebas se realizaron con radiales de 0,137 λ , 0,274 λ o 0,411 λ . El análisis de los datos de intensidad de campo para estas longitudes de radiales muestra claramente que la longitud óptima o el número de radiales para una longitud de cable total fija no es tan clara como lo sugieren las simulaciones NEC⁵. Cuando la longitud total del cable excede 4 λ , entonces 10 o más radiales de 0,413 λ proporcionan la mayor intensidad de campo.

Por debajo de 4 λ no parece importar mucho qué longitud de radial se usa; las tres combinaciones de longitud y número correspondiente de radiales dan casi los mismos resultados en una fracción de dB. Pero, BL&E solo dan los resultados para radiales de 0,137 λ , 0,274 λ o 0,411 λ , y para menos de una longitud de onda (λ) de cable, los datos son demasiado limitados para decir si esta tendencia continúa o no. Sin embargo, para aquellos de ustedes con espacio restringido, otro fragmento de BL&E podría ser de interés. ¡Sigan leyendo!

LA SEGUNDA REVELACIÓN

Otra información muy útil enterrada profundamente en el informe de BL&E se refiere al uso de una pantalla de tierra colocada debajo del punto de alimentación. Aparentemente, un sistema de tierra indistinto con 15 radiales cortos, que creo que tienen aproximadamente 4,5 metros de longitud, mejoró sustancialmente al colocar una placa de cobre de 3 x 3 metros debajo del punto de alimentación, como se muestra en la Figura 4. Esto redujo la pérdida de tierra de 5 dB por debajo de 2 dB. Es una gran mejora para un área tan limitada. Según los demás resultados, se necesitarían alrededor de 80 radiales de un octavo de longitud de onda para lograr la misma intensidad de campo sin la pantalla de tierra.

Las pantallas de tierra de cobre son costosas y no muy convenientes para instalar en jardín, pero una malla de alambre galvanizado de 4 x 4 metros para la banda de 160 m (Foto 1) podría usarse para determinar si esta solución al problema de puesta a tierra es fructífera o no en una situación dada. Las conexiones eléctricas al alambre galvanizado quedan mejor usando juntas de presión y hay que protegerlas bien contra la entrada de humedad. Incluso si no le gusta la idea de una instalación a tierra permanente debido a los efectos a largo plazo de la corrosión, pueden tomarlo como punto de referencia útil con el cual comparar otros sistemas de tierra.

COMENTARIOS FINALES

Brown, Lewis y Epstein sacan una serie de conclusiones en su informe, principalmente relacionadas con la economía versus el desempeño de antenas cortas y de tamaño completo. Sin embargo, la primera de ellas es probablemente muy relevante para la mayoría de los aficionados y dice: "Estos experimentos muestran que, incluso con un sistema de tierra pobre, una antena de

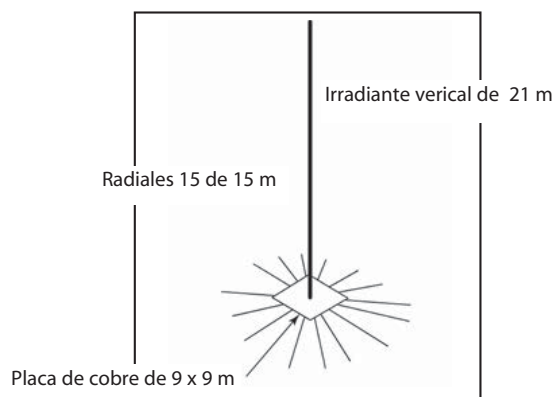


Figura 4: Sistema de tierra de área reducida, reportado por BL&E como de sólo 2 dB por debajo de un sistema de 120 radiales de media onda en 3 MHz.

octavo de onda funciona prácticamente tan bien como una antena de cuarto de onda". Sin embargo, después de discutir la economía de las antenas cortas y grandes, continúan enfatizando la importancia de una buena tierra de RF. A pesar de esto, es interesante notar que, incluso la disposición muy limitada de 15 radiales de 4,5 metros sobre un suelo inferior al promedio era de solo 5 dB en un sistema radial ideal. Entonces, no hay absolutamente ninguna razón para que alguien renuncie a la idea de operar en 160 u 80 porque no pueden instalar una antena grande o diseñar un sistema de tierra extenso. No es necesario que todos los radiales tengan la misma longitud, por lo que pongan lo que puedan donde puedan. Un sistema de tierra de área muy limitada puede producir resultados sorprendentes con una vertical, pero tengan en cuenta que una antena L invertida tiene su punto de voltaje doblado más cerca del suelo y requiere que el sistema de tierra se extienda por debajo de la sección horizontal para lograr el mismo tipo de eficiencia como vertical.

Cuando las mallas de tierra no son una opción práctica, varias estacas de tierra y un número modesto (16 a 20) de radiales cortos pueden funcionar bastante bien. Recuerden, mejorar el sistema de tierra no solo reduce la pérdida de tierra, sino que también aumenta la resistencia a la radiación de la antena, por lo que se obtiene el doble de beneficio. Además, unir los extremos de los radiales y formar una cuadrícula con estacas de tierra en el límite de la propiedad puede ayudar a recolectar RF de la tierra vecina y mejorar la efectividad del sistema, aun en un pequeño jardín.

Notas

¹ G H Brown, R F Lewis and J Epstein, "Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency," Proc IRE, Vol. 25, Number 6, June 1937.

² W W Hansen and J G Beckerley, "Radiation from an Antenna Over a Plane Earth of Arbitrary Characteristics," Physics, Vol. 7, June 1936.

³ W W Hansen and J G Beckerley, "Concerning New Methods of Calculating Radiation Resistance Either with or without Ground," Proc IRE, Vol. 24, No. 12, December 1936.

⁴ Reference Data for Radio Engineers compilado por W L McPherson y publicado por Standard Telephones and Cables Limited, version 1942 o posteriores.

⁵ Al Christman, K3LC, "Maximum-Gain Radial Ground Systems for Vertical Antennas," NCJ, March/April 2004.

La PROPAGACIÓN

en 630 m y 2200 m

Por Robert S. Logan, NZ5A.

Este estudio de nuestras bandas de frecuencias media y baja aporta resultados interesantes

La propagación en nuestras nuevas bandas de frecuencia de 630 m y 2200 m puede ser bastante diferente de aquella a la que la mayoría de los aficionados están acostumbrados, incluso para quienes operan en 160 m.

Para comprender mejor las condiciones en esas bandas, realicé un estudio de estaciones de baja frecuencia llamadas Balizas No Direccionales (NDB) durante tres temporadas de invierno desde 2014 hasta 2017.

Las NDB prestan importantes servicios de ayuda a la navegación aérea y marítima desde hace casi noventa años. Generalmente transmiten mensajes en CW a baja velocidad en varias frecuencias en el rango 190 kHz a 535 kHz, aunque su asignación varía hasta 1750 kHz. Para la comunidad de radioaficionados son relevantes por tres razones. Primero, proporcionan información de propagación en tiempo real en frecuencias muy cercanas a las nuevas bandas. Por ejemplo, 630 m está unos 60 kHz por debajo del límite de frecuencia superior para las NDB domésticas, mientras que 2200 m está a unos 50 kHz por debajo de su límite inferior. En términos de propagación, entonces, las condiciones en las frecuencias NDB en cualquier momento dado son probablemente similares en las dos nuevas bandas, excepto quizás por la distancia, ya que las señales de 630 m penetran más en la ionosfera que las de 2200 m, lo que resulta en distancias más largas.

En segundo lugar, las NDB proporcionan información para frecuencias bajas, como la HF Beacon Network¹ lo hace para las frecuencias altas. Ambos sistemas transmiten repetidamente mensajes en CW en determinadas secuencias desde ubicaciones fijas a niveles de potencia conocidos durante las 24 horas del día, los 7 días de la semana.



Escuchar una baliza de HF significa que existe cierto nivel de propagación entre su ubicación y la de quien la recibe. Lo mismo ocurre al escuchar una estación NDB. Qué tan bien se escuchen sus señales nos da una idea de la probabilidad de hacer contactos a lo largo del camino compartido. Entonces, ya sea en 20, 630 o tal vez incluso 2200 metros, la información de cada sistema puede ser útil.

Tercero, así como los amantes de los concursos y otros utilizan modelos de propagación de software para hacer más entretenida la operación en HF, los datos NDB en tiempo real también pueden mejorar el disfrute de las dos nuevas bandas. Todavía no existen modelos de propagación comprobados para aficionados en 630 m y 2200 m. Sin embargo, con herramientas mejoradas de recopilación y análisis de datos, es solo cuestión de tiempo hasta que los gurúes que hay entre nosotros desarrollen modelos de propagación fáciles de usar. Quizás los datos y la información aquí reunidos respaldarán sus esfuerzos futuros.

OBJETIVOS Y PROCESO

- El estudio estuvo focalizado en tres objetivos:
- Identificar los mejores horarios diarios y meses del año para operación (la "temporada de balizas").
- Analizar cómo la actividad y la distancia se ven afectadas por la hora, la potencia, la elevación y la frecuencia.
- Tener en cuenta las "lecciones aprendidas" para mejorar el rendimiento individual.

Durante tres temporadas de invierno, desde octubre de 2014 hasta diciembre de 2017, se registraron 436 balizas de 43 estados y Washington DC, 12 provincias y territorios canadienses y 19 países. La distancia máxima fue de aproximadamente 13.300 km, incluyendo balizas en Groenlandia, este y sur de Brasil y las Islas Marianas del Norte.²

Las potencias de salidas variaron de 10 a 2000 W. Hasta el 31 de diciembre de 2015, mi casa estaba en el centro de Texas. A partir del 1º de enero de 2016, mi nuevo hogar estaba a 300 km de distancia, en la costa sureste del golfo de Texas. Registré por separado las mismas balizas que escuché desde las dos ubicaciones, ya que ello involucró en cada recepción diferentes horarios, años, distancias y rutas de propagación.

Identificar correctamente una baliza y sus métricas asociadas es crítico para la integridad de los datos. Puede ser confuso porque a los distintivos de llamada de dos o más balizas se les pueden asignar letras idénticas, pero diferentes frecuencias; una frecuencia puede ser el hogar de varias balizas y también pueden trasladarse a otras frecuencias o ubicaciones.

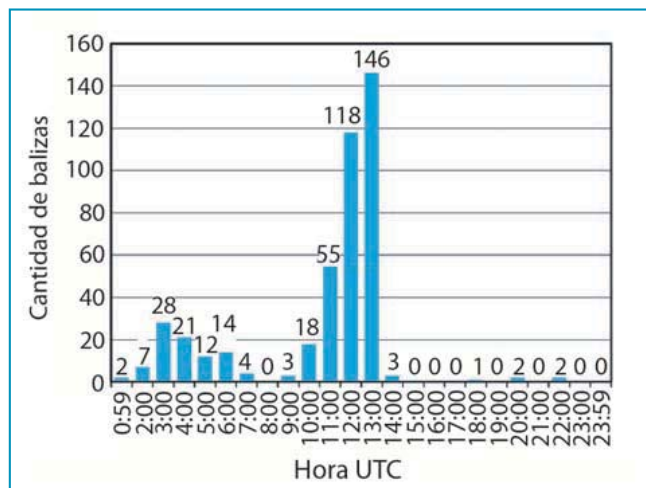


Figura 1: Picos de actividad versus hora.

La coincidencia de la señal distintiva y la frecuencia garantiza que se identifique la baliza correcta y sus datos correspondientes. Hice búsquedas en numerosos sitios web para identificar balizas correctamente y recopilar su información asociada (métricas).³ Luego, armé una extensa base de datos de búsqueda de casi 4.000 puntos para las 436 balizas recibidas con las siguientes métricas:

FECHA DE RECEPCIÓN Y HORA UTC

Ubicación, nombre de la jurisdicción y nombre local. Salida EIRP en vatios y propósito de navegación (código de clase).

Elevación del sitio de emplazamiento sobre el nivel medio del mar (AMSL).

Coordenadas de la cuadrícula del lugar de la baliza, pista más cercana o ciudad

Distancia a la baliza en millas terrestres (SM) por ruta aérea del Gran Círculo.

Propietarios/operadores responsables.

También registré fuentes de datos e información sobre balizas. Solo agregué nuevas, después de cada sesión de monitoreo. Los datos se integraron en un archivo de datos maestros. Tengan en cuenta que la convención aceptada para nombrar balizas en un impreso es el distintivo de llamada seguido de un guión y su frecuencia, como por ejemplo, "UTX-405", una baliza ubicada en Júpiter, Florida.

RESULTADOS

Las métricas de las balizas se analizaron en función de actividad versus hora, así como distancia versus hora, potencia, elevación y frecuencia.

ACTIVIDAD VERSUS HORA

Se analizaron las fechas y horas de recepción para determinar los horarios óptimos de operación e identificar la "temporada de balizas". La propagación varió durante el período UTC acumulativo de 24 horas a lo largo de 3 años, tal como lo muestra el número total de balizas registradas en ese lapso en la Figura 1. La actividad alcanzó su punto máximo en 02:01 – 03:00 y 12:01 – 13:00, que coincide con los períodos de puesta de sol y amanecer.

