



85  
24.

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO  
FACULTAD DE INGENIERIA

**ANALISIS, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN  
TRANSMISOR EN LA BANDA VHF PARA  
RASTREO DE TORTUGAS MARINAS**

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A N  
HORACIO LUIS MARTINEZ REYES  
JOSE LUIS ISLAS PEREZ

DIRECTOR DE TESIS  
ING. MARTIN FUENTES CRUZ

**FALLA DE ORIGEN**



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

# I N D I C E

---

Presentación . . . . .	1
Resumen . . . . .	2
Capítulo 1    Introducción . . . . .	3
Capítulo 2    El receptor y sus características. . . . .	5
2.1    Descripción general . . . . .	6
2.2    Ruido en sistemas de comunicaciones. . . . .	8
2.3    La antena receptora. . . . .	12
Capítulo 3    Ondas electromagnéticas y su propagación. . . . .	16
3.1    Conceptos generales. . . . .	17
3.2    Ecuación de onda en un medio con pérdidas. . . . .	21
3.3    Reflexión y refracción de ondas electro - magnéticas en un medio con pérdidas. . . . .	29
3.4    Onda superficial. . . . .	35
3.5    Propagación en la banda VHF . . . . .	36
3.6    Características de propagación en agua marina y agua de lago. . . . .	37
Capítulo 4    La antena transmisora. . . . .	40
4.1    Antena de dipolo corto (hertziano). . . . .	41
4.2    Antena de lazo pequeño(loop). . . . .	47
Capítulo 5    Cálculo del enlace. . . . .	54

Capítulo 6	Análisis del circuito eléctrico . . . . .	60
6.1	Oscilador de alta frecuencia . . . . .	62
6.2	Modulador . . . . .	86
6.3	Fuente de alimentación . . . . .	94
Capítulo 7	Diseño del circuito eléctrico . . . . .	98
7.1	Oscilador de alta frecuencia . . . . .	99
7.2	Señal moduladora . . . . .	106
Capítulo 8	Construcción y encapsulado . . . . .	109
Capítulo 9	Pruebas y conclusiones . . . . .	113
9.1	Pruebas eléctricas en el laboratorio . . . . .	114
9.2	Pruebas electromagnéticas en el laboratorio. . . . .	123
9.3	Pruebas de campo . . . . .	126
9.4	Conclusiones . . . . .	127
Apéndice A1	Parámetros de antenas . . . . .	128
Apéndice A2	. . . . .	133
Bibliografía	. . . . .	136

## Presentación

"Cuentan los indígenas de Colula, Maruata, Faro de Buserias, Xinapa y otros lugares de la costa michoacana, que hace unos 15 años "el mar negreaba" de tantas tortugas que salían a la playa a poner sus huevos".

"Apenas en los primeros años de la década de los sesenta nuestro país era, a nivel mundial, el que contaba con el más abundante contingente de tortugas marinas. Entonces todavía podían encontrarse millones de ellas en las costas de Michoacán, pero, actualmente las tortugas LAUD, GOLFINA y la NEGRA sobre todo esta última, llamada científicamente CHELONIA AGASSIZI, están en peligro de desaparecer".

Así nos relata Teresa Gurza, corresponsal del diario La Jornada, la importancia de los programas de conservación de las tortugas.

La U N A M, a través del Instituto de Biología, está realizando estudios sobre el comportamiento biológico de las tortugas Dermatemys y Staurotypus en la región de Catemaco, Veracruz y en la laguna Oaxaca, Chiapas. Para este propósito los biólogos se han auxiliado, entre otras cosas, de un transmisor y un receptor de señales electromagnéticas de fabricación norteamericana que trabajan a una frecuencia de 30 MHz. El transmisor funciona con batería y, por el tipo de encapsulado, una vez que se agota la energía de la batería se debe desechar el transmisor completo.

Es por esto que se ha encargado al Departamento de Diseño de Sistemas Digitales ( DSD ), del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y Sistemas ( IIMAS-UNAM ), el diseño y construcción de un transmisor que permita abatir los costos actuales.

## Resumen

Se presenta el diseño de un transmisor que radia pulsos de 0.5  $\mu$ W de potencia pico a 30 MHz, con un rango de operación de 250 m y una duración aproximada de 3 meses de servicio.

La unidad fue desarrollada para el estudio biológico de las tortugas *Dermatemys* y *Staurotypus*. El peso de las tortugas *Dermatemys* puede ser desde 800 g hasta cerca de 15 kg, y su longitud de 20 a 40 cm. Las tortugas *Staurotypus* tienen un peso aproximado de 3 kg y una longitud de 25 a 30 cm.

El transmisor, incluyendo batería, tiene un peso de 41 g y una longitud de 6 cm. Para permitir su empleo bajo el agua se le aplica un recubrimiento con resina epóxica.

La modulación, la oscilación y la radiación son las etapas básicas con que cuenta este dispositivo. La modulación se implementa mediante un multivibrador de tipo astable, la oscilación mediante un oscilador tipo Pierce que se diseña con cristal de cuarzo, y como elemento de radiación se utiliza una antena de loop o lazo pequeño.

## Capítulo 1

### Introducción

Los sistemas de radiocomunicación transmiten información en forma de señales electromagnéticas que pueden representar señales de voz, sonido, datos, etc. Estos sistemas han jugado un papel determinante en el desarrollo de la humanidad y sus aplicaciones son múltiples y variadas. Se pueden encontrar aplicaciones en actividades que van desde el simple entretenimiento, hasta proyectos de carácter técnico y científico.

Una de las aplicaciones importantes ha sido la dedicada al auxilio de actividades relacionadas con la conservación de la fauna de nuestro planeta. La Biotelemetría, que es parte de la telemetría, se dedica a la recepción de datos procedentes de animales en libertad y nos permite conocer, tanto el comportamiento como las condiciones en que vive la fauna silvestre. El esquema básico de un sistema de este tipo se muestra en la figura 1.1.



Figura 1.1. Sistema básico de Biotelemetría.

Las características principales que deben cumplir los transmisores de estos sistemas son:

1. Su tamaño y peso deben ser lo más mínimo posible, de forma tal que no obstaculicen las actividades normales de los animales.

2. Su consumo de potencia debe ser mínimo. Se requieren osciladores que entreguen una salida de RF máxima para una entrada mínima de corriente continua.

3. La frecuencia de operación no debe ocupar o interferir frecuencias dedicadas a otras actividades específicas como la radionavegación, tráfico aéreo, etcétera.

En el presente proyecto se diseña y construye un transmisor que será aplicado en el estudio del comportamiento de las tortugas. Las especificaciones básicas que se deben cumplir son:

- frecuencia de operación: 30 MHz,
- medio de propagación: agua de lago,
- distancia de transmisión: 200-300 metros,
- profundidad máxima en agua : 10 metros,
- fuente de energía: batería de 2.2 volts, intercambiable.

La forma como se plantea el problema es la siguiente: primero se determina la señal mínima necesaria en el equipo receptor; en seguida se consideran los efectos del medio de propagación y, finalmente, se encuentra la expresión que describe al campo eléctrico originado en el transmisor.



## Capítulo 2

### El receptor y sus características

- 2.1 Descripción general
- 2.2 Ruido en sistemas de comunicaciones
- 2.3 Antena receptora

El presente capítulo presenta una breve descripción del equipo receptor. Si bien el objetivo del proyecto no incluye el diseño del receptor, es un aspecto que se debe considerar si se quiere realizar un enlace óptimo. La importancia de conocer el equipo receptor radica en que es el que nos va a determinar el nivel mínimo de señal que se debe recibir y, en consecuencia, el que se debe transmitir.

## 2.1 Descripción General

La figura 2.1 muestra un diagrama de bloques simplificado de un radio-receptor, con objeto de ilustrar el procesamiento de la señal. La función de cada bloque se explica en seguida.

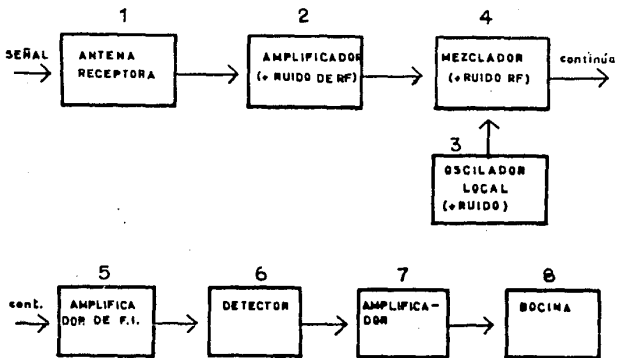


Figura 2.1. Receptor de RF.

1. La antena receptora es altamente direccional para la comunicación de punto a punto. La onda que se propaga desde el transmisor induce un voltaje pequeño en la antena receptora. El rango de amplitudes de este voltaje va desde milivolts hasta valores de 1 microvolt.

2. La amplificación de RF incrementa la potencia de la señal hasta un nivel adecuado para excitar al mezclador, y ayuda a aislar al oscilador local. Aquí se eliminan las frecuencias muy alejadas del canal deseado.
3. El oscilador local en el receptor se sintoniza para producir una frecuencia  $f_{LO}$  que difiera de la señal entrante  $f_{RF}$  en un valor  $f_{IF}$  (frecuencia intermedia).
4. El mezclador desplaza la señal recibida a la frecuencia intermedia. La modulación de la portadora recibida se transforma también a la frecuencia intermedia.
5. El amplificador de FI incrementa la señal a un nivel adecuado para su detección, y elimina totalmente las señales indeseables que haya a la salida del mezclador.
6. El detector recupera la señal del mensaje original.
7. El amplificador de audio proporciona potencia a la señal del mensaje original hasta un nivel suficiente para excitar algún dispositivo de salida.
8. Dispositivo de salida.

El receptor que se utilizará en el proyecto es de la marca TELEMETRY , con una capacidad de doce canales que se sintonizan en las siguientes frecuencias.

CANAL	FRECUENCIA (MHz)
1	30.050
2	30.060
3	30.070
4	30.080
5	30.090
6	30.100
7	30.110
8	30.120
9	30.130
10	30.140
11	30.150
12	30.160

## 2.2 Ruido en sistemas de comunicaciones

El ruido siempre está presente en los sistemas de comunicación, aunque sus niveles son pequeños comparados con la señal. Uno de los objetivos de los sistemas de comunicación es conservar la relación de potencia de señal promedio a la de ruido promedio, tan alta que el ruido no afecte la operación del sistema. Un elemento importante para lograr lo anterior es el empleo de antenas de alta ganancia para obtener señales fuertes en el receptor.

### Ruido en antenas receptoras

La resistencia medida en las terminales de una antena está determinada por la resistencia de radiación(1), que toma en cuenta la potencia que radia la antena, y la resistencia óhmica debida a la resistencia del conductor de la antena. Una antena receptora exhibe ruido en sus terminales a causa de dos fuentes:

- a) ruido térmico (resistencia óhmica),
- b) ruido proveniente de fuentes externas tales como el Sol y las estrellas, que emiten radiación electromagnética. Estos objetos que se encuentran a altas temperaturas son fuentes de ruido blanco.

Las antenas también reciben ruido de cualquier objeto que presente un comportamiento como resistor ( un material resistivo absorbe y emite radiaciones electromagnéticas).

El ruido externo se presenta como si fuera térmico, generado por una resistencia ficticia igual a la resistencia total de la antena, a una temperatura  $T_A$  que tomaría en cuenta el ruido realmente medido. A esta temperatura se le llama "temperatura de ruido de la antena".

Mediante la fórmula de Nyquist:

$$V_n^2 = 4 k T R \Delta f$$

donde:

- K = constante de Boltzman,
- T = temperatura en grados Kelvin,
- R = elemento resistivo,
- $\Delta f$  = ancho de banda en Hz,
- $V_n$  = voltaje cuadrático medio (volts),

---

(1) Se recomienda leer previamente el apéndice A.

y considerando que el ruido de antena se debe a la resistencia de radiación, y el ruido térmico a la resistencia óhmica, se ha llegado a la siguiente expresión para determinar la potencia del ruido:

$$P_n = \frac{K \Delta f [R_c T_o + R_a T_A + (F-1) T_o (R_c + R_a)]}{R_c + R_a}$$

$$P_n = K \Delta f [(1-\eta) F T_o + \eta T_A + \eta (F-1) T_o] \quad (1)$$

donde:

- $\eta$  = eficiencia de la antena =  $\frac{R_a}{R_c + R_a}$
- F = figura de ruido (valor típico de 4)
- Ra = resistencia a la radiación
- Rc = resistencia óhmica de la antena
- T<sub>o</sub> = temperatura de ruido de la antena °K
- T<sub>A</sub> = 290 K

la relación señal a ruido será:

$$\frac{P_{rec}}{P_n} = \frac{1.5 \eta P_{inc} \left(\frac{\lambda_o^2}{4\pi}\right)}{K \Delta f [(1-\eta) F T_o + \eta T_A + \eta (F-1) T_o]} \quad (2)$$

donde:

- P<sub>rec</sub> = potencia en el receptor ,
- P<sub>inc</sub> = potencia electromagnética incidente en la antena,
- λ<sub>o</sub> = longitud de onda.

Para los sistemas de radiofrecuencias, la figura de ruido F tiene un valor adecuado de 4. El valor de ruido de antena T<sub>A</sub> ha sido medida para diferentes frecuencias. Las figuras 2.2 y 2.3 muestran la contribución del ruido atmosférico a T<sub>A</sub>. A frecuencias menores de 1 MHz. T<sub>A</sub> tiene valores muy grandes debido, en gran parte, a las descargas eléctricas.

Por ejemplo, si se utiliza una antena de lazo para la recepción con 0.4 m de lado y 7 vueltas, los cálculos serán los siguientes:

$$N = 7, A = 0.4^2 = 0.16 \text{ m}^2, \lambda = 10 \text{ m.}$$

$$R_a = 20 \left[ \frac{w}{c} \left( \frac{1}{4\pi} \right)^{1/2} N A \right]^2$$

$$R_a = 9.9 \Omega$$

R<sub>c</sub> = 5 si se utiliza magneto del No. 20 AWG y se considera el efecto skin

$$\eta = \frac{9.9}{9.9+5} = 0.66$$

Si se requiere una relación señal a ruido de 100,  $\Delta f = 10$  KHz,  
 $T_0 = 300$  °K y  $F = 4$ .

$$P_{rec} = \frac{\lambda_c^2}{4\pi} (1.5) \eta P_{inc} = 100 K \Delta f [(F-\eta)T_0 + \eta T_A]$$

El valor de  $T_A$  se determina a partir de la figura 2.2 para  $f = 30$  MHz.  $T_A = 10^2$

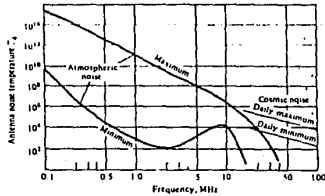


Figura 2.2. Contribución del ruido atmosférico a  $T_A$ .

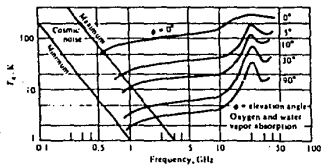


Figura 2.3. Contribución del ruido atmosférico a  $T_A$ .

$$P_{inc} = \frac{4\pi (100)(1.38 \times 10^{-23})(10000) [(4-0.66)300 + 0.66(100)]}{100(1.5)(0.66)}$$

$$= 1.87 \times 10^{-15} \text{ W/m}^2 = 0.00187x \text{ W/m}^2$$

que le corresponde una intensidad de campo de

$$E = \sqrt{120 \pi P_{inc}} = 0.83x 10^{-6} \text{ V/m}$$

este valor es el que determina las condiciones de transmisión.

Para los enlaces que se realizan en agua de mar o de lago, se deben considerar el ruido debido al mar y el ruido debido a la atmósfera. Para una antena sumergida en el agua de mar, el factor de atenuación es considerable y, debido a esto, protege y aísla del alto ruido atmosférico.

Cuando se realiza el diseño de un enlace marino y se encuentra que la atenuación debida al bajo acoplamiento de la interface agua-aire (2) y la atenuación debida al agua son mayores que 120 dB, entonces se puede despreciar el ruido atmosférico.

---

(2) véase sección sobre propagación en agua marina.

### 2.3 Antena receptora

La mayoría de las antenas que se usan para transmitir señales electromagnéticas, se pueden utilizar para recibirlas, esto se debe al principio de reciprocidad que se aplica en la teoría de redes. Este principio es conocido como el teorema de reciprocidad de Lorentz que de acuerdo a las ecuaciones de Maxwell se expresa como.

$$\oint_S (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2) - (\vec{E}_2 \times \vec{H}_1) \cdot \hat{n} dS = \int_V (\vec{J}_1 \cdot \vec{E}_2 - \vec{J}_2 \cdot \vec{E}_1) dV$$

a partir de este teorema se desarrolla todo el análisis matemático que permite determinar la potencia recibida por una antena.

#### Recuperación del campo eléctrico

Las antenas que se emplean como receptoras se caracterizan mediante el área efectiva de captura  $A_e$ .

$$A_e = \frac{\lambda_0^2}{4} \cdot G$$

donde  $G$  es la ganancia de la antena.

Las propiedades de polarización se toman en cuenta mediante el uso del parámetro  $\bar{h}$  (longitud efectiva compleja) que describe las propiedades de recepción de la antena.

Como se mencionó en la sección 2.1, la antena transmisora induce un voltaje en la antena receptora, este voltaje es muy pequeño y se denomina "voltaje de circuito abierto recibido"

$$V_{oc} = \bar{h} \cdot \vec{E}_i$$

donde:

$\bar{h}$  = parámetro de longitud efectiva  
 $\vec{E}_i$  = campo eléctrico inducido

Considerando que el tipo de antena utilizado para la recepción es del tipo de antena de lazo, se procederá al análisis del  $V_{oc}$  para este tipo de antenas.

Se tiene una antena de lazo con  $N$  vueltas y un radio  $Q \ll \lambda_c$ , sintonizado para resonancia por el capacitor  $C$  y con una carga  $R_L$  igual a la impedancia de entrada en condiciones de resonancia, como se muestra en la figura 2.4.



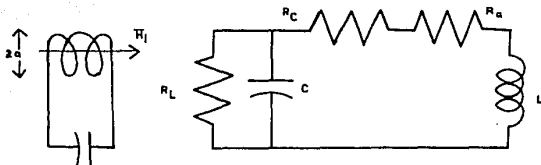


Figura 2.4. Antena de lazo sintonizada.

La impedancia de entrada es :

$$Z_{in} = \frac{(R+j\omega L)/j\omega C}{R+j\omega L - (j/\omega C)} = \frac{(R+j\omega L)/j\omega C}{R + j\omega L [1 - \omega_c^2/\omega^2]}$$

donde:

$$R = R_a + R_c \text{ (resistencia de radiación y óhmica)}$$

$$\omega_c^2 = 1/LC \text{ (L inductancia de la bobina)}$$

el factor de calidad Q sin carga de la antena es  $R/\omega L$ . Para  $\omega$  cerca de  $\omega_c$  :

$$1 - \omega_c^2/\omega^2 = (\omega^2 - \omega_c^2)/\omega^2 \approx 2 \Delta\omega/\omega_c$$

entonces :

$$Z_{in} = \frac{1+jQ}{j\omega_c C [1 + (j2Q \Delta\omega/\omega_c)]}$$

$$= \frac{Q^2 R}{1 + (2jQ \Delta\omega/\omega_c)}$$

dado que para un lazo pequeño Q es normalmente grande

$$\omega_c C = R/\omega_c L R = 1/QR$$

si se tiene una frecuencia de resonancia, la impedancia de entrada es igual a  $Q^2 R$  y  $R_L$  se iguala a este valor.

El campo magnético incidente es a lo largo del eje de la bobina y el voltaje inducido de circuito abierto está dado por:

$$V_{oc} = -j\omega \mu_0 \bar{H}_i N \pi a^2, \quad (3)$$

empleando el teorema de Thevenin

$$P_{rec} = \frac{Q^2 |V_{oc}|^2}{8 R_L} = \frac{Q^2 A^2 Z_0^2 N^2 (\pi a^2)^2 |H_i|^2}{8 R_L} \quad (4)$$

si se utilizan los parámetros de antenas también se llega a la ecuación (4):

$$G = \frac{1.5 R_a}{R}$$

$$A_e = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G = 1.5 \frac{R_a \lambda_0^2}{4\pi R}$$

la potencia incidente es

$$P_{rec} = \frac{1.5 R_a}{2R} \cdot \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \cdot Z_0 |H_i|^2$$

que proporciona el mismo resultado que la ecuación (4).

La expresión para el voltaje inducido de circuito abierto se obtiene de la siguiente manera.