La propagación nocturna da vida a las bandas activas. Los períodos de incremento de actividad al amanecer y la puesta del sol en frecuencias NDB cercanas a 630 y 2200 metros se muestran en la Tabla 1.

La línea gris cercana a salida y puesta del sol en las frecuencias NDB es igual que en HF. Sin embargo, en las frecuencias NDB los comportamientos individuales de la propagación en el ocaso y en el amanecer son claramente distintos entre sí.

Primero, después de acercarse y pasar por la puesta de sol, el número de balizas aumentó diez veces, de 7 a las 01:00 – 02:00 UTC a 75 en 4 horas. La cantidad escuchada aumentó cada hora, pero la cantidad incremental de cada aumento disminuyó lenta y constantemente hasta que no se observaron más aumentos a medida que avanzaba la noche. En segundo lugar, al acercarse y pasar por el amanecer, el número de balizas escuchadas también aumentó rápidamente, de hecho, casi exponencialmente, no en pequeños incrementos. Aumentó de 3 a las 08:01 – 09:00 UTC a 18, 55, 118 y luego a 146 en las siguientes 4 horas hasta un total de 337 a las 13:00 UTC. Entonces, la presencia de balizas, nuevas o no, simplemente se detuvo. A diferencia del atardecer, no se desvanecieron lenta y constantemente;

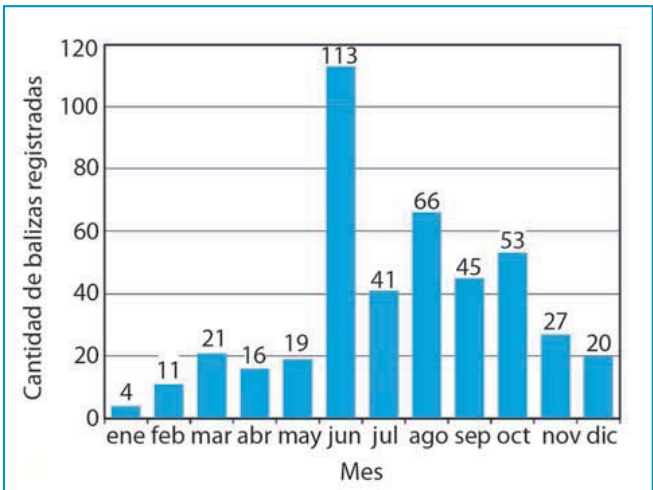


Figura 2: Temporada de balizas en el centro y sudeste de Texas.

Hora UTC	Cantidad de Balizas	% del Total de Balizas	% del Total de Balizas
0000 – 0059	2	0 %	
0100 – 0200	7	2 %	
0201 – 0300	28	6 %	Comienzo del atardecer
0301 – 0400	21	5 %	
0401 – 0500	12	3 %	
0501 – 0600	14	3 %	
0601 – 0700	4	1 %	
0801 – 0900	3	1 %	
0901 – 1000	18	4 %	Comienzo del atardecer
1001 – 1100	55	13 %	
1101 – 1200	118	27 %	
1201 – 1300	146	33 %	
1301 – 1400	3	1 %	
1701 – 1800	1	0 %	
1901 – 2000	2	0 %	
2101 – 2200	2	0 %	

simplemente desaparecieron. En menos de media hora, el número cayó de 146 a las 13:00 UTC a 3 la siguiente hora y luego solo 5 más desde entonces hasta el atardecer.

Además, la separación entre los fenómenos atardecer/amanecer en LF es muy corta. Solo transcurrieron 3 horas entre la recepción de dos dígitos de las balizas al "atardecer" (01:00 – 02:00 UTC) y al "amanecer" (09:01 – 10:00 UTC). Entre esos momentos, se escucharon 4 balizas a las 06:01 – 07:00 UTC y 3 a las 08:01 – 09:00 UTC, con la hora media (07:01 – 08:00 UTC) desprovista de recepciones. Dado eso, el breve período de 3 horas podría verse como una calma o pausa en lugar de una separación, lo que sugiere que algún nivel de comunicación podría mantenerse continuamente desde el atardecer hasta el amanecer.

La propagación también varió durante un año acumulado de 12 meses. La temporada de balizas, por supuesto, depende de la latitud y longitud de cada ubicación, que determinan cuánto ruido atmosférico está presente durante el año y cuándo las condiciones solares comienzan a favorecer el salto de larga distancia. En el centro y sureste de Texas, la temporada parece extenderse desde finales de septiembre hasta finales de abril, cuando se registraron 20 o más balizas cada mes durante 7 meses consecutivos, como se muestra en la Figura 2. Veinte o más balizas se registraron solo una vez entre mayo y agosto.

DISTANCIAS VERSUS HORA

Se analizaron las distancias y los tiempos de recepción para determinar el impacto de los fenómenos amanecer y atardecer en la distancia. Al igual que con la hora de actividad discutida anteriormente, los períodos amanecer y atardecer aumentaron la distancia

AMANECER					
Cantidad de balizas					
Hora UTC	+1800 km	+3600 km	+5400 km	+7200 km	Todas las balizas
0700 – 0800	0	0	0	0	0
0800 – 0900	2	1	0	0	3
0900 – 1000	6	4	1	0	11
1000 – 1100	18	6	2	0	26
1100 – 1200	51	16	9	1	77
1200 – 1300	48	13	4	1	66
1300 – 1400	0	0	0	0	0
Total	125	40	16	2	183

ATARDECER					
Cantidad de balizas					
Hora UTC	+1800 km	+3600 km	+5400 km	Todas las balizas	
0000 – 0100	1	0	1	2	
0100 – 0200	3	1		4	
0200 – 0300	11	2		13	
0300 – 0400	7	1		8	
0400 – 0500	6	3		9	
0500 – 0600	6	0		6	
0600 – 0700	0	0	1	0	
Total	34	7	16	42	

Tabla 2
Impacto del incremento de la actividad durante el atardecer/amanecer en la distancia.

durante cerca de 4 horas cada uno. La puesta y salida del sol diferían significativamente en el aumento de las señales, como se muestra en la Tabla 2, que traza distancias de baliza en incrementos de más de 1800 km. En las 2 horas previas al atardecer (00:00 – 02:00 UTC), se registraron seis balizas de larga distancia. En las siguientes 4 horas, las señales ganaron y mantuvieron fuerza con 42 balizas copiadas al menos a más de 1800 km. De 02:00 a 04:00 UTC, se copiaron 18 balizas a más de 1800 km y 3 a más de 3600 km. De 04:00 a 06:00 UTC, el número de balizas a más de 1800 km disminuyó de 18 a 12, mientras que 3 balizas a más de 3600 km permanecieron durante 1 hora más y luego desaparecieron. Después de las 06:00 UTC, ninguna recepción excedió los 1400 km hasta la mejora que comienza con el amanecer. Dentro del aumento durante la puesta del sol, el pico máximo se produjo desde las 02:00 – 03:00 UTC con 13 balizas escuchadas hasta más de 3600 km.

El amanecer exhibió un período incremental mucho más fuerte. El número total de balizas escuchadas al

menos a más de 1800 km de distancia aumentó de 42 a 183. El de recibidas a más de 1800 km y a más de 3600 km millas aumentó de 34 a 125 y de 7 a 40, respectivamente. Además, se escucharon 16 a más de 5400 km millas en lugar de 1, y se registraron 2 a más de 7200 km, frente a ninguna durante el incremento de la puesta del sol. El pico de la mejora del amanecer también fue más fuerte y más largo, de 11:00 a 12:00 UTC, cuando se registraron 77 balizas de más de 1800 km, seguidas de cerca a la siguiente hora por 66 balizas de la misma distancia.

DISTANCIA VERSUS POTENCIA

Un valor clave de las balizas NDB, como en la red de balizas de HF, es la transmisión estructurada y programada a diferentes niveles de potencia conocidos. Escuchar una señal de 100 W es una cosa; escuchar una de 1 o 5 W es otra muy diferente y de gran importancia para los operadores de baja potencia (QRP). Nos guste o no, la realidad de los límites de potencia en 630 y 2200 metros nos convierte a todos en operadores QRP.

Por eso es importante identificar las potencias de las NDB. Los directorios NDB indican la potencia con un número, un código de clase o ambos. Las industrias de aviación de Estados Unidos y Canadá utilizan diferentes sistemas para los descriptores de códigos de clase, mientras que los aeropuertos extranjeros sin participación de la FAA no clasifican las balizas.

Un número es claro; el de la potencia. Los códigos de clase no son tan claros. Primero, el código describe el propósito de navegación de la baliza y define la confiabilidad de su información de orientación mediante un cálculo complejo llamado volumen de servicio estándar (SSV). El cálculo de SSV considera la potencia, la altitud y el rango. Los componentes de potencia de los códigos de clase estadounidenses y canadienses se muestran en la Tabla 3.

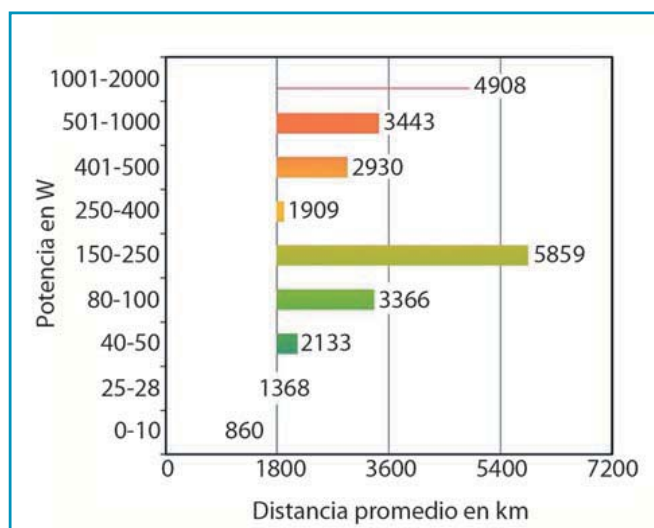


Figura 3: Distancia promedio versus potencia.

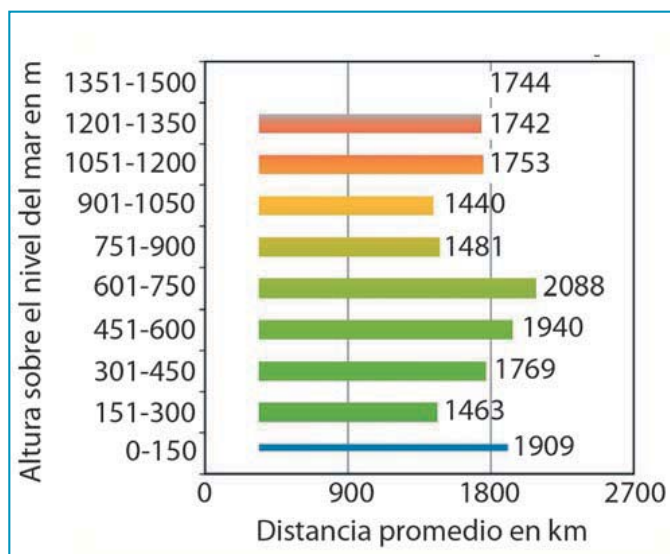


Figura 4: Distancia promedio versus elevación.

Segundo, la asignación de códigos de clase es desconcertante. Por ejemplo, BKU-344 y CO-407 emiten 80 W, pero usan los Códigos de clase HW y MHW, respectivamente. A la baliza LI-353 con 400 W se le asigna el código de clase LOM, que generalmente está limitado a 10 W. Aun cuando es técnicamente correcta, la discrepancia entre dos balizas con el mismo código de clase, pero de potencias muy diferentes, es desconcertante. Por ejemplo, el código de clase H se asigna tanto a AES-390 con 1000 W como a BUB-277 con 50 W. Simplemente recuerden que la potencia es solo una variable en el cálculo de SSV y que los códigos de clase se crean con tres de ellas.

Incluso sin mencionar un número específico como potencia, los códigos de clase siguen siendo útiles como indicadores de potencia relativa. Como se muestra en la Tabla 4, el porcentaje de balizas de 10-28 W (74%) sigue de cerca al porcentaje de las de Clase MHW y LOM (71%). En otras palabras, con algunas excepciones, escuchar una señal con el Código de clase MHW o LOM quiere decir que probablemente se esté escuchando una señal de 25 o 10 W.

¿Qué pasaría si, mediante algún cambio en las reglas, pudiéramos emplear potencias superiores? La Figura 3 muestra la distancia promedio alcanzada por las balizas que van de 10 a 2000 W. El mayor salto en la distancia fue aumentar la potencia de 10 a 150 W. Pasar de 251 - 400 W a 1001 - 2000 W también resultó en incrementos escalonados en la distancia, pero ninguno tan dramático como de 10 a 150 W.