El campo eléctrico radiado por una antena de lazo pequeña con una corriente  $I_0$  de entrada es:

$$E_\phi = \frac{\beta_0 I_0 Z_0}{4\pi r} (-j\beta_0 N \pi a^2 \sin \theta) \cdot e^{j(\omega t - \beta_0 r)}$$

donde:

$$\bar{h} = -j \beta_0 N \pi a^2 \sin \theta \hat{\phi}$$

si  $\bar{E}_i = Z_c \bar{H}_i \hat{\phi}$ , el voltaje  $V_{oc}$  será:

$$V_{oc} = \bar{h} \bar{E}_i = -j\omega \mu_0 |H_i| N \pi a^2 v$$

Cuando la antena receptora que se utiliza no es demasiado pequeña ( $Q \ll \lambda_0$ ), se considera que la antena es de estructura de cuadro y resulta más aproximado emplear la siguiente ecuación:

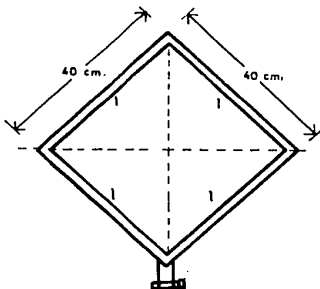
$$V_{oc} = \frac{2\pi N A E_i}{\lambda} \quad V \quad (5)$$

donde:

N = número de vueltas en la bobina,  
 A = área de lazo,  
 $E_i$  = intensidad de campo eléctrico incidente,  
 $\lambda$  = longitud de onda.

Parámetros de la antena utilizada

La antena que se acopla al equipo receptor se muestra en la figura 2.5 .



N = 14

G = 20 dB

sensibilidad de recepción = 5  $\mu$ V

resistencia = 50 Ohms.

L = 50 cm.

Figura 2.5. Parámetros de la antena receptora.

## Capítulo 3

### Ondas electromagnéticas y su propagación

- 3.1 Conceptos generales sobre ondas electromagnéticas
- 3.2 Ecuación de onda en un medio con pérdidas
- 3.3 Reflexión y refracción de ondas electromagnéticas en un medio con pérdidas
- 3.4 Onda superficial
- 3.5 Propagación en la banda VHF
- 3.6 Características de propagación en agua marina y agua de lago

### 3.1 Conceptos generales sobre ondas electromagnéticas

Las ondas electromagnéticas son el medio de comunicación a grandes distancias sin necesidad de enlaces directos por cable. Se manifiestan a través de variaciones de corriente a frecuencias altas, que origina variaciones de campos eléctricos y magnéticos tanto en el vacío como en sustancias materiales. El espacio o sustancia particular en donde existe la onda se denomina medio de propagación.

#### Relación tiempo-espacio

Cada campo existente en la onda electromagnética varía sinusoidalmente en el tiempo cuando se le observa desde un punto fijo en el espacio. También, sobre un instante de tiempo fijo, existe una variación senoidal en el espacio sobre la dirección de propagación con un periodo espacial dado por.

$$\lambda = v/f$$

donde  $v$  es la velocidad de propagación en metros por segundo y  $f$  es la frecuencia en Hertz.

En términos del sistema de coordenadas rectangulares la relación tiempo-espacio para una onda plana que viaja en el espacio, en dirección del eje  $z$ , está expresada por las siguientes ecuaciones:

$$\bar{E}_x(z,t) = E_0 \text{ sen } \left( 2\pi ft - \frac{2\pi z}{\lambda} + \phi \right) ,$$

$$\bar{H}_y(z,t) = H_0 \text{ sen } \left( 2\pi ft - \frac{2\pi z}{\lambda} + \phi \right) .$$

A las expresiones anteriores se les denomina "ondas planas" en virtud de que son ondas planas en fase, no únicamente para la dirección en el eje  $Z$ , sino que se conserva para cualquier lugar en el espacio.

#### Polarización y su importancia

Para las expresiones del campo  $\bar{E}$  y  $\bar{H}$ , obsérvese que poseen una dirección particular en el espacio para todo valor de  $z$ . Si se ha tomado como convención describir la polarización en función del vector  $\bar{E}$ , se dice que la onda está polarizada verticalmente cuando el campo  $\bar{E}$  conforma un plano vertical en el sentido de propagación de la onda. Si coincide con el plano horizontal, se dice que la onda está horizontalmente polarizada.

Los diversos tipos de polarización que se pueden encontrar en las ondas electromagnéticas son: horizontal, vertical, circular, elíptica y aleatoria (véase figura 3.1). La polarización horizontal y vertical son ondas "linealmente polarizadas", porque el vector campo eléctrico tiene una dirección particular en el espacio para todo valor de  $Z$ . La polarización circular resulta de la combinación de dos ondas linealmente polarizadas y de la misma magnitud, si las ondas difieren en magnitud entonces se tendrá una polarización elíptica. La polarización es aleatoria cuando no existe un patrón de polarización fijo a través del eje  $Z$ , un ejemplo de este tipo de polarización lo da la luz del Sol.

La polarización lineal es la más comúnmente usada debido a su buen funcionamiento en los enlaces de comunicación y su simplicidad relativa de análisis y generación.

Determinar el tipo de polarización que se utilizará en un enlace de comunicación es muy importante. Una antena que capte ondas de polarización distintas a las de su diseño tendrá una eficiencia muy pobre y el enlace no será satisfactorio.

#### Absorción

Quando una onda electromagnética se propaga en un medio distinto al espacio libre, sufre una atenuación debido a la absorción de potencia por el medio de propagación. La absorción se explica por la presencia de partículas que interactúan con las ondas. Un medio absorbente es caracterizado por el coeficiente de absorción logarítmico, denotado con la letra  $\gamma$ , que representa la atenuación que ocurre cuando la onda viaja una unidad de distancia en el medio.

#### Clasificación de ondas

Desde el punto de vista del aprovechamiento de las ondas, los principales tipos de ondas electromagnéticas son las ondas de tierra y ondas del espacio. Las ondas de la tierra a su vez se clasifican en:

- a) onda directa
- b) onda reflejada en la tierra
- c) onda difractada en la tierra
- d) onda superficial

La figura 3.2 ilustra este tipo de ondas de manera simplificada.

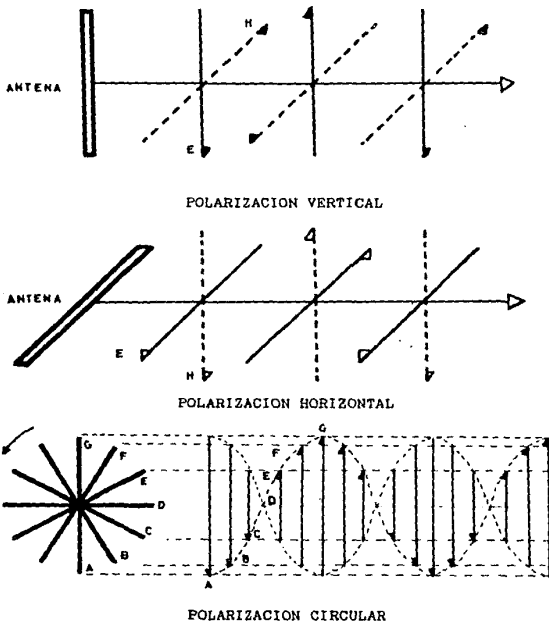


Figura 3.1. Algunos tipos de polarización.

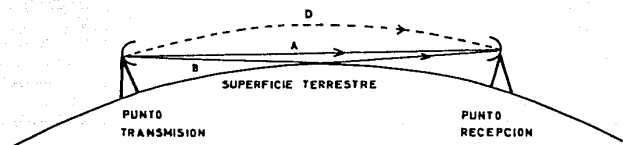


Figura 3.2. Trayectoria de ondas en la superficie terrestre.



### 3.2 Ecuación de onda en un medio con pérdidas

Se considerará el caso de las ondas electromagnéticas que se propagan en un medio conductor. De la ecuación de Maxwell derivada de la ley de Ampere.

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad (1)$$

donde:

$$\begin{aligned} \bar{H} &= \text{campo magnético A/m} \\ \bar{J} &= \text{densidad de corriente A/m}^2 \\ \bar{D} &= \text{densidad de flujo eléctrico C/m}^2 \end{aligned}$$

considerando que

$$\bar{J} = \sigma \bar{E}$$

donde:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= \text{campo eléctrico V/m} \\ \sigma &= \text{conductividad } \sigma/\text{m} \end{aligned}$$

la ecuación (1) se expresa como

$$\nabla \times \bar{H} = \sigma \bar{E} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$$

el rotacional expresado en coordenadas rectangulares

$$\nabla \times \bar{H} = \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \hat{z}$$

$$\sigma \bar{E} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \sigma (E_x \hat{x} + \hat{y} E_y + \hat{z} E_z) + \frac{\partial}{\partial t} (\hat{x} D_x + \hat{y} D_y + \hat{z} D_z)$$

Para una onda plana viajando en la dirección x, y con el campo  $\bar{E}$  polarizado en el eje y, las únicas componentes que contribuyen son:

$$-\hat{y} \frac{\partial H_z}{\partial x} = (\sigma E_y + \frac{\partial D_y}{\partial t}) \hat{y}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = -(\sigma E_y + \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t}) \quad (2)$$

de la ecuación de Maxwell derivada de la ley de Faraday:

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}$$

$$\hat{x} \left( \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left( \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left( \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) = -\frac{\partial}{\partial t} (\hat{x} B_x + \hat{y} B_y + \hat{z} B_z)$$

Para la onda plana viajando en la dirección  $x$ , y componente  $E_y$ , los términos que contribuyen son:

$$\hat{z} \frac{\partial E_y}{\partial x} = - \frac{\partial B_z}{\partial t} \hat{z}$$

reordenando:

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -\gamma \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (3)$$

diferenciando (2) respecto al tiempo y diferenciando (3) respecto a  $x$

$$-\frac{\partial}{\partial t} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial x} = \sigma \frac{\partial E_y}{\partial t} + \epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} E_y = -\gamma \frac{\partial^2 H_z}{\partial t \partial x}$$

igualando expresiones

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} E_y = \gamma \sigma \frac{\partial E_y}{\partial t} + \gamma \epsilon \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} \quad (4)$$

si se asume que las variaciones de la onda electromagnética con respecto al tiempo son de carácter armónico:

$$E_y = E_0 e^{j\omega t}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} E_y - \gamma \sigma (j\omega) E_y + \gamma \epsilon \omega^2 E_y = 0$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} - (j\omega \gamma \sigma - \gamma \epsilon \omega^2) E_y = 0$$

haciendo

$$k^2 = j\omega \gamma \sigma - \omega^2 \gamma \epsilon \quad (5)$$

entonces se obtiene la ecuación de onda en un medio conductor

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} - \gamma^2 E_y = 0 \quad (6)$$

una solución de esta ecuación cuando viaja en sentido positivo del eje x sería:

$$E_y = E_0 \bar{e}^{\gamma x}$$

$\gamma$  se conoce como la constante de propagación y tiene parte real y parte imaginaria.  $\gamma = \alpha + j\beta$  donde  $\alpha$  lo asociamos con la atenuación y  $\beta$  con el cambio de fase.

Medios dieléctricos, moderadamente conductores y conductores

De la ley de Ampere y retomando la expresión (2) se analiza el comportamiento de los medios de propagación.

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = (\sigma + j\omega\epsilon) E_y$$

el término  $\sigma E_y$  se debe a las corrientes de conducción, mientras que el término  $j\omega\epsilon E_y$  representa las corrientes de desplazamiento. Para nuestro caso concreto, el medio que trataremos es un medio con pérdidas, donde  $\sigma$  es distinto de cero y, por lo tanto, es necesario saber en qué grado existen las corrientes de conducción.

Si existe conducción,  $\sigma$  puede cumplir con alguna de las siguientes condiciones:

- a)  $\omega\epsilon \gg \sigma$
- b)  $\omega\epsilon \approx \sigma$
- c)  $\omega\epsilon \ll \sigma$

Condición A

Cuando se presenta esta condición, se dice que el medio de propagación tiene un comportamiento "dieléctrico" y las corrientes de desplazamiento son mucho mayores que las corrientes de conducción. La constante de propagación  $\gamma$ , para este caso, quedaría de la siguiente manera:

de la ecuación (5)

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= j\omega\gamma(\sigma + j\omega\epsilon) \\ \gamma &= \alpha + j\beta \end{aligned} \quad (7)$$

sustituyendo la ecuación (7) en la ecuación (5) e igualando parte

real e imaginaria.

$$\alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2 \gamma \epsilon$$

$$j2\alpha\beta = \omega \gamma \sigma$$

resolviendo el sistema de ecuaciones para  $\alpha$  (atenuación)

$$\alpha^2 = \frac{\omega^2 \gamma \epsilon}{2} \left( + \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} - 1 \right)^{1/2}$$

despreciando el signo (-) por hacer imaginaria la parte real

$$\alpha = \omega \left[ \frac{\gamma \epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} - 1 \right) \right]^{1/2} \quad (8)$$

$$\beta = \sqrt{\alpha^2 + \omega^2 \gamma \epsilon} = \omega \left[ \frac{\gamma \epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} + 1 \right) \right]^{1/2} \quad (9)$$

por aproximación de series

$$\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} \approx 1 + \frac{\sigma^2}{2\omega^2 \epsilon^2} - \frac{\sigma^4}{8\omega^4 \epsilon^4}$$

debido a que se asumió que  $\omega \epsilon \gg \sigma$

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\gamma \epsilon}{2} \left( \frac{\sigma^2}{2\omega^2 \epsilon^2} - \frac{\sigma^4}{8\omega^4 \epsilon^4} \right)} \approx \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\gamma}{\epsilon}}$$

$$= \omega \sqrt{\frac{\gamma \epsilon}{2} \left( 2 + \frac{\sigma^2}{2\omega^2 \epsilon^2} \right)} \approx \omega \sqrt{\gamma \epsilon}$$

donde:

$\alpha$  = atenuación en medio dieléctrico (Nep/m),

$\beta$  = constante de fase (rad/m).

#### Condición B

Cuando  $\omega \epsilon \approx \sigma$ , se dice que las magnitudes de las corrientes de conducción y desplazamiento son similares y el medio de propagación se clasifica como "moderadamente conductor". Cuando trabajemos con estos medios de propagación las expresiones para la atenuación y la constante de fase estarán dadas por las ecuaciones (8) y (9).

### Condición C

Aquí  $\omega\epsilon \ll \sigma$  y las corrientes de conducción son de mayor significancia que las corrientes de desplazamiento. El medio puede ser clasificado como "conductor". La expresión de  $\gamma$  se puede aproximar a:

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \\ &= \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} - 1\right)} \approx \omega \sqrt{\frac{\mu\sigma}{2}} = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad \text{Nep/m} \\ \beta &= \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad \text{rad/m} . \end{aligned}$$

Se ha tomado como una clasificación arbitraria para los medios de propagación, los siguientes valores de  $\sigma/\omega\epsilon$ .

$$\begin{aligned} \frac{\sigma}{\omega\epsilon} < \frac{1}{100} & \quad \text{dieléctrico} \\ \frac{1}{100} < \frac{\sigma}{\omega\epsilon} < 100 & \quad \text{moderadamente conductor} \\ 100 < \frac{\sigma}{\omega\epsilon} & \quad \text{conductor.} \end{aligned}$$

El factor  $\sigma/\omega\epsilon$  se denomina factor de disipación y la frecuencia es el factor que determina de qué manera se está comportando el medio de propagación. La figura 3.3 muestra el comportamiento de en función de la frecuencia.

En la tabla 1 se dan valores de constantes para algunos medios comunes de propagación.

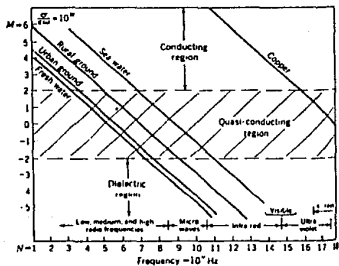


Figura 3.3. Razón  $\epsilon_r / \omega \epsilon$  vs.  $f$ .

Tabla 3.1. Constantes eléctricas de algunos medios de propagación.

Medium	Relative permittivity $\epsilon_r$ , dimensionless	Conductivity $\epsilon$ , $\text{U m}^{-1}$
Copper	1	$5.8 \times 10^7$
Seawater	80	4
Rural ground (Ohio)	14	$10^{-3}$
Urban ground	3	$10^{-4}$
Fresh water	80	$10^{-3}$

### Impedancia intrínseca, velocidad de fase e índice de refracción

Quando se trabaja en la realización de un enlace de radiocomunicación, existen algunos aspectos que también son necesarios considerar. Entre los de mayor importancia se encuentra la impedancia intrínseca del medio, la velocidad de fase y el índice de refracción.

#### Impedancia intrínseca

Se define como la relación que existe entre el campo eléctrico y el campo magnético de una onda electromagnética.

$$\bar{Z} = \frac{\bar{E}_y}{\bar{H}_z}$$

si  $\bar{E}$  y  $\bar{H}$  están en fase,  $\bar{Z}$  es un elemento resistivo. Tal es el caso para el vacío y el espacio libre:

$$\bar{Z} = \frac{E_0}{H_0} = \sqrt{\frac{4\pi}{\epsilon_0}} = 120 \cdot \pi \quad \Omega .$$

Para un medio conductor se tiene:

$$\bar{Z}_c = \frac{\bar{E}_y}{\bar{H}_z} = \frac{E_0}{H_0 e^{j\phi}} = Z_c \angle \phi$$

donde  $\phi$  es el atraso que sufre  $\bar{H}_z$  respecto a  $\bar{E}_y$ .

#### Velocidad de fase

Es la velocidad con que viaja un punto de fase constante sobre la onda. Se expresa por la siguiente relación.

$$v = \frac{w}{\beta} \quad \text{m/s} ,$$

para el caso especial del espacio libre

$$v = c = \frac{1}{\sqrt{4\pi \cdot \epsilon_0}} = 300 \times 10^6 \quad \text{m/s} .$$

## Índice de refracción

De los conceptos de óptica el índice de refracción está definido por:

$$\eta = \frac{c}{v} = \frac{\sqrt{\mu \epsilon}}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

$$\eta = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$$

y es el efecto que sufren las ondas cuando se propagan de un medio a otro, con distintas velocidades de propagación o velocidad de fase.



### 3.3 Reflexión y refracción de ondas electromagnéticas en un medio con pérdidas

#### Incidencia normal

Considérese primero el caso de incidencia normal entre dos medios conductores que tengan propiedades electromagnéticas distintas entre sí. La figura 3.4 muestra la relación entre las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas.

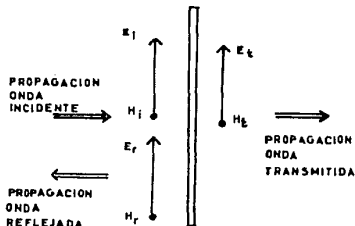


Figura 3.4. Incidencia normal.

$$E_i + E_r = E_t \quad (10)$$

$$H_i + H_r = H_t \quad (11)$$

Las impedancias intrínsecas de los medios se relacionan por:

$$\frac{E_i}{H_i} = Z_1, \quad \frac{E_r}{H_r} = -Z_1, \quad \frac{E_t}{H_t} = Z_2 \quad (12)$$

sustituyendo (12) en (11) y mediante manipulaciones algebraicas, obtenemos el llamado coeficiente de transmisión:

$$\Gamma = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (13)$$

donde se puede observar que la expresión depende totalmente de las impedancias de los medios,

$$H_t = \frac{E_t}{Z_2} = \frac{E_i}{Z_1} - \frac{E_r}{Z_1}$$

$$E_t = \frac{Z_2}{Z_1} E_i - \frac{Z_2}{Z_1} E_r \quad (14)$$

se multiplica la ecuación (10) por  $Z_2/Z_1$ , restándole la ecuación (14) y utilizando la expresión (13), se encuentra la relación que define el coeficiente de reflexión :

$$\rho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (15)$$

además

$$\tau = \rho + 1 \quad (16)$$

Cuando se presente incidencia normal se considerarán dos casos de interés.

Caso 1. El medio I es aire y el medio II es conductor. Así  $Z_1 \gg Z_2$  y el coeficiente de transmisión se aproxima a:

$$\tau \approx \frac{2Z_2}{Z_1}$$

$$E_t \approx \frac{2Z_2}{Z_1} E_i$$

$$H_t \cdot Z_2 \approx \frac{2Z_2}{Z_1} \cdot Z_1 H_i$$

$$H_t \approx 2H_i$$

La expresión anterior indica que cuando se presente este caso, la intensidad del campo magnético sobre la frontera tendrá un valor aproximado al doble de la intensidad de campo incidente.

Caso 2. El medio I es conductor y el medio II es aire. Aquí  $Z_1 \ll Z_2$

$$\tau \approx \frac{2Z_2}{Z_1} \approx 2E_i$$

**Incidencia oblicua**

Para este tipo de incidencia se tienen dos posibilidades: a) el campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia, y b) el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia (véase figura 3.5).

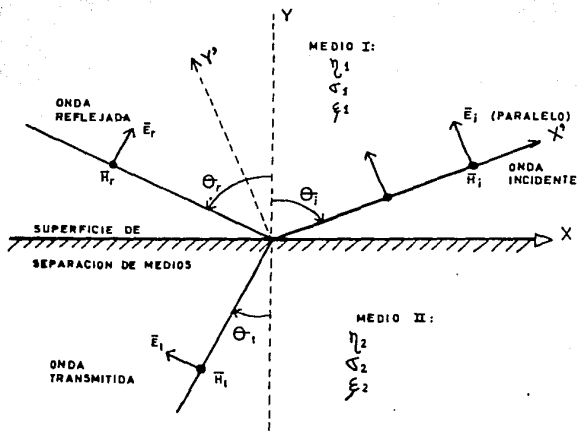


Figura 3.5. Geometría de una onda plana con incidencia oblicua.

Para ambas posibilidades de incidencia se tienen las siguientes consideraciones:

1.- Las ondas incidente, reflejada y refractada están contenidas en un mismo plano (llamado plano de incidencia), que es normal a la superficie de separación de medios y por lo tanto contiene al plano X-Y.