DISTANCIA VERSUS ELEVACIÓN

Las elevaciones de los emplazamientos de las balizas se tomaron directamente de fuentes de datos aeronáuticos. Si no figura en la lista, se utilizó la elevación a la

pista, aeropuerto o ciudad más cercana. Variaron en diferentes sitios web por diferencias nominales, generalmente del orden de unos pocos metros.

La elevación más alta de una baliza fue de 2567 m pies en Colombia y la mínima fue de 0 m, un velero de la Guardia Costera canadiense en servicio al nivel del mar. La elevación promedio de las balizas fue de casi 365 m pies, y la mediana fue de aproximadamente 240 m.

Se registraron un total de 333 balizas (76%) hasta una elevación de 450 m. Por encima de eso, el número de balizas en cada elevación se redujo a porcentajes de un solo dígito. 95 (22%) se ubicaron entre 451 y 1800 m y solo ocho (menos del 2%) a más altura.



Como se muestra en la Figura 4, parece que las elevaciones más bajas favorecen ligeramente las comunicaciones a larga distancia de manera más consistente que las elevaciones más altas. En otras palabras, para trabajar distancias más largas, las estaciones ubicadas en elevaciones de hasta 750 m parecen tener una ligera ventaja de aproximadamente 11% (200 km) más de km promedio sobre las que están en elevaciones por encima de 750 m pies.

Los anchos de las bandas de 630 m y 2200 m son de solo 7 y 2,1 kHz, respectivamente. En rangos tan estrechos, la propagación dentro de ellas en sí no debería cambiar. Sin embargo, con las bandas en los extremos opuestos del rango de frecuencias NDB local, es interesante examinar si existe una relación distancia/frecuencia en el delta de 345 kHz entre ellas. En otras palabras, solo en virtud de la frecuencia, ¿una banda logra más consistentemente una distancia promedio

mayor que la otra? La respuesta dada en la Figura 5 muestra que, incluso en este delta estrecho, cuanto mayor es la frecuencia, mayor es la distancia promedio.

Sin embargo, las frecuencias cercanas a 2200 m también tienen su propio beneficio. La absorción ionosférica es menor porque las señales no penetran mucho la capa D. De hecho, la absorción en 150 kHz es una cuarta parte menor que en 160 m.⁴ En 2200 metros, entonces, cambiamos una PIRE más baja por una menor absorción. Al mismo tiempo, las antenas en 2200 m son menos eficientes que en 630 m y también se puede encontrar más ruido. Consideren qué banda es mejor para sus propios intereses y situación específica.

LECCIONES APRENDIDAS

Creo que las lecciones prácticas aprendidas de este estudio mejorarán su experiencia operativa y aumentarán su disfrute en las nuevas y emocionantes bandas de 630 y 2200 metros.

Actividad versus tiempo. Identifiquen sus mejores horarios de escucha y temporada de balizas convirtiéndose en oyentes disciplinados y concentrados.

Distancia versus hora. Optimicen al máximo los períodos de mejora de señales del atardecer y del amanecer, si el tiempo de operación que disponen es limitado.

Distancia versus potencia. Prepárate para recibir sorpresas sorprendido. Sí, los límites de potencia son bajos, pero no tan bajos como creen.

Distancia versus elevación. No se preocupen demasiado por la ubicación de su estación, porque la elevación puede tener solo un pequeño efecto en la distancia.

EE.UU.	CANADÁ
LOM – Compass locator ¹ de 10 a 20 W	L – NDB de menos de 50 W
MH – Homing ² NDB de menos de 50 W	M – NDB de 50 hasta 2000 W
H – Homing NDB de 50 a 1000 W	H – NDB de más de 2000 W
HH – Homing NDB de +2000 W	Z – Marcador de 5 MHz o FAN ³

1 Compass locator: NDB utilizado como ayuda en la aproximación final.

2 Homing: Dirigirse hacia la señal de radio que permanece fija.

3 Marcador FAN: Radioayuda para la navegación que emite un haz vertical.

Tabla 3

Ambos sistemas utilizan también combinaciones de códigos, como MH/LOM y MZ.



Figura 5: Distancia promedio versus frecuencia.

Distancia versus frecuencia. Elijan la banda con sus propias ventajas. La banda de 2200 m es más consistente para la distancia promedio, mientras que 630 m ofrece DX con skips y saltos ionosféricos.

Este esfuerzo de escuchar durante mucho tiempo fue una mirada de alto nivel a los datos de propagación de frecuencias muy cercanas a 630 y 2200 metros. Ciertos hallazgos plantean tantas preguntas como respuestas y merecen una segunda mirada. Se están realizando planes para profundizar en los datos para comprender mejor la propagación del amanecer/atardecer en estas frecuencias bajas y examinar las diferencias específicas en la propagación, si la hay, entre las dos bandas.

Notas

¹ www.ncdxf.org/beacon/intro.html.

² Hay varias calculadoras de distancia disponibles en línea. Entre ellas, la distancia exacta a una baliza puede variar algunos km, dependiendo de los algoritmos, técnicas y puntos específicos de medición de cada sitio web. Las siguientes calculadoras en línea son precisas y fáciles de usar: distancecalculator.net, distancefromto.net, nhc.noaa.gov/gccalc/shtml, boulter.com (calculadora de coordenadas de distancia).

³ Las métricas de balizas fueron obtenidas de los siguientes sitios web: airnav.com, airport-data.com, airportguide.com, www.marinetraffic.com, ourairports.com, pilotnav.com, skyvector.com, worldaerodata.com, world-airport-codes.com, <https://es.wikipedia.org/wiki/Wikipedia> Radiobalizas en América del Norte: LF/MF Radionavigation Stations. William Hepburn, LWCA, 26 de julio de 2018. www.dxinfofocentre.com

Suplemento cartográfico EE.UU. www.faa.gov/air_traffic/flightinfo/aeronav/.

⁴ Silver, H. Ward, ed. The ARRL Handbook for Radio Communications, págs. 232 - 233.

Es tiempo de limpiar nuestros transmisores

El ruido transmitido por otras estaciones,
puede degradar seriamente el
rendimiento de nuestro receptor.

Por Rob Sherwood, NCØB.

El rendimiento del transceptor es de interés para la mayoría de los aficionados, pero tendemos a centrarnos principalmente en el receptor, ignorando en gran medida el rendimiento del transmisor, más allá de medir su potencia de salida, por supuesto. Pero en cuanto a esto, hay más que considerar. Debemos preocuparnos por la limpieza de la salida porque afecta a todos los que comparten el espectro con nosotros. La transmisión "sucia" es un problema grave, que está empeorando. Se podría pensar que los avances tecnológicos habrían dado como resultado señales de transmisión progresivamente mejores, pero se equivocan. Durante más de diez años, he visto mejoras significativas en muchos aspectos del rendimiento de recepción, pero al mismo tiempo, la calidad de las señales transmitidas, en muchos casos se ha degradado.

Tres factores importantes pueden hacer que su señal transmitida se vuelva inaceptablemente sucia: intermodulación de orden impar (salpicaduras o splatters), manipulaciones de banda lateral en CW (clics de manipulación) y la emisión de ruido de banda ancha.

RUIDO DE BANDA ANCHA

Este ruido en general no se percibe sino en aquellas situaciones en que dos estaciones están físicamente cerca. El problema tiende a manifestarse en las bandas de HF más altas, así como en VHF. El ruido transmitido por aficionados en las bandas de 17 a 6 metros es más probable que cause interferencia que en las de 160 a 40 metros, debido a las diferencias en el ruido de la banda.

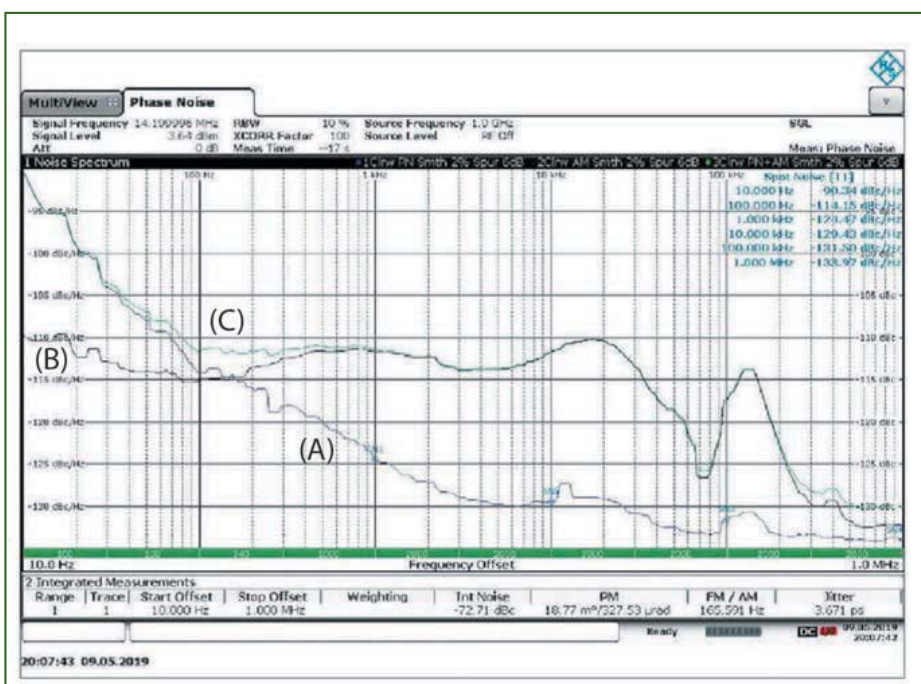


Figura 1: Demostración de ruido compuesto dominado por ruido de AM y no de fase. La línea (A) es el ruido de fase, la (B) es el ruido de AM y la (C) es el ruido compuesto. En un desplazamiento de 20 kHz, el ruido de AM domina completamente por sobre el ruido de fase por 19 dB; entre 100 Hz y 200 Hz los ruidos de AM y de fase son iguales y, como es de esperar, el ruido compuesto es 3 dB mayor que los valores individuales; y cerca de 130 kHz el ruido compuesto es 17 dB más fuerte que el ruido de fase.

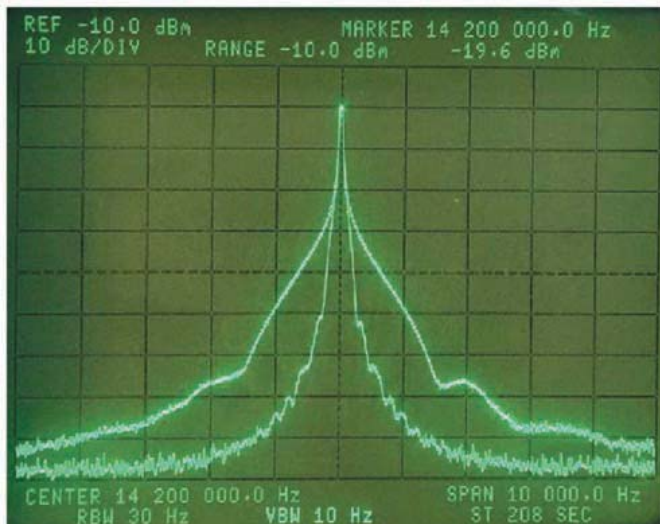


Figura 2: Captura de pantalla de analizador de espectro, correspondiente a un transceptor moderno con un ajuste por menú del tiempo de ascenso en un rango de 6 a 1 milisegundo.

El ruido de banda ancha no fue un gran problema en los días previos a las radios sintetizadas, cuando los equipos de radioaficionados tenían un VFO o PTO y cristales de banda individuales. Cuando la síntesis de frecuencia apareció en la escena, el ruido de fase hizo su entrada en escena y fue significativo tanto en recepción como en transmisión. Durante las siguientes décadas, el problema del ruido de fase disminuyó lentamente.

Sin embargo, el ruido en la cadena de recepción o transmisión es más complejo que solo un ruido de fase. El otro tipo de ruido es el de amplitud (ruido AM), que casi no ha sido discutido en las evaluaciones de transceptores. Si bien el Rango Dinámico de Mezcla Recíproca (RMDR) puede estar relacionado principalmente con el ruido de fase, el ruido de transmisión puede estar dominado por el de ruido AM, que no se mide en absoluto con la mayoría de los equipos de medición de ruido de fase.

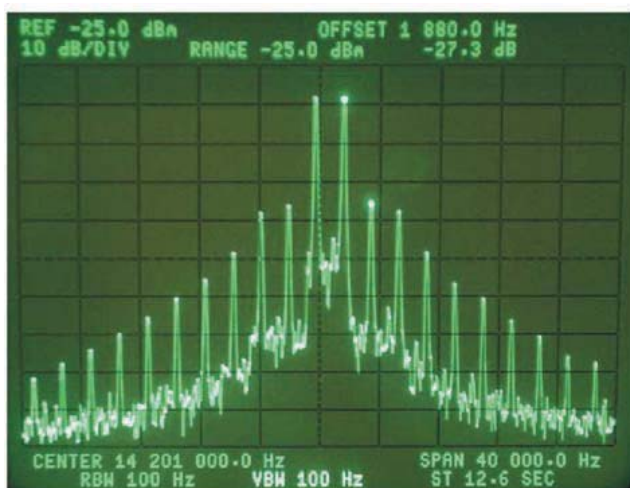


Figura 4: Perfil de ruido transmitido por un transceptor moderno. Desafortunadamente, corresponde a una radio considerada de las mejores. La mayoría son peores.

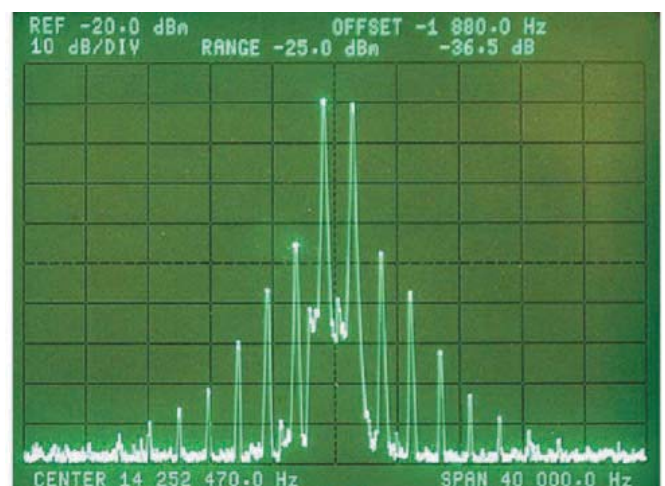


Figura 3: Prueba de intermodulación de dos tonos del transceptor Collins 32S-3.

Cuando operamos en un entorno de señales fuertes, no importa si el ruido es de fase o de AM; el ruido total es lo más importante. El ruido total se define como ruido compuesto, que es lo que escuchan nuestras radios en el aire y que puede degradar la recepción. El término "ruido compuesto" se ha utilizado indistintamente como "ruido de fase" y a menudo se asocia con los datos gráficos publicados sobre relevamientos de equipos.

Otro aspecto del ruido de banda ancha transmitido es si cae con el desplazamiento de la frecuencia de transmisión. Una revisión de producto de hace unos años demostró un espectro plano de emisión de ruido desde 10 kHz a 1 MHz a un valor mediocre de -120 dBc. Si este transceptor se usara en una estación multitransmisora, una que opere CW en el extremo inferior y otra que lo haga en SSB en el extremo superior, en la misma banda, interferirían entre sí.

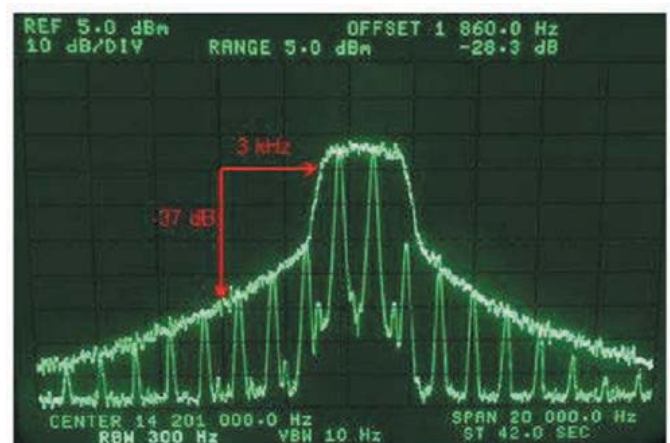


Figura 5: Ejemplo comparativo de distorsión espectral de dos tonos versus ruido blanco. Se ve claramente que la distorsión de orden impar es la misma.

MEDICIÓN DEL RUIDO COMPUESTO

Dado que el impacto del ruido transmitido es tan importante como recibir RMDR, un transmisor debe probarse adecuadamente para detectar el verdadero ruido compuesto. Los resultados de la prueba en la Figura 1 demuestran claramente un caso en el que el ruido compuesto está dominado por el ruido AM, no el ruido de fase. La línea (A) es ruido de fase, la (B) es ruido AM y la (C) es ruido compuesto. En un desplazamiento de 20 kHz, el ruido AM domina completamente en comparación con el de fase por 19 dB; en uno de entre 100 Hz y 200 Hz, el ruido de AM y el ruido de fase son iguales y, como se esperaba, el ruido compuesto es 3 dB más alto que los valores individuales; y en uno de alrededor de 130 kHz, el ruido compuesto es 17 dB más fuerte que el ruido de fase.

En algunas revisiones de productos, a veces se incluye el ruido transmitido a una salida de 30 W, así como las mediciones de ruido a 100 W o a la potencia máxima de salida. Al considerar tales mediciones, tengan en cuenta que muchos amplificadores lineales modernos solo requieren de 30 a 40 W de excitación, en particular los de estado sólido. Desafortunadamente, el ruido transmitido es peor con potencia reducida que con salida completa. Hubo una revisión en junio de 2017 que advirtió contra el uso de un amplificador lineal con ese transceptor específico porque el ruido de banda ancha emitido era reañ,emte muy malo.

La imagen de la Figura 1 fue realizada con un analizador FSWP de Rohde & Schwarz, con el equipo operado a 30 W de salida. Para una revisión de abril de 2016 del mismo transceptor se utilizó un analizador Rohde & Schwarz incapaz de medir ruido AM o ruido compuesto y sólo se graficó el ruido de fase a 100 W, no en el valor más crítico de 30 W. Si bien los analizadores Rohde & Schwarz o Agilent/Keysight cuestan más de U\$ 100.000, es posible hacer mediciones de ruido de transmisión con equipos de no tan difícil acceso, de la clase Perseus o con un receptor similar de alto rendimiento definido por software de muestreo directo.

La comparación de los resultados obtenidos con equipos de prueba de alta gama con los obtenidos con un receptor accesible demuestra que los aficionados pueden realizar mediciones de ruido compuesto con un grado aceptable de precisión.

Se ha demostrado que agregando un mezclador Mini-Circuits de +17 dBm y un sintetizador de bajo ruido (generador de señales) a la salida de los transceptores de HF que cubren 6 metros y a los de VHF y UHF, se los puede convertir al rango de frecuencias de un Perseus. Un Perseus con software original de fábrica solo puede medir el ruido compuesto, no el ruido de fase o el ruido AM solos, pero en el aire, lo que nos importa a los aficionados es el ruido compuesto, por lo que sigue siendo un ejercicio útil.

CLICS DE MANIPULACIÓN

Esta fuente de ruido la conocemos todos. Una portadora de CW tiene muy poco ancho de banda de transmisión, pero una vez que comenzamos a enviar información en CW, aumenta dramáticamente y puede causar una interferencia sustancial. Si bien los fabricantes de transceptores tienen muchas maneras de dar forma a una señal CW para evitar esto, el usuario tiene poco control sobre ese parámetro, aparte de quizás ajustar el tiempo de subida. La mayoría de los equipos actuales tienen una configuración de menú para ajustar el tiempo de subida de CW, pero las opciones son demasiado amplias.

Esta característica permite al operador producir clics terribles en las teclas si el tiempo de subida se establece demasiado rápido. Si estamos tratando de copiar una señal de CW débil y hay una señal fuerte a 1 kHz de distancia, la recepción no debe verse abrumada por el ruido de clic de la señal adyacente. Por supuesto, cuando los clics manipulación entran en nuestro pasabanda, ninguna selectividad eliminará la interferencia en el canal. La Figura 2 muestra una captura de pantalla del analizador de espectro de un transceptor moderno que tiene un tiempo de subida de menú típico ajustado en un rango de 6 a 1 milisegundo.

La transmisión ancha superior fue con un tiempo de subida de 1 milisegundo, mientras que el ancho de banda estrecho más bajo fue de 6 milisegundos. ¡Con un desplazamiento de 1 kHz entre ambas transmisiones, la amplitud de los clics de manipulación difiere en 25 dB! Como aficionados, debemos esforzarnos por ser "buenos vecinos" y no contaminar nuestras bandas con ruidos extraños. El hecho de que los fabricantes permitan selecciones de tiempo de subida de 1, 2 o 3 milisegundos, desde mi perspectiva es inapropiado.

INTERMODULACIÓN DE ORDEN IMPAR

La fuente final de ruido transmitido es una intermodulación de orden impar (salpicadura). Todos los transmisores tienen productos de distorsión causados por la no linealidad en sus etapas de amplificación. Estos productos hacen que una señal SSB sea más ancha que el ancho de banda de transmisión nominal de 2,1 a 3 kHz. Cuánto más amplio depende de muchos factores, incluidas las malas elecciones que hace el operador. Esperemos que los aficionados no operen con el procesador de voz al máximo o exciten sus amplificadores lineales con 100 W cuando requieren solo 50 W. Pero incluso cuando intentamos operar adecuadamente, nuestros transceptores aún pueden estar trabajando en nuestra contra. En la Figura 3 verán los resultados de una prueba clásica de intermodulación de dos tonos del transmisor más limpio que he tenido: un Collins 32S-3. El producto de tercer orden medido está por debajo de 36,5 dBc, o 42,5 dB de referencia PEP, según la forma en que los fabricantes miden la distorsión actualmente. El séptimo orden está por debajo de 60 dBc o 66 dB de referencia PEP.



Como pueden apreciar, es una radio extraordinariamente limpia. El ejemplo de la Figura 4, muestra la salida de un transceptor moderno. Si bien la limpieza de su producción palidece en comparación con el Collins, es al menos mejor que algunos de sus contemporáneos. Se observa que, en lugar de estar la distorsión de tercer orden por debajo de 42 dB PEP, este transceptor está solo 33 dB PEP. Mirando de nuevo al séptimo orden, en lugar de bajar 66 dB PEP, está a 46 dB PEP, lo que se traduce en 20 dB más de salpicadura en la banda. Más allá de una operación adecuada, necesitamos hacer más para reducir el ancho de banda de los equipos modernos. Para el aficionado individual, la respuesta es nada. La solución recae en los fabricantes. Es seguro que el diseño de transceptores nunca volverá a la amplificación lineal a válvulas 6146A con realimentación negativa que permitió que el Collins 32S-3 fuera tan limpio. Pero un paso hacia un futuro más limpio es medir y mostrar correctamente esta distorsión de una manera que todos, incluidos los fabricantes, podamos comprender de inmediato. Las pruebas de dos tonos han sido el estándar de oro durante décadas, pero no transmitimos dos tonos cuando hacemos un contacto, y el habla normal no es fácil de reproducir y capturar repetidamente en un analizador de espectro. Sin embargo, lo que podemos hacer es alimentar el micrófono con ruido blanco de banda limitado a través del conector. La Figura 5 ofrece un ejemplo que compara los espectros de distorsión de dos tonos con los mismos espectros utilizando ruido blanco. Como pueden observar claramente, la distorsión de orden impar es la misma. Cuando se utiliza el ruido como señal de entrada en lugar de simplemente dos tonos, se genera un gráfico monótono. El gráfico de ruido blanco demuestra mejor qué tan amplia es realmente la señal transmitida y cuánta interferencia puede causar a una estación que opera a 3 kHz de distancia. Expone claramente el problema y proporciona una referencia para quienes diseñan y evalúan los transceptores que compramos.

HACIA TRANSCPTORES MÁS LIMPIOS

Reducir los clics de manipulación es sencillo, pero los fabricantes pueden limpiar mejor nuestras señales transmitidas de distorsión de intermodulación y ruido de banda ancha. Diseñar amplificadores finales de transceptor para operar en Clase A es una solución, pero no es factible en muchos casos. Un amplificador Clase A puede producir una salida muy limpia si el ALC no arruina la señal, pero no ha sido una opción convencional durante algún tiempo. Como produce mucho calor, el enfriamiento se convierte en un problema. También ha habido algunos problemas de confiabilidad. Sin embargo, cuando se trata de limpieza, la diferencia entre la Clase A y las Clases AB o B es dramática. He visto un caso en el que la salpicadura disminuyó 60 dB a 6 kHz de compensación desde el borde de una señal transmitida versus la misma supresión a 1,5 kHz de la señal de transmisión en Clase A.

También he operado un equipo de Clase A sin ALC y sin procesamiento de voz que excita un amplificador lineal muy limpio que utiliza un par de tubos 3CX800. Durante una conversación, una estación irrumpió y dijo que tenía la señal más limpia que había visto en su espectro. La predistorsión también podría ofrecer una solución. Es una forma de corregir dinámicamente las distorsiones de ganancia y fase o cancelar los productos de intermodulación, antes de que se amplifiquen. Se logra mediante la introducción de "distorsión inversa" (una especie de retroalimentación invertida) en la entrada del amplificador, cancelando cualquier no linealidad que el amplificador pueda tener.

Por prometedora que sea, la predistorsión se usa en un solo transceptor de aficionados al momento de escribir este artículo, aunque otros fabricantes han indicado que también están investigando este enfoque. Es alentador ver que muchos amplificadores lineales de estado sólido que han salido al mercado en los últimos años tienen una salida de muestreo que puede conectarse a un transceptor para incluir el amplificador externo en un loop de corrección de predistorsión.