2.- El ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia.

$$\theta_i = \theta_r$$

3.- El cociente entre el seno del ángulo de incidencia y el seno del ángulo de refracción es constante. Esto se denomina Ley de Snell y se expresa por:

$$\frac{\text{sen } \theta_i}{\text{sen } \theta_t} = \frac{\eta_2}{\eta_1}$$

4.- El sistema de coordenadas X'Y' está expresado por

$$\begin{aligned} \bar{x}' &= \bar{x} \text{ sen } \theta_i + \bar{y} \text{ cos } \theta_i \\ \bar{y}' &= -\bar{x} \text{ cos } \theta_i + \bar{y} \text{ sen } \theta_i \end{aligned} \quad (17)$$

Caso de polarización perpendicular

Si una onda se propaga en la dirección negativa de X'

$$\bar{E}_i = \hat{z} E_o \cdot e^{j\beta_1 x'}$$

$$\bar{H}_i = \hat{y}' \frac{E_o}{Z_1} \cdot e^{j\beta_1 x'}$$

sustituyendo por ecuación (17)

$$\bar{E}_i = \hat{z} E_o \cdot e^{j\beta_1 (x \text{ sen } \theta_i + y \text{ cos } \theta_i)}$$

$$\bar{H}_i = (-\hat{x} \text{ cos } \theta_i + \hat{y} \text{ sen } \theta_i) \cdot \frac{E_o}{Z_1} \cdot e^{j\beta_1 (x \text{ sen } \theta_i + y \text{ cos } \theta_i)}$$

$$\bar{E}_r = \hat{z} \rho_1 E_o \cdot e^{j\beta_1 (x \text{ sen } \theta_r - y \text{ cos } \theta_r)}$$

$$\bar{H}_r = (\hat{x} \text{ cos } \theta_r + \hat{y} \text{ sen } \theta_r) \rho_1 \frac{E_o}{Z_1} \cdot e^{j\beta_1 (x \text{ sen } \theta_r - y \text{ cos } \theta_r)}$$

$$\bar{E}_t = \hat{z} \tau_1 \cdot E_o \cdot e^{j\beta_2 (x \text{ sen } \theta_t + y \text{ cos } \theta_t)}$$

$$\bar{H}_t = (-\hat{x} \text{ cos } \theta_t + \hat{y} \text{ sen } \theta_t) \cdot \tau_1 \cdot \frac{E_o}{Z_2} \cdot e^{j\beta_2 (x \text{ sen } \theta_t + y \text{ cos } \theta_t)} \quad (18)$$

Con base en la Ley de Snell, y considerando que los componentes tangenciales de los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  en ambos medios deben ser igual a cero, se determinan los coeficientes de reflexión y transmisión.

$$\begin{aligned} \rho_{\perp} &= \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} = \frac{\eta_1 \cos \theta_i - \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \\ &= \frac{\cos \theta_i - \sqrt{(\eta_2/\eta_1)^2 - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{(\eta_2/\eta_1)^2 - \sin^2 \theta_i}} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\tau_{\perp} = \frac{2 \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} = \frac{2 \cos \theta_i}{\cos \theta_i + \sqrt{(\eta_2/\eta_1)^2 - \sin^2 \theta_i}} \quad (20)$$

Existe una situación especial cuando el ángulo de refracción sea igual a  $90^\circ$ . El ángulo de incidencia que provoca esta situación se denomina ángulo crítico y puede ser determinado a partir de la Ley de Snell.

$$\theta_c = \sin^{-1} (\eta_2 / \eta_1) .$$

Así  $\rho_{\perp} = 1$ , y se dice que hay una reflexión total de la onda incidente.

Para valores  $\theta_i > \theta_c$  se tendría  $\sin \theta_t > 1$ , lo cual es imposible para cualquier ángulo  $\theta_t$  real. Para que  $\sin \theta_t > 1$  se debe cumplir que:

$$\cos \theta_t = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_t} = jA$$

Como lo muestra la figura 3.6, existe una onda que se propaga en el segundo material paralelamente a la superficie (onda superficial), la amplitud de esta onda decrecerá rápidamente a medida que se interna en el segundo medio, quedando limitada a una pequeña capa a lo largo de la superficie. La expresión de la onda superficial, partiendo de (18) está determinada por:

$$\vec{E}_t = \hat{z} \tau_{\perp} E_o \cdot \mathcal{C} \cdot \mathcal{C}^{-\gamma} \cdot \mathcal{C}^{-i\beta_2 x \sin \theta_t} \cdot \mathcal{C}^{j\omega t}$$

donde  $\alpha = \beta_2 A$

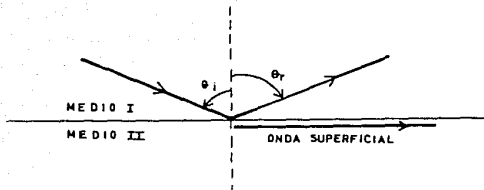


Figura 3.6. Provocación de una onda superficial.

#### Caso de polarización paralela

Si en incidencia oblicua el componente del campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia, las expresiones para los campos son:

$$\vec{E}_i = (-\hat{x} \cos \theta_i + \hat{y} \sin \theta_i) E_0 e^{j\beta_1(x \sin \theta_i + y \cos \theta_i)}$$

$$\vec{H}_i = -2 \frac{E_0}{Z_1} e^{j\beta_1(x \sin \theta_i + y \cos \theta_i)}$$

$$\vec{E}_r = (-\hat{x} \cos \theta_r - \hat{y} \sin \theta_r) \Gamma_{||} E_0 e^{j\beta_1(x \sin \theta_r - y \cos \theta_r)}$$

$$\vec{H}_r = 2 \Gamma_{||} \frac{E_0}{Z_1} e^{j\beta_1(x \sin \theta_r - y \cos \theta_r)}$$

$$\vec{E}_t = (-\hat{x} \cos \theta_t + \hat{y} \sin \theta_t) T_{||} E_0 e^{j\beta_2(x \sin \theta_t + y \cos \theta_t)}$$

$$\vec{H}_t = -2 T_{||} \frac{E_0}{Z_2} e^{j\beta_2(x \sin \theta_t + y \cos \theta_t)}$$

donde:

$$\Gamma_{||} = \frac{Z_2 \cos \theta_t - Z_1 \cos \theta_i}{Z_1 \cos \theta_i + Z_2 \cos \theta_t}$$

En este tipo de polarización es posible encontrar un ángulo de incidencia tal que  $\Gamma_{||} = 0$  y la onda se transmite totalmente.

### 3.4 Onda superficial

La propagación de las ondas de superficie abarca una gama de frecuencias que va desde unos pocos KHz hasta varios MHz. La atenuación que sufre la señal, cuando se propaga de esta manera, es proporcional al inverso de la cuarta potencia de la distancia de separación entre antenas.

Partiendo de la Ley de Faraday-Maxwell, la Ley de Ampere-Maxwell y las transformadas de Fourier, se ha llegado a establecer la "onda superficial de Norton".

$$E_z = j \frac{\beta_c Z_c}{4\pi R} \cdot Q^{i\beta_c R} \cdot \left(\frac{z}{\kappa}\right) A_s$$

donde:

- $A_s$  = factor de atenuación, se expresa en función de parámetro "distancia numérica"  $P$ ,
- $\beta_c$  = constante de fase,
- $Z_c$  = impedancia intrínseca del espacio libre,
- $R$  = distancia al punto de interés.

Las expresiones para  $A_s$  y  $P$  se deben establecer para cada situación particular del medio de propagación. En efecto, la función  $A_s$  para una superficie de tierra plana es distinta que la empleada para superficie de tierra esférica o para superficie de mar.

### 3.5 Propagación en la banda VHF

Las ondas electromagnéticas se han clasificado con base en su frecuencia y la longitud de onda. El espectro electromagnético está dividido en seis regiones que son: radio, infrarrojo, visible, ultravioleta, rayos X y rayos gamma. La región de radio a su vez se clasifica en bandas de frecuencia.

Las características de la banda VHF se muestran a continuación

BANDA	ABREVIACION	BANDA FRECUENCIA	LIMITE DE LONGITUD DE ONDA
MUY ALTA FRECUENCIA	V.H.F.	30-300 MHz	10-1 m.

En esta banda las ondas superficiales sufren una atenuación considerable y, tratándose de propagación en un medio conductor, el efecto es más notable.

El tipo de servicios de comunicación típicos para V.H.F. son televisión, radio F.M., control de tráfico aéreo, radio móvil y auxilio a la navegación.

En el rango de frecuencias de 30 MHz hasta 300 MHz, es posible efectuar enlaces entre distancias muy largas utilizando la refracción en la ionósfera.



### 3.6 Características de propagación en agua marina y agua de lago

Como se pudo observar en la sección 3.2, el medio de propagación está determinado por el factor de disipación  $\sigma$ , que es el que nos indica de qué manera nuestro medio absorbe energía de las ondas que se están propagando.

Se ha encontrado que en el agua marina, las corrientes de desplazamiento  $j\omega\epsilon E$  son mucho menores que las corrientes de conducción  $\sigma E$  y esto origina que la atenuación sea proporcional a la frecuencia de operación. Por lo anterior, para comunicaciones submarinas por medio de radio-ondas, se recomienda utilizar la banda VLF; por ejemplo, a 100 KHz la constante de propagación se aproxima a:

$$\gamma = (-j\omega\sigma)^{1/2}$$
$$\alpha = \beta = (\omega\sigma/2)^{1/2}$$

la profundidad de penetración es de 0.8 m. Si la frecuencia se baja a 10 KHz, la profundidad de penetración será ahora de 2.5 m.

La figura 3.7 muestra el comportamiento de la atenuación a bajas frecuencias.

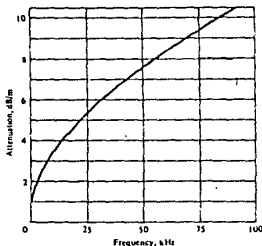


Figura 3.7. Gráfica de atenuación vs. frecuencia para ondas bajo el agua de mar.

El valor que adquiere la conductividad  $\sigma$ , mucho mayor que  $\xi w$  ocasiona que las ondas electromagnéticas que incidan con un ángulo finito sobre la frontera aire-mar sean fuertemente refractadas y exista, por tanto, una gran atenuación vertical sobre el aire. Al efectuar la comunicación entre aire-mar, se recomienda que la antena sumergida esté muy próxima a la superficie y se aproveche la propagación de las ondas superficiales.

Para disminuir la atenuación que sufren los campos de una onda de superficie que se propaga sobre el mar, se debe trabajar con una polarización vertical. Lo anterior no condiciona que las antenas deban tener este tipo de polarización. En efecto, una antena polarizada horizontalmente, sumergida en agua y con una propagación vertical hacia arriba, se acoplará con una onda polarizada verticalmente debido a las condiciones que deben prevalecer en la frontera aire-mar.