En 1997, la ARRL publicó un compendio de productos de distorsión de amplificadores lineales. Cada amplificador en la lista tenía una distorsión de tercer orden de entre 40 y 50 dB PEP. Una revisión de 2019 de un amplificador lineal de estado sólido de máxima potencia legal informó una distorsión de tercer orden de solo 30 dB, una degradación de 10 a 20 dB en comparación con el rendimiento anterior. Si todos los amplificadores de estado sólido de hoy en día pudieran incluir corrección previa de distorsión, una señal SSB de máxima potencia podría ser tan limpia como lo era hace más de 20 años.

PODEMOS HACERLO MEJOR

Todos los aficionados podrían beneficiarse si una señal SSB típica tuviera solo 5 kHz de ancho a -60 dB en lugar de 15 kHz de ancho. La salpicadura de intermodulación transmitida es un ruido que no necesitamos. Hoy, el rendimiento de recepción de los transceptores de primera línea es sobresaliente. Es común un rango dinámico cercano a 2 kHz por encima de 95 dB y algunos cuentan con cifras de rango dinámico de 110 dB. Los valores RMDR de 105 a 125 dB ya no son inusuales. Pero este excelente rendimiento de recepción puede verse afectado por una señal cercana que arroja interferencia en el pasabanda del receptor. Esta interferencia puede ser ruido compuesto, clics de manipulación o salpicaduras de intermodulación de orden impar. Independientemente del tipo, el rendimiento del receptor que esperaban y por el que probablemente pagaron una cantidad sustancial de dinero para disfrutarlo, termina haciéndolo a uno sentirse estafado. El rendimiento de recepción de los transceptores de hoy es excelente, por lo que lo siguiente en el orden del día debería ser el esfuerzo conjunto para mejorar el lado de transmisión de la ecuación. La comunidad de radioaficionados no se merece nada menos.

Cables coaxiales y conectores UHF

A los PL259 y SO239 se los conoce como UHF.
Pero, ¿qué tan capaces son estos conectores en esa parte del espectro?

Por Mike Parkin, G0JMI.

ANTECEDENTES

Hoy en día, el uso de conectores SO239 en equipos de radio es extenso y, por lo tanto, requiere de un conector PL259 para completar el tendido de cable coaxial desde la antena. En general, se los denomina "UHF" y esto puede producir tanto una impresión engañosa como generar la expectativa de que funcionan bien en esa parte del espectro, que se extiende desde 300 MHz a 3 GHz.

Originario de la década de 1930, este conector rosca-do de acoplamiento era una versión blindada del conec-tor tipo banana de 4 mm, pensada para su uso en apli-caciones de video de 0,6 a 300 MHz¹, la Foto 1 mues-tra ejemplos (de derecha a izquierda) de un PL259 clásico y tres versiones de SO239, de doble acoplamiento (barrilito), de un solo orificio y para chasis.

PL259, SO239 Y CÁLCULOS DE IMPEDANCIA

Se puede hallar una indicación de la impedancia de una conexión PL259 a SO239 considerándolas como una línea de transmisión y utilizando la ecuación de impedancia característica (Z_0) del cable coaxial²:

$$Z_0 (\Omega) \approx 138 / \sqrt{\epsilon_r} \log_{10} (b/a)$$

donde "b" es el radio interno del conductor externo y "a" es el radio del conductor interno en milímetros (mm). ϵ_r es la permitividad relativa del aislamiento entre los conductores concéntricos.

Esta ecuación y la medición de 'b' y 'a' para un zócalo SO239 para chasis dio una impedancia característica de 34,6 Ω , suponiendo PTFE (Teflón) como aislante (por lo tanto, utilizando $\epsilon_r = 2,1$, $b = 11,6$ mm, $a = 5,03$ mm).

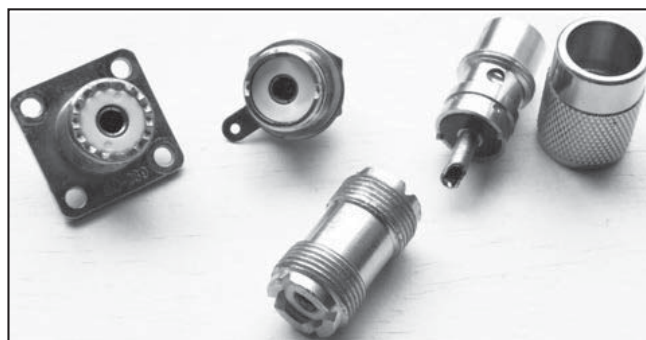


Foto 1: Conectores PL259 y SO239.

Para obtener una indicación del efecto del uso de los conectores PL259 y SO239, calculé la relación de onda estacionaria (ROE) empleando dos PL259 para unir dos longitudes de cable coaxial de 50 Ω entre sí, con un barrilito SO239. Para este cálculo, los conectores pueden compararse con una línea de transmisión corta con una Z_0 de 34,6 Ω , 36 mm de longitud y una resistencia de CC asumida de 0 Ω . Esto permite determinar la impedancia vista donde los conectores se encuentran con el coaxial de 50 Ω de la siguiente manera³:

$$\text{Impedancia de entrada} = (+ j Z_0 \tan q) \Omega$$

donde q es la longitud eléctrica de la línea de transmisión corta (en grados).

Los resultados del cálculo de ROE se muestran en la Tabla 1 para un rango de frecuencias de 10 MHz a 432 MHz, junto con la reactancia calculada para la conexión PL259/SO239. Esta conexión puede considerarse como un inductor en serie entre los dos cables coaxiales, como se muestra en la Figura 1. Allí, R_1 representa el primer cable coaxial conectado a una carga Z_L , que consiste en la conexión en serie del segundo cable coaxial como R_2 y la reactancia X_L de los conectores.

La ROE vista en la entrada del primer cable coaxial se puede calcular utilizando el coeficiente de reflexión, r ⁴:

$$ROE = (1 + r) / (1 - r)$$

donde el módulo de r viene dado por

$$r = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0) = [50 \Omega - (50 \Omega + jX_L)] / [50 \Omega + (50 \Omega + jX_L)]$$

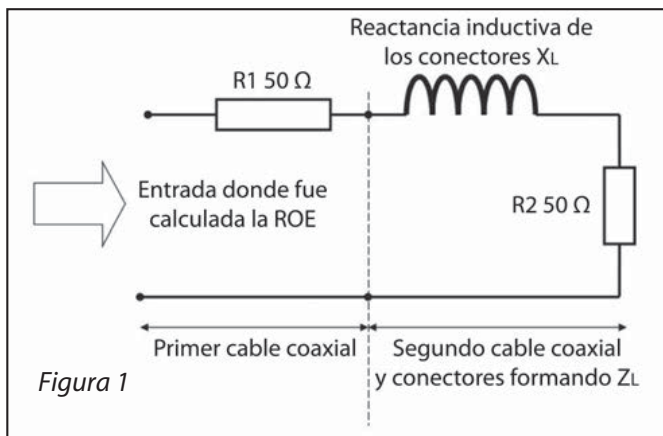


Figura 1



Los resultados de ROE calculados de la Tabla 1 se trazan en la Figura 2, donde se puede ver que permanece baja hasta 100 MHz. Sin embargo, continúa aumentando y es 1,45:1 a 432 MHz. Aclaro: Esto resume la técnica utilizada. Una explicación matemática completa está fuera del alcance de esta nota.

MEDICIONES CON CABLES COAXIALES

Para evaluar el impacto real del uso de conectores PL259 y SO239 con un cable coaxial real de 50 Ω, realicé una serie de mediciones de ROE utilizando un analizador de antena MFJ-269c como explico a continuación.

PRUEBA DE CALIBRACIÓN

Medí la ROE a la entrada de un cable coaxial de 50 Ω de 6 m de longitud terminado en conectores PL259, con su extremo más alejado conectado a una carga fantasma de 50 Ω. Hice las mediciones de 10 MHz a 432 MHz y luego las repetí con el cable coaxial conectado al revés. Estas pruebas proporcionaron una serie de calibración para verificar la consistencia de la ROE medida. Los resultados obtenidos para ambas direcciones fueron los mismos, se muestran en la Tabla 2 y se representan en la Figura 3.

Frecuencia MHz	Impedancia de acoplamiento de entrada PL259/SO259 (Ω)	ROE vista a la entrada del primer coaxial
10	+j 0,40	1:1
32	+j 1,27	1:1
100	+j 4,00	1,1:1
145	+j 5,82	1,1:1
230	+j 9,36	1,2:1
432	+j 18,72	1,45:1

Tabla 1: Resultados teóricos de los cables coaxiales conectados con PL259/SO239.

MEDICIONES CON DOS CABLES COAXIALES DE 50 Ω UNIDOS MEDIANTE CONECTORES PL259 Y SO239

Dividí el coaxial de 6 m de longitud utilizado para las mediciones de calibración para formar dos secciones de 4 m y 2 m de longitud, ambas terminados en conectores PL259. Las uní con un acoplador SO259 y luego medí la ROE en ambas direcciones, en el mismo rango de frecuencia. Las mediciones proporcionaron una indicación del efecto de enmascaramiento introducido por los cables en la ROE observada. Los resultados obtenidos para ambas direcciones se muestran en la Tabla 3 y se representan en la Figura 3.

El efecto de enmascaramiento del cable coaxial se puede ver en la Tabla 3, con la ROE empeorando cuando se mide en la entrada al cable coaxial más corto de 2 m, como era de esperar. Sin embargo, ambos conjuntos de resultados muestran que la ROE se eleva por encima de 100 MHz y se vuelve significativa a 432 MHz, alcanzando aproximadamente 2:1.

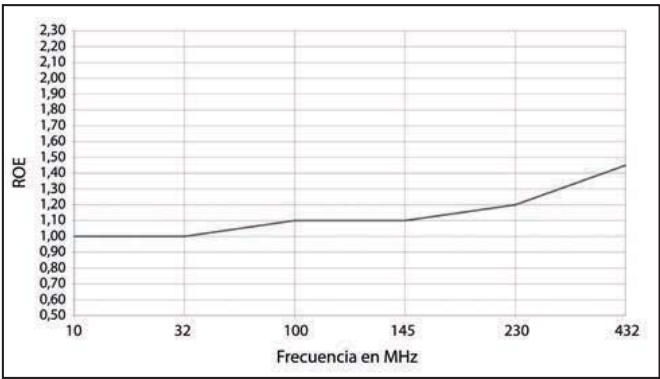


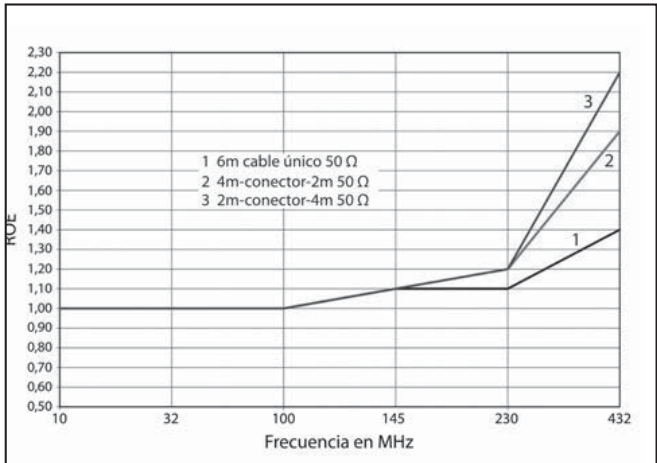
Figura 2: Concepto de dos cables coaxiales de 50 Ω conectados utilizando PL259 y SO239. R2 representa un coaxial de 50 Ω terminado en una carga pura de 50 Ω.

PRUEBAS DE COMPARACIÓN CON CONECTORES DE TIPO N

A modo de comparación, hice una serie de pruebas utilizando coaxiales de 50 Ω vinculados mediante conectores de tipo N. Realicé una prueba de calibración de cable coaxial de 50 Ω y otra con otros dos cables coaxiales de 50 Ω unidos con conectores tipo N y los resultados de ROE se muestran en la Tabla 4, similares a los de las Tablas 2 y 3.

Sin embargo, hay una mejora significativa en la ROE medida a 432 MHz, lo que indica que los conectores PL259 y SO239 tienden a ser menos efectivos en frecuencias superiores a 200 MHz. Este resultado era previsible, en tanto los conectores de tipo N usan aire como aislación entre el conector y el zócalo; y las dimensiones para ‘b’ y ‘a’ se eligen buscando mantener 50 Ω a través de la conexión a medida que aumenta la frecuencia. Los resultados de ROE obtenidos en ambas direcciones se muestran en la Tabla 4 y se representan la Figura 4.

Figura 3: Mediciones de ROE para una longitud de 6 m de cable coaxial de 50 Ω y dos cables de 4 m y 2 m, también de 50 Ω, utilizando conectores PL259 y SO239.



OBSERVACIÓN

Según las mediciones ROE realizadas, los conectores PL259 y SO239 proporcionan un medio conveniente para conectar cables coaxiales de 50 Ω a equipos de radio en frecuencias de hasta aproximadamente 200 MHz. Sin embargo, cuando se usan estos conectores por encima de esa frecuencia, la ROE tiende a ser alta, favoreciendo el uso de otros tipos de conectores con características mejoradas.

RESUMEN HISTÓRICO DEL CABLE COAXIAL

Un registro que describe por primera vez el cable coaxial es la Patente Británica 1407 de 1880 otorgada a Oliver Heavyside, que detalla la construcción y el uso del cable para circuitos telefónicos y telegráficos. AT&T continuó desarrollando el cable coaxial durante la década de 1920, lo que resultó en que Lloyd Espenschied y Herman Affel obtuvieran la patente estadounidense 1835031 en 1931. En ella se describe la construcción y el uso del cable coaxial para aplicaciones de radio, incluida la televisión. Incluye cláusulas que cubren el cable coaxial flexible y detalles de la atenuación cuando la relación b/a es 3,6.

Frecuencia MHz	ROE a la entrada del coaxial (conectado en cualquier dirección)
10	1:1
32	1:1
100	1,1:1
145	1,1:1
230	1,2:1
432	1,4:1

Tabla 2: Mediciones de ROE para una longitud de 6 m de cable coaxial de 50 Ω.

ENTONCES, ¿POR QUÉ 50 Ω ES LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE LOS CABLES COAXIALES?

Cuando se usa cable coaxial, en general los tipos disponibles en términos de su impedancia característica (Zo) son dos: 50 Ω o 75 Ω. Puede parecer extraño que haya dos categorías, cuando sería sencillo estandarizar una. Esencialmente, para cable coaxial⁵:

- La atenuación mínima ocurre a 77 Ω, cuando la relación b/a está cerca de 3,61.
- El voltaje máximo de ruptura ocurre a 60 Ω, cuando la relación b/a está cerca de 2,72.
- El manejo de potencia máxima ocurre a 30 Ω, cuando la relación b/a es aproximadamente 1,65.

Los cables coaxiales con una Zo de 75 Ω son buena opción cuando la atenuación es la consideración clave. En consecuencia, los cables de 75 Ω se utilizan ampliamente en los sistemas de transmisión de líneas de telecomunicaciones terrestres donde la distancia entre estaciones repetidoras analógicas es un factor impor-

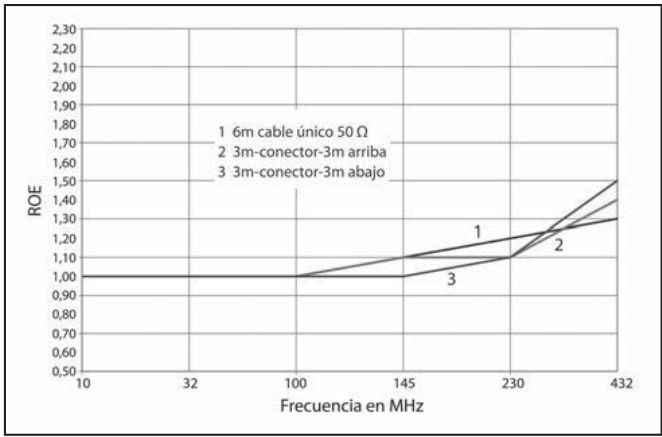


Figura 4: Mediciones de ROE para una longitud de 6 m de cable coaxial de 50 Ω y dos cables de 3 m, también de 50 Ω, utilizando conectores N.

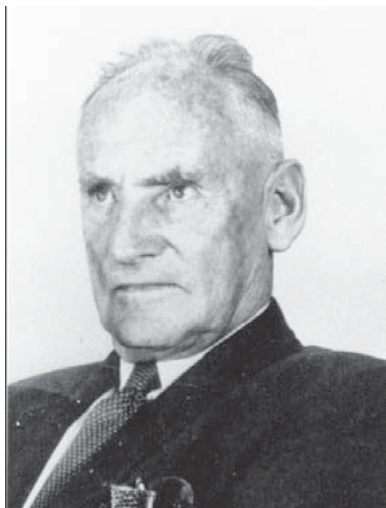
tante (por ejemplo, multiplex por división de frecuencia o FDM, hasta 60 MHz). También están cerca de la impedancia observada en el punto de alimentación del dipolo de media longitud de onda (aproximadamente 73 Ω) y, por lo tanto, facilitan la adaptación.

Los cables coaxiales con una Zo de 50 Ω, con una relación b/a de 2,3; proporcionan una buena relación entre 30 o y 60 Ω, donde el manejo de potencia y los voltajes de trabajo son factores importantes, como en el caso de los sistemas de transmisión de radio de alta potencia. Tienen un voltaje de ruptura que es aproximadamente un 5% más bajo que el máximo a 60 Ω, con una capacidad de manejo de energía aproximadamente un 20% más bajo que el máximo a 30 Ω. Tienen una atenuación que es aproximadamente un 10% más alta que el mínimo a 77 Ω, lo que los vuelve una opción razonable cuando la atenuación es un problema.

Frecuencia MHz	Coaxial de 4 m conectado a coaxial de 2 m terminado en 50 Ω	Coaxial de 2 m conectado a coaxial de 4 m terminado en 50 Ω
10	1:1	1:1
32	1:1	1:1
100	1:1	1:1
145	1,1:1	1,1:1
230	1,2:1	1,2:1
432	1,9:1	2,2:1

Tabla 3: Mediciones de ROE con dos cables coaxiales de 50 Ω de 4 m y 2 m de longitud, conectados con PL259 y SO239.

Notas
1 www.amphenolrf.com/connectors/uhf.html.
2 to 4 de Radio Communication Handbook:
2 13th edition, Section 14, Transmission Lines, p 14.4.
3 5th edition, Cap 12, HF Antennas, p 12.26 to 12.28.
4 13th edition, Section 14, Transmission Lines, p 14.1 - 14.2.
5 RSGB Microwave Handbook Volume 1, edited by M Dixon, G3PFR (1989). Chapter 5, Transmission Lines and Components, p 5.5 to 5.7.



Félix

el espía nazi y su transmisor sudafricano

Por Brian Austin, GOGSF.

Por sorprendente que parezca, los espías nazis estuvieron activos en Sudáfrica durante la Segunda Guerra Mundial. El más infame de ellos tenía el nombre clave FELIX y operó desde principios de 1942 hasta el final de la guerra. Increíblemente, a pesar de que transmitía con su radio en forma regular, nunca fue aprehendido.

El Abwehr, inteligencia militar alemana, explotó las divisiones que existían entre los dos grupos blancos en Sudáfrica: los que hablaban inglés y aquellos cuyo idioma materno era el afrikaans. La mayoría, los africanos de habla bantú, eran simplemente espectadores. La intensidad del sentimiento anti-británico entre muchos afrikaners era profunda, con raíces en la Guerra Boer. Fue así como, cuando Sudáfrica declaró la guerra a Alemania en septiembre de 1939, solo tres días después de Gran Bretaña, muchos se negaron firmemente a luchar del mismo lado que Gran Bretaña y algunos hasta creyeron que una victoria alemana les permitiría romper todos los lazos con el imperio.

SUBMARINOS, ESPÍAS Y RADIO

La ruta marítima alrededor del Cabo de Buena Esperanza fue vital para el esfuerzo de guerra de Gran Bretaña en el Medio Oriente una vez que el Canal de Suez quedó inactivo. La armada alemana desplegó una gran cantidad de sus submarinos alrededor de la costa del sur de África para atacar a los convoyes y embarcaciones que entraban y salían de Ciudad del Cabo, Puerto Elizabeth y Durban. La inteligencia en los muelles aumentó en gran medida la efectividad de los submarinos y, por lo tanto, la Abwehr utilizó a sus agentes (y sus simpatizantes en el país) para recopilar información y luego transmitirla al consulado alemán en Lourenço Marques (hoy Maputo), Mozambique. Allí, el vicecónsul Luitpold Werz la reenviaba a Berlín utilizando los canales telegráficos diplomáticos normales. Fueron FELIX (también conocido como Lothar Sittig, Foto 1) y algunos otros más, quienes transmitían esos detalles a

Foto 1: Lothar Sittig, alias FELIX, ya anciano.

Werz usando el equipo que les había proporcionado el movimiento pro-nazi en Sudáfrica conocido como Ossewabrandwag u OB. El proceso de transferir inteligencia naval a Alemania era engorroso, por lo que FELIX pronto resolvió transmitir directamente al propio Berlín. Hacer eso requeriría un transmisor de potencia considerablemente más alta que los equipos de 10 a 20 W que venían utilizando. Nuevamente fue el OB quien les consiguió el material.

EL TRANSMISOR DE FELIX

Un integrante del OB era un técnico de radio holandés, formado en Sudáfrica, que trabajaba para la oficina de correos. Reijer Groeneveld, quien profesaba opiniones decididamente anti-británicas, recibió la tarea de construir un transmisor para comunicar con Alemania. El requisito principal era generar suficiente RF y eso requería válvulas amplificadoras de potencia adecuadas. Groeneveld sabía que el hospital de Bloemfontein tenía una máquina de diatermia; de hecho, la había instalado como un favor para su antiguo empleador. Contenía dos válvulas grandes que serían ideales. El OB debidamente obligado y logró sacar la máquina completa del hospital sin que nadie levantara una ceja. El transmisor CW que diseñó siguió la práctica estándar de la radioafición desde fines de la década de 1930. Un examen minucioso del transmisor real por el colega del autor Vincent Harrison, ZS6BIY, en el Museo del Patrimonio en Pretoria, reveló la alineación de las válvulas, así como la mayoría de los detalles del circuito. La Foto 2 muestra el transmisor. Las dos grandes válvulas amplificadoras de potencia han perdido todo menos un vestigio de sus marcas. Sin embargo, un examen cuidadoso sugiere que fueron hechos por la compañía estadounidense Amperex en las series P-100 a P-180. Una búsqueda en línea arrojó información signifi-

cativa: el triodo UE-100 de United Electronics es un equivalente directo del Amperex P-150 y, lo más importante, se usó en máquinas de diatermia a fines de la década de 1930. Como muestra la fotografía, hay dos de estos grandes triodos, montados uno detrás del otro en el estante central de la caja de acero que albergaba el transmisor. Las válvulas tienen ánodos de carbono sustanciales y tienen 7,5" de alto y 2" de diámetro con tapas superiores anódicas y tapas laterales de rejilla. Sus especificaciones revelan que, con 1500 V en los ánodos, un par de tales válvulas en push-pull producirían alrededor de 340 W de salida en frecuencias de HF. La potencia de excitación necesaria para lograrlo era de sólo 12 W. El diagrama del circuito de la Figura 1 muestra el amplificador de potencia de un transmisor aficionado típico de esa época y es muy probable que la configuración adoptada por Groeneveld. Los amplificadores Triode son propensos a oscilar si no se neutralizan cuidadosamente. Una mirada a la Foto 2 revelará un método ingenioso utilizado por Groeneveld para construir los condensadores neutralizantes necesarios C5 y C6. Las dos latas de color azul brillante con las marcas "Colgate Shave" se pusieron en servicio como condensadores coaxiales variables mediante el uso de un eje conductor central que se enrosca en un formador aislado en su base. Al quitar la pinza de cocodrilo y luego atornillar el eje roscado hacia adentro o hacia afuera, habría sido posible lograr la neutralización de la manera habitual al observar la corriente de la rejilla de las válvulas con el suministro de ánodo eliminado.