Una antena de dipolo vertical, sumergida algunos metros en agua, es un radiador muy pobre; la intensidad de campo sobre el dipolo es pequeña a causa de su patrón de radiación. Por otro lado, el coeficiente de reflexión  $r$  sobre la superficie es muy próximo a la unidad.

Todo lo anterior nos sugiere el empleo de polarización horizontal a fin de obtener una mejor eficiencia del enlace.

A continuación se calcularán los valores de  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $Z_0$  y  $\lambda$  para las frecuencias de 10,000 MHz y 25 KHz, a fin de visualizar el comportamiento del agua como medio de propagación. ( $\sigma = 4 \text{ } \Omega/\text{m}$ ,  $\xi_r = 80$ ).

para 10,000 MHz.

$$\frac{\sigma}{w\xi} = \frac{4}{2\pi(10,000 \times 10^6)(80)(8.85 \times 10^{-12})} = 0.0899$$

por lo tanto, el agua se comporta como un medio moderadamente conductor.

$$\alpha = w \sqrt{(\mu\xi/2) \left[ \sqrt{1 + (\sigma/w\xi)^2} - 1 \right]} = 84.15 \quad \text{Nepers/m}$$

$$\beta = w (\mu\xi/2) \left[ \sqrt{1 + (\sigma/w\xi)^2} + 1 \right] = 1876 \quad \text{rad/m}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{1}{(1-j\frac{\sigma}{\omega\epsilon})^{1/2}} \approx 42.12$$

$$\lambda = 2\pi/\beta = 3.3 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (\text{en aire libre seria } 0.03 \text{ m})$$

para 25 KHz

$$\sigma/\omega\epsilon = 35967.2 > 100$$

por tanto a esta frecuencia el agua se comporta como un buen conductor.

$$\alpha = \omega\sqrt{\mu\epsilon}/2 = 0.6283 \quad \text{Neper/m}$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon}/2 = 0.62813 \quad \text{Rad/m}$$

$$Z_0 = \omega\mu/\sigma = 0.088 \cdot e^{j45^\circ} \quad \Omega$$

$$\lambda = 10 \text{ m} \quad (12 \text{ Km para el espacio libre})$$

De los resultados anteriores se puede concluir que las frecuencias bajas provocan una atenuación mucho menor y una longitud de onda mayor. La longitud de onda determina el tamaño de las antenas que se utilizan.

## Capitulo 4

### La antena transmisora

- 4.1 Antena de dipolo corto (hertziano)
- 4.2 Antena de lazo pequeño

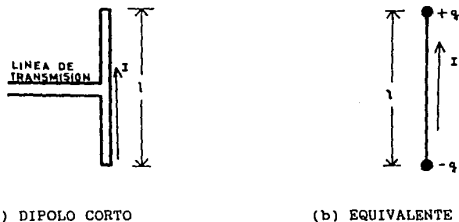
En este capítulo se estudia primero la antena de dipolo corto como un antecedente para el análisis de la antena de lazo o cuadro. La antena de lazo (loop) pequeño se utiliza como elemento radiador en nuestro proyecto.

Se recomienda consultar el apéndice A, sobre parámetros de las antenas.

#### 4.1 Antena de dipolo corto (hertziano)

Se define al dipolo como un cable conductor de longitud muy corta (eléctricamente corto) comparado con la longitud de onda con que se trabaja. La longitud máxima que comúnmente se utiliza es de una décima de la longitud de onda.

El dipolo corto que posee una distribución de corriente uniforme se denomina dipolo corto-elemental (figura 4.1).



(a) DIPOLO CORTO

(b) EQUIVALENTE

Figura 4.1. Dipolo corto.

#### Campo de radiación

Se procederá en seguida a determinar la expresión que define el campo de radiación de un dipolo corto.

Considerando la corriente de retardo (tiempo de propagación de la corriente en el dipolo), se hará que  $A$  sea el "vector

potencial magnético" sobre un punto P, a una distancia r del dipolo (figura 4.2).

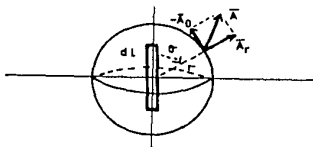


Figura 4.2. campo de radiación.

$$\bar{A} = \int \frac{\mu_0 J(t)}{4\pi R} dv \quad \text{Wb/m}$$

donde:

$\bar{J}(t)$  es la densidad de corriente  $A/m^2$ .

Si en el dipolo fluye la corriente  $I_0 e^{j\omega t}$  se tiene

$$\int_V \bar{J}(t) dv = \int_l I_0 e^{j\omega t} dt$$

$$\bar{A} = \frac{\mu_0 I_0 e^{j\omega t}}{4\pi r} dl$$

considerando:

$$\begin{aligned} A_\theta &= -A \sin \theta \\ A_r &= A \cos \theta \end{aligned}$$

entonces:

$$A_\theta = - \frac{\mu_0 I_0 e^{j\omega t} dl \sin \theta}{4\pi r}$$

$$A_r = \frac{\mu_0 I_0 e^{j\omega t} dl \cos \theta}{4\pi r}$$

si el tiempo de retraso es  $t = r/c$  ( $c =$  velocidad de la luz).

$$A_\theta = - \frac{\mu_0 I_0 e^{j\omega(t-r/c)} dl \sin \theta}{4\pi r}$$

$$A_r = \frac{j I_0 \int e^{j\omega(t-r/c)} dl \cos\theta}{4\pi r}$$

Considerando que  $\nabla \times \bar{A} = \bar{B}$ , el campo magnético en coordenadas esféricas es:

$$\begin{aligned} H_\phi &= -\frac{1}{r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta / \mu) - \frac{\partial}{\partial \theta} (A_r / \mu) \right] \\ &= \frac{1}{r} \left[ \frac{1}{4\pi} \left\{ -j \int dl \sin\theta I_0 e^{j\omega(t-r/c)} \cdot (w/c) \right\} + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{4\pi r} \left\{ I_0 \int e^{j\omega(t-r/c)} dl \sin\theta \right\} \right] \\ H_\phi &= \frac{I_0 dl \sin\theta}{4\pi} \left[ \underbrace{\frac{j\omega e^{j\omega(t-r/c)}}{cr}}_{\text{campo radiación}} + \underbrace{\frac{e^{j\omega(t-r/c)}}{r^2}}_{\text{campo de inducción}} \right] \end{aligned}$$

Puesto que nos interesa el campo de radiación (campo lejano),

$$\begin{aligned} H_\phi &= \frac{j I_0 \int e^{j\omega(t-r/c)} dl \sin\theta}{4\pi} \cdot (w/cr) \\ &= \frac{j I_0 \int e^{j\omega(t-r/c)} dl \sin\theta}{2\lambda r} \end{aligned}$$

si recordamos que  $E_\theta / H_\phi = Z$

$$E_\theta = \frac{j Z dl \sin\theta I_0 e^{j\omega(t-r/c)}}{2\lambda r} \quad \text{v/m} \quad (1)$$

para el espacio libre  $Z = 120\pi$

$$E_\theta = \frac{j 60\pi I_0 dl \sin\theta}{\lambda r} \cdot e^{j\omega(t-r/c)} \quad \text{v/m} \quad (2)$$

La ecuación (1) define el campo de radiación eléctrico para un dipolo corto con un medio de impedancia intrínseca  $Z$ .

### Patrón de radiación

Se determinará el patrón de radiación de la antena de dipolo corto a partir de la ecuación (2), (figura 4.3).

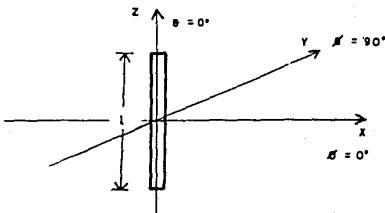


Figura 4.3. Dipolo corto.

El hecho de que el ángulo  $\phi$  no aparezca en la expresión para  $E_\theta$ , significa que para valores fijos de  $r$  y  $\theta$ ,  $|E_\theta|$  no varía mientras  $\phi$  varía, esto es,  $|E_\theta|$  es independiente de  $\phi$  y en el plano  $x$ - $y$  adquiere la forma de un círculo perfecto. También significa que el patrón de  $E_\theta$  en todos los planos contenidos en el eje  $z$  será exactamente igual; es decir, la información significativa se puede tomar de un solo plano donde  $\theta$  es el ángulo de variación.

La polarización es lineal y para el plano  $\theta = 90^\circ$  (perpendicular al eje del dipolo), la polarización es paralela al eje del dipolo (eje  $Z$ ). Para cualquier punto del campo en general, la polarización es, por definición, la dirección de las líneas del campo eléctrico. Estas líneas, en el campo de radiación, son siempre perpendiculares a la línea radial que parte del centro del dipolo al punto de interés.

Evaluando la ecuación (2) para distintos valores de  $\theta$  se obtiene un patrón de radiación como el que se muestra en la siguiente figura.



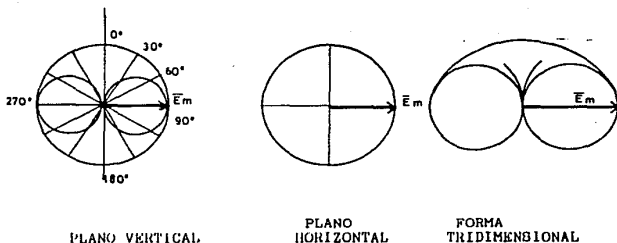


Figura 4.4. Patrón de radiación dipolo corto.

#### Resistencia a la radiación $R_r$

La potencia radiada por una antena se determina por medio del teorema del vector de Poynting ( $\vec{P}$ ).

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad \text{W/m}^2$$

$$\vec{P} = |\vec{E}|^2 / 377 \quad (\text{para el espacio libre}).$$

Conociendo la densidad de potencia, el valor de  $R_r$  se puede obtener igualando la potencia radiada con la expresión  $I^2 R_r$ .

$$\vec{P}(r, \theta, \phi) = \frac{30 \pi I^2 \rho^2 \sin^2 \theta}{\lambda^2 r^2} \quad \text{W/m}^2$$

$$P_{\text{total}} = \frac{30 \pi I^2 \rho^2}{\lambda^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (\sin^2 \theta / r^2) r^2 \sin^2 \theta \, d\theta \, d\phi$$

$$= \frac{60\pi I^2 \ell^2}{\lambda^2} \int_0^\pi \sin^3 \theta \, d\theta = \frac{790 I^2 \ell^2}{\lambda^2} \quad W$$

dividiendo por  $I^2$

$$Rr = 790 \frac{\ell^2}{\lambda^2} \quad \Omega.$$

#### Directividad

La directividad de la antena de dipolo corto se calcula, a partir de su definición, para la dirección de  $\theta = 90^\circ$ .

$$D_{\max} = \left( \frac{30\pi I^2 \ell^2}{\lambda^2 r^2} \right) \left( \frac{4\pi r^2 \lambda^2}{80\pi I^2 \ell^2} \right) = 1.5$$

#### 4.2 Antena de lazo pequeño.

##### Parámetros y análisis cualitativo de radiación

Debido a la aplicación que tendrá el transmisor que se diseñará, donde se requiere un tamaño mínimo, se ha pensado utilizar la antena de lazo (loop) como elemento transmisor y, al mismo tiempo, como elemento inductivo (bobina) de un circuito resonante. Con lo anterior, lo que se logra es la realización de un transmisor con posibilidades reales de ser colocado en una tortuga. En efecto, una bobina que forme parte de un circuito resonante puede, bajo ciertas condiciones, comportarse como un elemento radiador.