El circuito excitador se encuentra en la caja en el estante más bajo, el examen reveló que consistía en tres tetrodos de potencia de haz de metal 6L6, que eran válvulas muy populares para su uso en aplicaciones de audio y RF hasta la década de 1960. Un 6L6 es un oscilador controlado por cristal que conduce a otros dos en una configuración de multiplicador de frecuencia / amplificador push-pull. Todas las etapas están acopladas a link utilizando inductores con núcleo de aire grandes sintonizados por capacitores variables adecuados de espacio amplio. El elemento crucial fue el cristal de cuarzo que determina la frecuencia de salida, que no está disponible en Sudáfrica, especialmente después de que la actividad de la radioafición se había reducido al estallar la guerra. Sin embargo, ¿existe una clara probabilidad de que algunos miembros del OB sean radioaficionados y que se hayan separado de sus cristales en interés de la causa! Sabemos por los archivos en The National Archives en Londres relacionados con todas las actividades de Felix que una frecuencia de 7,21 MHz (o, como se cita allí, una longitud de onda de 41,6 m) se utilizó para la mayoría de las transmisiones de FELIX. Con toda probabilidad, el oscilador habría sido el circuito Tri-tet muy popular que permitía la operación tanto en los armónicos fundamentales como en los de un solo cristal y la bobina de enchufe m adecuada (vista en el estante superior). Por lo tanto, un cristal marcado 3605 kHz también habría oscilado a 7210 kHz e incluso más. El oscilador luego condujo el

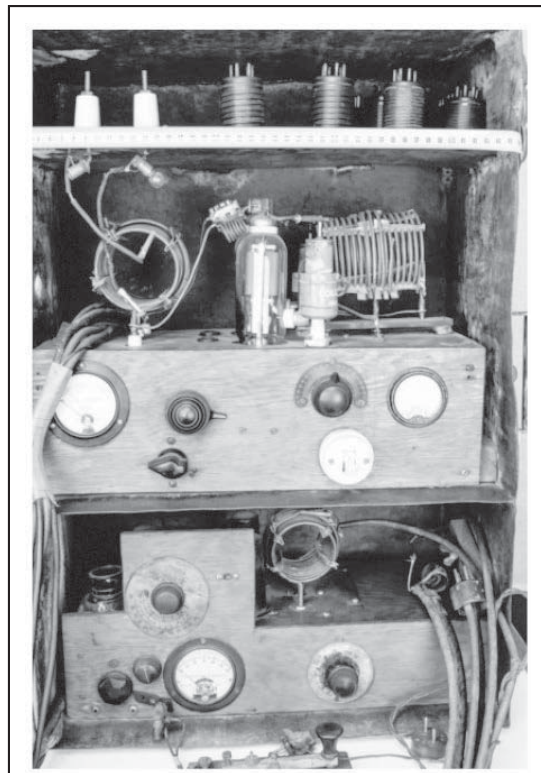


Foto 2: Transmisor CW de alta potencia utilizado por FELIX.

par de 6L6 en una configuración típica push-pull sintonizada. Tal circuito también podría haber funcionado como un transmisor de potencia de torre de alrededor de 30 W de salida si esto fuera necesario y, claramente, habría llevado la etapa PA a la salida completa con facilidad. La Figura 2 muestra el diagrama de circuito de las etapas excitador y excitador usando la codificación catódica para CW. El poder disponible La fuente de energía más importante era un motor / generador de 1 caballo de fuerza (746 W) impulsado por gasolina que producía 110V AC. Groeneveld construyó un suministro de CC de alto voltaje para el transmisor, así como los suministros de voltaje más bajo para las otras etapas y los filamentos de las válvulas.

Después de hacer suposiciones razonables para la eficiencia general de la configuración completa, llegamos a la conclusión de que el transmisor de FELIX probablemente habría producido una salida de RF a la línea de alimentación balanceada a su antena de alrededor de 240 W. El examen cuidadoso de la Foto 2 revelará los dos alimentos aislados de porcelana -a través de aisladores en el estante superior al que estaba conectada la línea de alimentos. La "puesta a punto" final del transmisor consistió en ajustar los condensadores variables para la resonancia y luego alterar las posiciones de las dos pinzas de cocodrilo en el circuito del tanque de salida para obtener el máximo brillo de las dos bombillas de la antorcha en serie con los conductores de la línea de alimentación. ¡Esta era una práctica común con todos los transmisores aficionados similares del día!

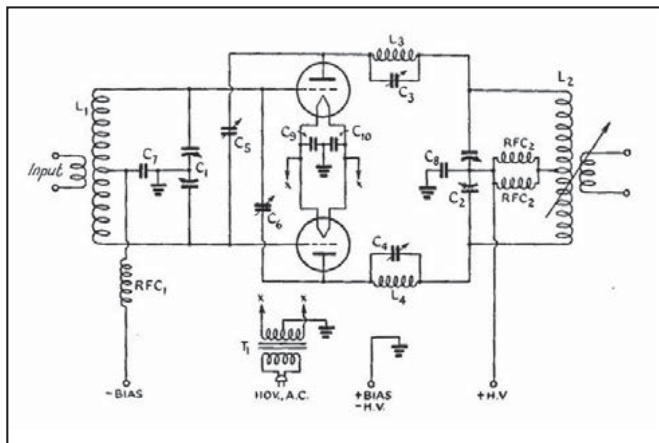


Figura 1: Etapa de PA del transmisor push-pull.

Al operar el transmisor en el campo que, en su mayor parte, era la granja propiedad del líder del OB cerca de la ciudad de Vryburg, a unas 240 millas al suroeste de Johannesburgo, el transmisor se colocó en un hoyo profundo en el suelo junto con su operador. El generador eléctrico de gasolina tenía su tubo de escape encerrado en un silenciador construido a partir de un tambor de aceite de 44 galones. Todo esto se hizo para que toda la actividad fuera lo más discreta posible porque las fuerzas combinadas de MI5, MI6, SOC y la policía sudafricana buscaban a FELIX. El hecho de que nunca fue capturado sorprende casi todo a la duplicidad de este último cuyas filas habían sido infiltradas por el OB. ¡Pero esa es otra historia! Ver la referencia citada al final. Transmitiendo a Alemania FELIX primero hizo contacto directo con la estación de control de Abwehr en Berlín en mayo de 1943. Posteriormente, logró poco más que un contacto ocasional y la razón de esto fue la pizarra de la ionosfera en ese momento.

El ciclo solar número 17, que comenzó en 1933, estaba casi al mínimo en 1943/44. Como resultado, la propagación de HF fue pobre y las frecuencias de tráfico óptimas para todos los circuitos fueron bajas, reduciendo así las posibilidades de FELIX de mantener un contacto regular y predecible con Alemania en los momentos en que estaba operando. Esos tiempos fueron dictados enteramente por la necesidad de mantener una seguridad absoluta en su sitio de transmisión y esto solo significaba operar su transmisor por la noche. De hecho, solo comenzó a transmitir después de la medianoche en tres noches preseleccionadas por semana y cesó todas las operaciones antes del amanecer. La antena dipolo horizontal, que estaba conectada a su transmisor por la línea de transmisión de alambre abierta mencionada anteriormente, estaba sostenida en alto por dos postes de 70 pies cuidadosamente alineados formados por tres secciones cada uno. Ambos postes tuvieron que descender antes del amanecer y luego fueron enterrados en la maleza mientras el agujero para el transmi-

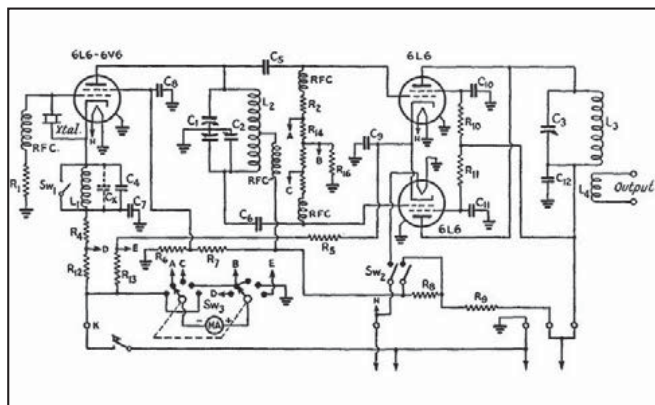


Figura 2: Oscilador a cristal y driver del excitador.

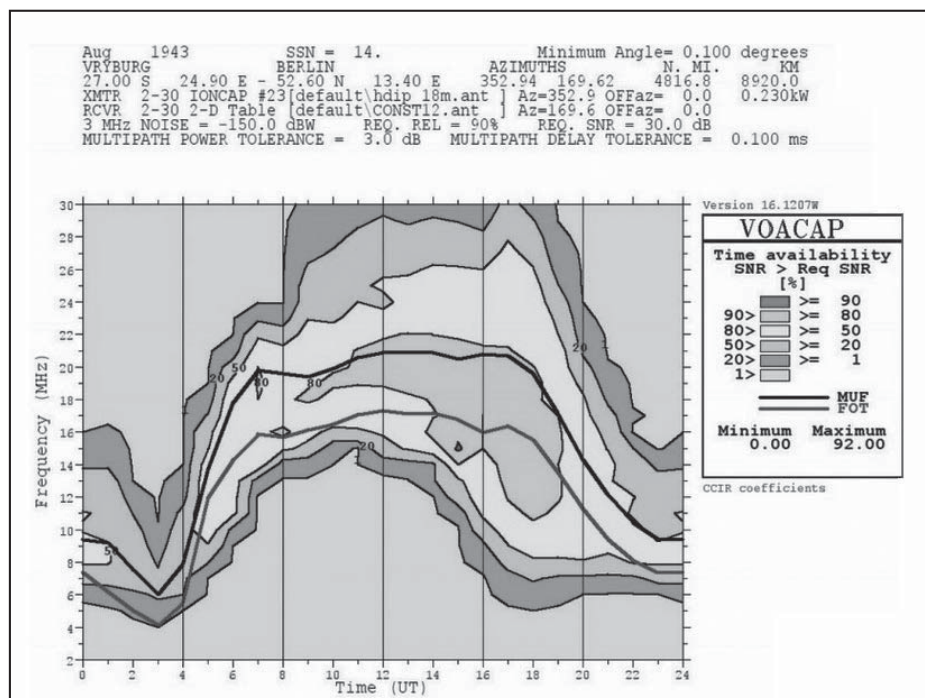


Figura 3: Predicciones de VOACAP para la ruta Vryburg/Berlin en 1943.

sor (¡y su operador que ya lo había desocupado!) Estaba cubierto adecuadamente. Esas horas de operación impusieron serias restricciones en la elección de la frecuencia de operación de FELIX.

El moderno software de análisis ionosférico nos permite no solo predecir cosas como las frecuencias de tráfico óptimas (FOT) para varios circuitos en todo el mundo, sino que también tienen la capacidad de mostrar cómo se habrían desempeñado tales circuitos en momentos designados en el pasado. Uno de estos programas es VOACAP (Programa de Análisis de Cobertura de la Voz de América) y la Figura 3 muestra que para el mes de agosto de 1943 el FOT para el camino de Vryburg a Berlín estaba algo por encima de 7 MHz desde alrededor de la medianoche SAST (UTC + 2) hasta las 2 am, después de lo cual cayó bruscamente, alcanzando su mínimo de alrededor de 4 MHz a las 5 am. Como resultado, las posibilidades de FELIX de hacer contacto confiable de CW con Alemania bajo las condiciones prevalecientes fueron limitadas y eso es ciertamente lo que sucedió (¡o no sucedió!) En la práctica.

A partir de las predicciones de VOACAP, está claro que, para una relación marginal de señal a ruido de 30 dB Hz para comunicaciones CW, el valor medio de la

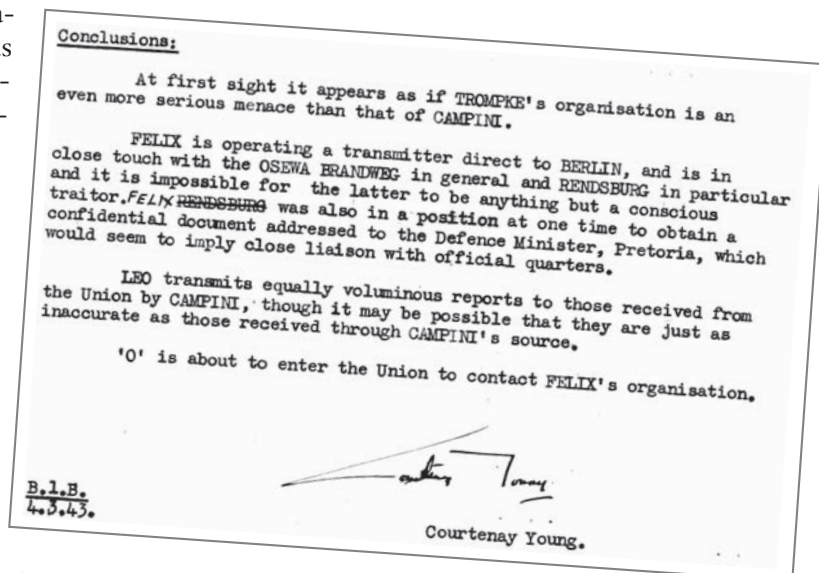


Foto 3: Reporte de inteligencia sobre las actividades de FELIX en 1943.

confiabilidad de la ruta de propagación, expresada como disponibilidad de tiempo, fue de alrededor del 44%. En otras palabras, si FELIX transmitía, típicamente, durante doce días al mes, era probable que lo recibieran en Alemania en alrededor de cinco de ellos. Un examen igualmente dedicado (aunque menos numéricamente preciso) de los registros detallados de MI5 / MI6 en los archivos de Londres sugiere que esto probablemente no sea demasiado amplio. En el mejor de los casos, la tasa de éxito de FELIX podría describirse como marginal; Sus comunicaciones por radio eran esporádicas. Pero nada de eso disminuye el logro que fue notable.

EN CONCLUSIÓN

Dado que FELIX nunca fue detenido, uno podría pensar que logró algo significativo, pero la inteligencia británica concluyó después de la guerra que sus contribuciones al esfuerzo de guerra nazi fueron mínimas.

Sin embargo, el hecho de que haya logrado contactar por radio con Alemania, utilizando un aparato fabricado en una lechería en una granja aislada en el corazón de Sudáfrica, habla muy bien de sus esfuerzos y, particularmente, de aquellos del hombre que lo ayudó técnicamente, Reijer Groeneveld.

Si desean profundizar en esta historia, hay dos trabajos disponibles en los siguientes enlaces, ambos en inglés: <https://www.cdvandt.org/FELIX's-Transmitter-complete-V6.pdf> y <https://www.cdvandt.org/KV-2-757-768-Trompke-Werz.pdf>.

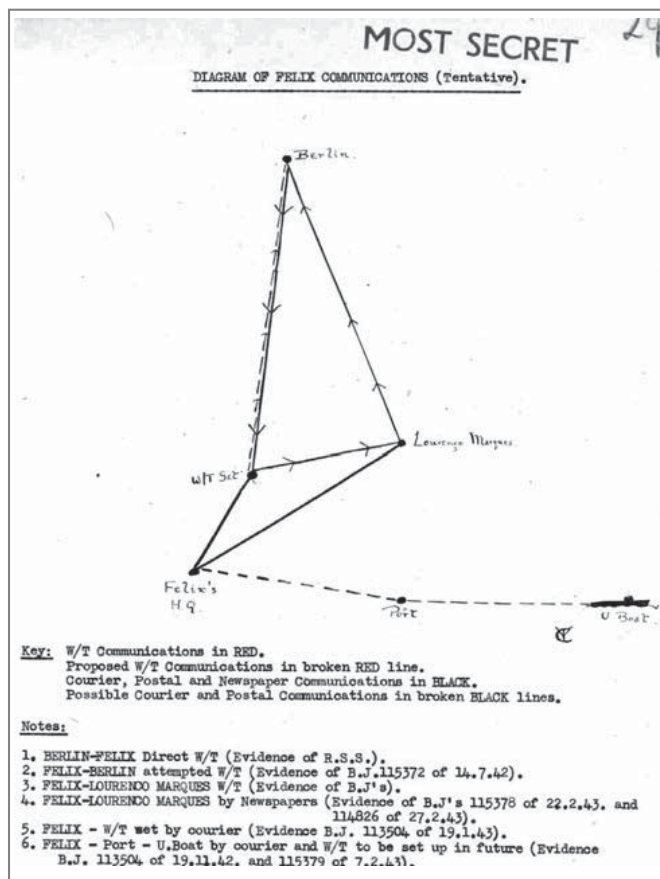


Foto 4: Diagrama del esquema de comunicación de FELIX elaborado por la inteligencia británica.

Redescubran la conversación real a través del modo Olivia

Por Steve Ford, WB8IMY.

Una queja frecuente sobre el popular modo digital FT8 es que es impersonal. Es cierto. Un contacto FT8 es poco más que un intercambio ritualizado de grid locators y reportes de señal. Sin embargo, si están coleccionando contactos para algún certificado o tienen curiosidad por saber quiénes los están escuchando (y qué tan bien lo están haciendo), FT8 es difícil de superar.

Para una verdadera conversación digital, puede pensar en PSK31, pero la mayoría de los contactos en este modo ya se habían convertido en intercambios de mensajes enlatados mucho antes del debut del FT8.

LA OPCIÓN DE OLIVIA

Mientras deambulo por las bandas de HF, de vez en cuando me encuentro con algo que suena como si alguien tocara una melodía sin sentido en un flautín. La imagen de la señal que veo la de cascada del software (ver Figura 1) está compuesta por una multitud de pequeños segmentos. Cuando finalmente logro descifrarla, suelo descubrir que es alguna de las variantes de Olivia. Olivia no es algo nuevo, ha estado en uso desde al menos 2003, cuando fue introducido por Pawel Jalocho, SP9VRC. Es un modo de modulación por desplazamiento de frecuencia múltiple (MFSK) muy robusto capaz de intercambiar texto en las peores condiciones posibles con errores mínimos. Esto hace que sea particularmente adecuado para conversar.

A diferencia de PSK31 o FT8, la actividad de Olivia no está centrada en una frecuencia particular. Por lo

general, se la encuentra por debajo del punto de reunión de PSK31 (14.070 kHz USB) o por encima de las frecuencias FT8. El problema con los contactos en Olivia es la cantidad de combinaciones de bits y ancho de banda. Olivia 8/500 (8 bits, 500 Hz) es común, pero he encontrado al menos otras 13 combinaciones. La mejor solución es utilizar la función RSID (Identificación Reed-Solomon) del software. Las aplicaciones multimodo como MultiPSK (f6cte.free.fr/index_anglais.htm), DM-780 en Ham Radio Deluxe (www.hamradiodeluxe.com) y Fldigi (www.w1hkj.com) son compatibles.

Con la función RSID habilitada, el software estará constantemente en busca de una breve ráfaga de código que identifique el modo a punto de transmitirse. Se abrirá una ventana que le indicará el nombre y variante de bit/ancho de banda. Simplemente hagan clic en la ventana y comiencen a decodificar la señal inmediatamente.

Cuando transmitan, el software también enviará el código RSID. Si llaman CQ en Olivia CQs, les recomiendo habilitarlo. Hagan llamadas cortas pero frecuentes. Sean pacientes. Es posible que su RSID tarde un poco en atraer la atención de otro aficionado. La paciencia también es una virtud durante las conversaciones en Olivia. La compensación por la robustez es la decodificación lenta. Al comienzo de una transmisión, es posible que deban esperar varios segundos, o incluso más, antes de que aparezcan las primeras letras. Al final de una transmisión, la señal puede desaparecer de la cascada mientras el texto continúa arrastrándose por su pantalla. Es normal; el software solo está masticando los últimos bits de datos recibidos.

Los contactos de Olivia no son tan comunes como en FT8, pero pueden ser gratificantes. Recientemente disfruté de una fascinante conversación con un veterano de la Guerra de Corea. El relato de sus experiencias me mantuvo fascinado durante más de una hora. Las conversaciones están ahí afuera. Solo toma un poco de trabajo encontrarlas.

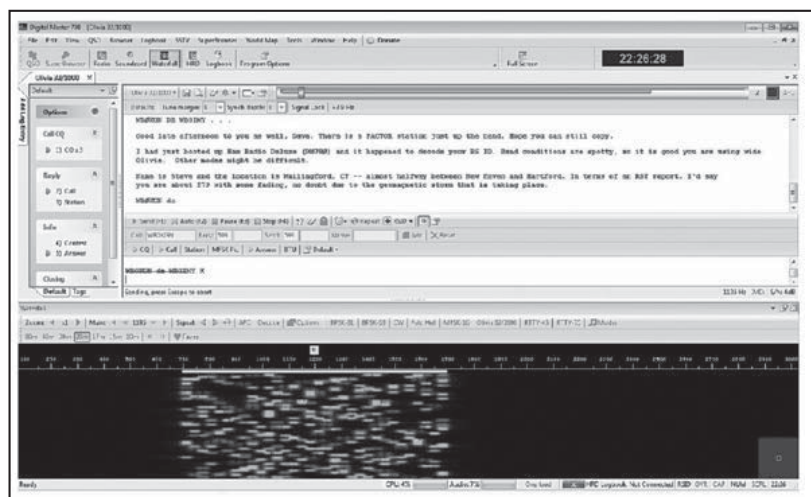


Figura 1: Conversación en Olivia 32/1000 – 32 bits, ancho de banda 1000 Hz.

CUADRO DE HONOR DE DX DEL RADIO CLUB ARGENTINO

Por Claudio Nicolai, LW3DN; Sebastián Potenzo, LW3DC y Diego Salom, LU8ADX.

MIXTO

1	Villafañe, Héctor Oscar	LU1DOW	340/352
2	Salom, Diego	LU8ADX	340/340
3	Giorda, Rene Ernesto	LU7HN	339/343
4	Rubio, Sebastian	LU4FPZ	338/342
5	Wilches, Manuel	LU5OM	333/336
6	Sawon, Ricardo	LU2DX	330/341
7	Campos, Jose Eduardo	LU7DIR	326/330
8	Parra, Juan Carlos	LU9DO	308/311
9	Durando, Fernando Andres	LU6FOV	263/263
10	Navarro, Gustavo Santiago	LU6VEK	238/238
11	Cilmi, Horacio	LU5BE	230/232
12	Stefania, Felipe	LU4FTA	222/222
13	Silvani, Dario Osvaldo	LU7DUE	216/219
14	Basile, Mario José	LU3DDH	180/181
15	Ortiz, Jorge	LU6HI	162/163
16	Wasinger, Miguel Alfredo	LU2EM	149/151
17	Tapia, Alejandro Miguel	LW7HT	140/140
18	Suarez, Ricardo	LU9DA	132/132
19	Maitenon, Diego Martin	LU8GMM	120/120
20	Donadia, Gabriel E.	LU7DD	107/107
21	Decoud, Juan Carlos	LU9DDJ	103/103
22	Parra, Sergio	LU4VSD	101/101
23	Viva, Mariano	LU4EJ	100/102

CW

1	Giorda, Rene Ernesto	LU7HN	333/337
2	Rubio, Sebastian	LU4FPZ	331/334
3	Wilches, Manuel	LU5OM	330/333
4	Campos, José Eduardo	LU7DIR	326/330
5	Sawon, Ricardo	LU2DX	317/327
6	Campastri, Osvaldo Carlos	LU4DGX	308/311
7	Parra, Juan Carlos	LU9DO	242/243
8	Fernandez, Claudio	LU7DW	221/225
9	Cilmi, Horacio	LU5BE	206/208
10	Villafañe, Héctor Oscar	LU1DOW	190/201
11	Krienke, Jorge	LU5VV	174/147

DIGIMODOS

1	Cosso, Daniel Eduardo	LU8EKC	331/335
2	Krienke, Jorge	LU5VV	283/286
3	Parra, Juan Carlos	LU9DO	264/265
4	Garay, Mario Augusto	LU3AHY	178/178
5	Alvarado, Walter	LW4EAZ	163/163
6	Linconao, Alejandro J.	LU1DLA	159/159
7	Gomez, Fernado Javier	LU7AMG	145/145
8	Barros, Marcelo Pablo	LU5EPB	137/137
9	Maitenon, Diego Martin	LU8GMM	120/120
10	Galán, Juan Manuel	LU8AJM	119/119
11	Quiroga, Ulises	LW4EWC	111/111
12	Funes, Gabriel	LU5KHF	102/102

FONÍA

1	Gili, Emilio	LU3MCJ
2	Ribas Meneclier, Carlos A.	LU2NI
3	Dours, Daniel Alfredo	LU2DD
4	Montag de Hendlin, Ivonne Marta	LU1JDL
5	Salom, Diego	LU8ADX
6	Giorda, Rene Ernesto	LU7HN
7	Szama, Reinaldo	LU2AH
8	Villar, Hugo	LU4DR
9	Ledo, Horacio E.	LU4DXU
10	Rubio, Sebastian	LU4FPZ
11	Gonzalez Gavio, Roberto	LU3CQ
12	Veron, Julio D.	LU6DU
13	Gamazo, Eduardo Enrique	LU2DSL
14	Gurini, Mauricio	LU7DR
15	Gómez, Luis Alberto	LU1BR
16	Pol, Alfonso	LU1ALF
17	Fernandez, Claudio	LU7DW
18	Buonamico, Pedro	LU3HBO
19	Menendez, Hector Ruben	LU1DHM
20	Almiron, Carlos Alberto	LU7DSY
21	Margoni, Osmar A.	LU8DWR
22	Krienke, Jorge	LU5VV
23	Sanchez Abrego, Dario	LU3DR
24	Otero, Roberto Enrique	LU7DS
25	Chelle, Luis Alberto	LU2AJW
26	Pesiney, Oscar Pablo	LU1CQ
27	Durando, Fernando Andres	LU6FOV
28	Bruno, Karlos Luis	LU1FKR
29	Averna, Cosme Alfonso	LU8XP
30	Sagastume, Ricardo A.	LU1DCH
31	Morello, Oscar Luis	LU6EK
32	Parra, Juan Carlos	LU9DO
33	Pavelka, Roberto	LU8WBK
34	Silvani, Dario Osvaldo	LU7DUE
35	Suarez, Ricardo	LU9DA
36	Ramirez, Jorge	LW6DJ

50 MHZ

1	Pons Estel, Javier	LU5FF	144/144
2	Ribas Meneclier, Carlos	LU2NI	119/121
3	Parra, Juan Carlos	LU9DO	70/71

SATÉLITE

1	Daglio, Cesar	LU8EBH	99/102
---	---------------	--------	--------

Ejemplar de libre circulacion



¡Tu compañero de viaje estés
donde estés!

Be Active!

In the field with the IC-705



ICOM IC 705

- ✓ Pantalla táctil a color de 4.3".
- ✓ Puerto USB, tarjeta SD, Bluetooth, LAN inalámbrica y GPS!
- ✓ Recepción continua de 30 kHz a 144 MHz + banda de 70 cm.
- ✓ Modos SSB / CW / RTTY / AM / FM / DV (D-STAR).
- ✓ Batería BP-272 Li-Ion 7.4V / 2000mAh. Peso aprox. 1kg.

(011) 4779-5555 www.multiradio.com.ar info@multiradio.com.ar

Ejemplar de libre circulación