El loop o lazo pequeño

Diremos que una antena de lazo será pequeña si su radio "a" es muy pequeño comparado con la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de trabajo. Si la condición anterior se cumple, se puede considerar que la corriente a lo largo de la bobina será de la misma amplitud y fase en cualquier instante (figura 4.5).

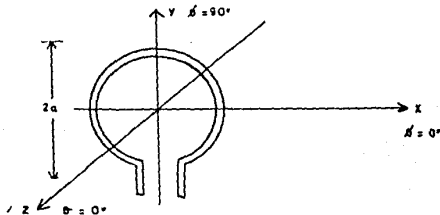


Figura 4.5. Loop sobre el plano X-Y.

El análisis de la radiación se puede efectuar considerando que la antena está conformada por cuatro dipolos elementales juntos y formando un cuadrado.

El valor de  $E_\theta$  en el plano x-y, para uno de los dipolos, se obtiene de la ecuación (1) con  $\theta = 90^\circ$ .

$$E\theta = \frac{jZ d I_0}{2 \lambda r} e^{j\omega(t-r/c)} \quad (3)$$

Los campos de los dipolos 2 y 4 son iguales y opuestos en el plano x-z y, por lo tanto, se cancelan entre si (figura 4.6).

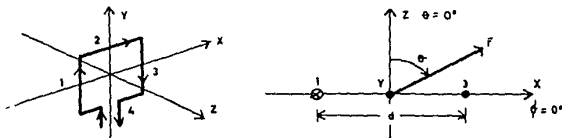


Figura 4.6. Equivalente de un lazo pequeño.

El campo resultante  $E_R(\theta)$  está dado por la suma de vectores de los campos producidos por los dipolos 1 y 2. La diferencia de fase correspondiente es:

$$\psi = \frac{2\pi d \cos\theta}{\lambda} + 180^\circ.$$

Se agregan  $180^\circ$  debido a que los dipolos 1 y 3 tienen sentido opuesto.

$$\begin{aligned} \bar{E}_R &= 2E\theta \cos(\psi/2) = 2E\theta \cos\left[\frac{\pi d \cos\theta}{\lambda} + 90^\circ\right] \\ &= 2E\theta \operatorname{sen}\left(\frac{\pi d \cos\theta}{\lambda}\right). \end{aligned}$$

Considerando que la cantidad en los parentesis es muy pequeña

$$\bar{E}_R = -2jE\theta \left(\frac{\pi d \cos\theta}{\lambda}\right);$$

sustituyendo en la expresión de  $E\theta$

$$\begin{aligned} \bar{E}_R &= -\frac{2j(jZ2Q I_0)}{2 \lambda r} \left[ \frac{\pi(2Q) \operatorname{sen}\theta}{\lambda} \right] e^{j\omega(t-r/c)} \\ \bar{E}_R &= \frac{4Q^2 z I_0 \pi \operatorname{sen}\theta}{\lambda^2 r} \end{aligned} \quad (4)$$

El "momento de dipolo magnético" se define como el producto del área A, por la corriente I.

$$\bar{M} = \pi a^2 I$$

donde:

a = radio de lazo o loop (m),  
I = corriente que fluye sobre lazo A.

Recordando que  $v = \lambda f$  y  $v = w/\beta$ , la expresión (4), cuando la antena de lazo es circular, se expresa finalmente como

$$\bar{E}_R = \frac{Z M \beta^2 \text{sen} \theta}{4 \pi r} \cdot e^{jw(t-r/c)} \quad v/m \quad (5)$$

donde:

Z = impedancia intrínseca del medio en ohms,  
M = momento de dipolo magnético en Am,  
 $\beta$  = constante de fase =  $2\pi/\lambda$  rad/m,  
r = distancia del punto de interés al centro del lazo,  
w = frecuencia angular en radianes.

Para el caso particular del espacio libre

$$Z_0 = 120\pi; \quad A = \pi a^2 \quad \text{y} \quad \beta = 2\pi/\lambda$$

$$E_R = \frac{120 \pi^2 I_0 a^2}{\lambda^2 r} \text{sen} \theta e^{jw(t-r/c)}$$

Patrón de radiación. Para determinar el patrón de radiación nos auxiliaremos de la figura 4.6 y la ecuación (5). De la expresión para el campo de radiación observamos que el único ángulo que interviene es  $\theta$ , y que el patrón de radiación está en función del seno de  $\theta$ . El hecho de que  $\beta$  no influya nos lleva a concluir que el patrón de radiación de una antena de lazo es similar al obtenido para un dipolo corto, con el eje del dipolo perpendicular al plano de la antena.

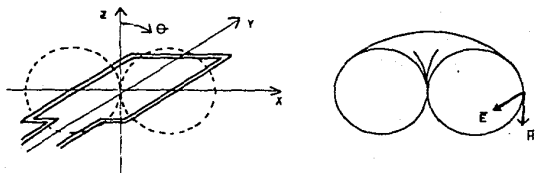
Debido al factor j que interviene en el campo eléctrico de un dipolo corto, la orientación del campo en la antena de lazo tiene una diferencia de fase de  $90^\circ$  (véase figura 4.7).

Resistencia de radiación. Para obtener la resistencia de radiación, se procederá primero a calcular la expresión para la potencia radiada.

$P_D$  = densidad de potencia a la distancia r  
 $P_D = E \times H$   $W/m^2$

$$\vec{H}^* = \frac{\vec{E}^*}{Z} \quad (\text{para el caso particular del espacio libre})$$

$$\vec{E}_D = \frac{ZM\beta^2 \sin\theta}{4\pi r} \cdot e^{j\omega(t-r/c)} \left[ (M\beta^2 \sin\theta / 4\pi r) \vec{e}^{-j\omega(t-r/c)} \right]$$



a) plano x-y

b) tridimensional

Figura 4.7. Patrón de radiación de antena de lazo.

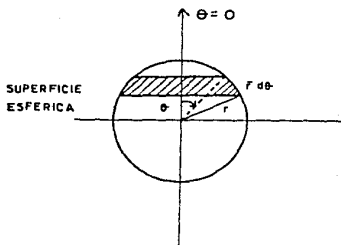


Figura 4.8. Resistencia de radiación.

$$\bar{P}_D = \frac{ZM^2\beta^4 \sin^2 \theta}{(4\pi r)^2}$$

El promedio de la potencia total radiada  $P$  se determina por

$$P_T = \int_S 1/2(P_D \cdot da)$$

de la figura 4.8:

$$da = 2\pi r \sin\theta \cdot r d\theta = 2\pi r^2 \sin\theta \cdot d\theta$$

$$P_T = \int_S \frac{1}{2} \left[ \frac{ZM^2\beta^4 \sin^2 \theta}{(4\pi r)^2} \right] \cdot 2\pi r^2 \sin\theta d\theta$$

$$= \frac{ZM^2\beta^4}{16\pi} \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta$$

$\theta$  sólo varía de 0 a  $\pi$  radianes para coordenadas esféricas

$$\int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta = -1/3 \sin^2 \theta \cos \theta + 2/3 \int_0^\pi \sin \theta d\theta = 4/3$$

$$P_T = \frac{ZM^2\beta^4}{16\pi} \cdot \frac{4}{3} = \frac{ZM^2\beta^4}{3(4\pi)} \quad W \quad (6)$$

para el caso particular del espacio libre:

$$P_T = 160\pi^4 I_0 (A/\lambda^2)^2 \quad W$$

si  $R_r$  es la resistencia de radiación del lazo y  $I_0$  es el valor pico de la corriente en el lazo

$$1/2(I_0)^2 R_r = P_T$$

$$R_r = \frac{\pi Z \beta^4 a^4}{6}$$

para el caso particular del espacio libre

$$R_r = 320 \pi^6 (a/\lambda)^4$$

Si la bobina o lazo consta de  $N$  vueltas, la resistencia de radiación se encuentra multiplicando el valor de  $R_r$  por  $N^2$ .

Directividad. Para obtener la directividad se parte de su definición básica (véase apéndice A).

$$D_{\max} = \frac{P_D \text{ antena}}{P_D \text{ isotrópica}} = \frac{ZM^2 \beta^4 \sin^2 \theta}{(4\pi r)^2} \left( \frac{4\pi r^2}{ZM^2 \beta^4} \right) \cdot 6\pi = 1.5$$

que es igual a la obtenida para un dipolo corto.

Análisis cualitativo de radiación. Partiendo del hecho de que nuestra antena de lazo, es decir, la que se utilizará durante el enlace, tiene un tamaño máximo permitido de 1 cm de radio y mínimo de 0.5 cm, entonces la resistencia de radiación es:

a) para 2 vueltas y  $r = 0.7$  cm

$$R_r = 320(\pi^6)(2)^2(0.007/10)^4 = 0.31 \times 10^{-6} \Omega.$$

b) para 3 vueltas y  $r = 0.7$  cm

$$R_r = 320(\pi^6)(3)^2(0.007/10)^4 = 0.67 \times 10^{-6} \Omega.$$

De los resultados arriba expuestos se puede concluir que se requiere una corriente muy grande para transmitir una cantidad razonable de potencia ( $P=1/2I_0^2 R_r$ ).

La eficiencia y la ganancia de la antena para  $r = 0.7$  cm y  $n = 2$  se determinan por:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_c} \quad \text{y} \quad G = D_{\max} (\eta)$$

donde:

$R_c$  es la resistencia óhmica,  
 $R_r$  es la resistencia de radiación.

Para calcular el valor de  $R_c$  se debe considerar el efecto skin, el cual incrementa la resistencia del cable conforme se incrementa la frecuencia. Para encontrar la resistencia óhmica del alambre de cobre AWG No. 20 a 30 MHz, nos auxiliamos de las tablas del apéndice A.2:

diámetro = 0.812 mm  
 resistencia dc = 34.3 por km  
 profundidad skin = 0.014 mm.

La razón de la resistencia ac a la resistencia dc es la misma que la razón del área seccional a la área sombreada que se



muestran en la figura 4.9.

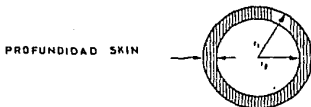


Figura 4.9. Area debido a la profundidad skin.

$$\text{Área dc} = \pi r_1^2 = \pi (0.812/2)^2 = 0.51785 \text{ mm}^2$$

$$\text{Área ac} = \text{Área total} - \pi r_2^2 = 0.0351 \text{ mm}^2$$

$$\text{resistencia ac} = \frac{\text{Área dc}}{\text{Área ac}} \times \text{resistencia dc} = 506.04 \text{ } \Omega/\text{km}$$

considerando que la longitud de la antena que se utiliza es de 87.9 mm, el valor de  $R_c$  es :

$$R_c = 0.000879 \times 506.04 = 0.044 \text{ } \Omega$$

Es obvio que la antena de lazo tiene una eficiencia y una ganancia excesivamente bajas debido al valor que toma la resistencia de radiación, que es mucho menor que la resistencia ohmica de la bobina. Por lo anterior la antena de loop pequeño solo se utiliza para transmitir a distancias pequeñas.

Una de las formas que podrían mejorar la potencia de radiación sería montar la antena en un núcleo de ferrita. La ferrita se caracteriza por una permeabilidad relativa efectiva  $\mu_e$  :

$$\mu_e = \frac{\mu_r}{1 + D(\mu_r - 1)}$$

donde:

$\mu_r$  es la permeabilidad relativa de la ferrita.  
D es el factor de demagnetización.

Normalmente  $\mu_r$  es muy grande,  $\mu_e \approx D^{-1}$  y  $D \approx 1/3$ , por lo que si se utiliza un núcleo de ferrita la resistencia se incrementa por un factor de  $(\mu_e)^2$  y, en consecuencia, la potencia de radiación también se incrementa.

Cabe señalar aquí que esta forma de aumentar la radiación afectará las características del circuito resonante.

## Capítulo 5

### Cálculo del enlace

## Cálculo del enlace

Planteamiento del problema. Se desea establecer un enlace de radiocomunicación entre un transmisor sumergido en agua de lago y un barco. La distancia máxima entre el transmisor y el receptor es de 250 metros, la profundidad máxima del transmisor es de 10 metros y la frecuencia de operación es de 30 MHz. Se requiere especificar la corriente  $I_0$  que debe alimentar a la antena transmisora para realizar el enlace.

### Antena receptora

antena tipo lazo  
(estructura de cuadro)  
 $N = 7$  (vueltas de lazo)  
ganancia = 20 dB  
sensibilidad = 5  $\mu$ V  
figura de ruido = 4  
ancho de banda = 10 KHz  
 $\lambda = 10$  m  
Area = 0.25 m<sup>2</sup>

### Antena transmisora

antena tipo lazo  
2 vueltas  
radio = 0.7 cm  
 $\lambda = 10$  m

### Propiedades eléctricas del agua de lago

$$\begin{aligned} \sigma &= 0.001 & \omega/m \\ \epsilon_r &= 80 \\ \mu_r &\approx 1 \end{aligned}$$

### Propiedades eléctricas del aire

$$\begin{aligned} \epsilon_0 &\approx 8.85 & \text{pF/m} \\ \sigma &= 0 \\ \mu_0 &= 400 \pi & \text{nH/m} \end{aligned}$$

### Solución

Debido a la gran atenuación que produce el mar, por ser un medio conductor, la comunicación entre antenas sumergidas en el mar está restringida a la banda VLF. No obstante lo anterior, las necesidades del usuario exigen trabajar a la frecuencia de 30 MHz.

Se sabe que, cuando una onda plana polarizada linealmente viaja de un medio I hacia un medio II, donde  $\epsilon_1 > \epsilon_2$  y el ángulo de incidencia es mayor que el ángulo crítico, la onda es casi totalmente reflejada. En el medio menos denso, aire en nuestro caso, se forma una onda que se atenúa exponencialmente y una onda superficial que se propaga con mucho menos pérdidas sobre la superficie del mar.

Aprovechando este tipo de propagación, el enlace, de manera sencilla, se bosqueja en la figura 5.2.

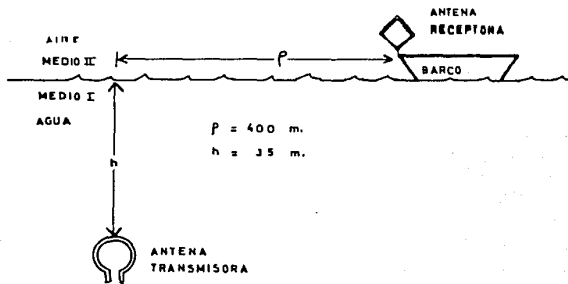


Figura 5.1. Planteamiento del problema.

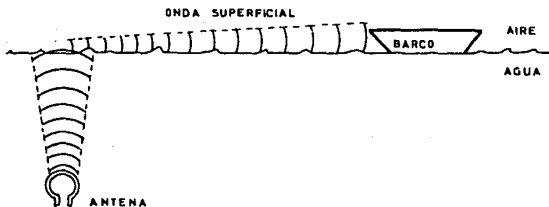


Figura 5.2. Bosquejo del enlace.

Primero se determina cómo se comporta el agua a partir del factor de disipación  $\sigma/\omega\epsilon$

$$\begin{aligned} \xi_{\text{agua lago}} &= \epsilon_r \cdot \epsilon_0 = 80(8.85 \times 10^{-12}) \text{ F/m} = 7.08 \times 10^{-10} \text{ F/m} \\ &= 0.001 \text{ } \frac{\text{F}}{\text{m}} \\ \omega &= 2\pi f = 1.885 \times 10^8 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

$$\frac{\sigma}{\xi \omega} = \frac{0.001}{(1.885 \times 10^8)(7.08 \times 10^{-10})} = 7.49 \times 10^{-3}$$

$$\frac{\sigma}{\xi \omega} < \frac{1}{100}$$

entonces, el agua se comporta como un medio dieléctrico con pérdidas.

La intensidad de campo eléctrico para una antena de lazo está expresada por la ecuación (5) del capítulo 4.

$$|E| = \frac{M Z_0 \beta^2 \sin \theta}{4 \pi r} \cdot e^{j(\omega t - \beta r)} \quad \text{V/m}$$

donde:  $M = \pi a^2 I_0$ , momento dipolar magnético,  
 $Z_0 =$  impedancia intrínseca espacio libre  $= 120 \pi$ ,  
 $\beta = \omega(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2} = \omega r/c$ , constante de fase,  
 $r =$  distancia de la antena al punto de interés.

La expresión para el campo lejano de radiación, arriba de la superficie y a una distancia  $r > \lambda_0$ , para la antena de lazo sumergida una distancia  $h$ , se aproxima por:

$$E_z = \frac{M Z_0 \beta^2}{2 \pi r} \frac{\epsilon_0}{\epsilon_1} F(\rho) \cdot e^{-\gamma_0 r} \cdot e^{-\gamma_1 h} \cdot \cos \phi \quad \text{V/m}$$

donde:

$\phi =$  ángulo medido en la superficie tomando como referencia el eje de la bobina,

$\gamma_0 = j\omega(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2} = j\beta_0$  en un medio dieléctrico,

$\gamma_1 = \sigma/2(\mu/\epsilon)^{1/2} + j\omega(\mu\epsilon)^{1/2}$  constante de propagación del agua de lago,

$F(\rho) =$  función de atenuación de Norton para una onda superficial.

La onda sobre la superficie se caracteriza por el término de refracción  $\epsilon_0/\epsilon_1$  y el factor de atenuación de la profundidad  $e^{-\gamma_1 h}$ . El ángulo  $\phi$  de interés es  $\phi = 0^\circ$ .

Ez tiene un valor doble al correspondiente si la radiación ocurriera en el espacio libre.

F(p) se puede aproximar por:

$$F(p) \approx 1 + \frac{Y_0}{Y_1} \left( \frac{p}{\lambda_0} \right)^{1/2} \pi$$

cálculo de Ez.

$$Y_0 = j(2\pi \times 30 \times 10^6) \sqrt{8.85 \times 10^{-12} (400\pi \times 10^{-9})} = 0.6286j$$

$$Y_1 = \frac{0.001}{2} \sqrt{\frac{400\pi \times 10^{-9}}{7.08 \times 10^{-10}}} + j(2\pi \times 30 \times 10^6) \sqrt{400\pi \times 10^{-9} (7.08 \times 10^{-10})}$$

$$Y_1 = 0.021 + 5.63j = 5.63 \angle 89.70^\circ$$

$$\left| \frac{Y_0}{Y_1} \right| = \frac{0.6286}{5.63} = 0.12$$

$$F(p) = 1 + 0.12 (250/10)^{1/2} \pi = 2.8$$

$$e^{-\beta_1 n} = e^{-\alpha n} = e^{0.021(10)} = 0.8105$$

el factor  $e^{-j\beta_0 p}$  nos relaciona la fase de las ondas y por el momento solo nos interesan las magnitudes.

$$|E_z| = \frac{\pi(0.007)^2 I_0 120 \pi (0.6286)^2}{2\pi(250)} (0.12)(2.88)(0.8105) \quad \text{V/m}$$

$$|E_z| = 4.089 \times 10^6 (I_0) \quad \text{V/m}$$

Se requiere un voltaje inducido en la antena de 5  $\mu$ V. Utilizando la expresión (5) del capítulo 2 y el valor de Ez determinamos I<sub>0</sub>.

$$V_{oc} = \frac{2 \pi N A E z}{\lambda} \quad V$$

la antena receptora tiene  $N=14$  vueltas y el area del cuadrado que nos forma es  $A = 0.25$  metros cuadrados.

Como la antena tiene una ganancia de 20 dB y se tiene una sensibilidad de  $5 \mu V$ ,

$$5 \mu V = \frac{2 \pi (14) (0.25) I_o (4.089 \times 10^{-6})}{10} \quad \mu V$$

$$I_o \text{ rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{5 \times 10^{-6}}{2 \pi (14) (0.25) (4.089 \times 10^{-6})} = 0.0393 \text{ A}$$

considerando  $s_{win}$  simétrico, la corriente pico es igual a  $I_o$  máximo.  $I_{pk} = \sqrt{2} \cdot I_o \text{ rms}$

$$\begin{aligned} I_o \text{ rms} &= 39.3 \text{ mA.} \\ I_{pk} &= 55.5 \text{ mA.} \end{aligned}$$

Si se quiere disminuir la magnitud de la corriente se debe mejorar la sensibilidad del equipo receptor ó la ganancia de la antena receptora. Una forma de incrementar la ganancia es aumentar el número de vueltas en la estructura de cuadro.

## CAPITULO 6

### ANALISIS DEL CIRCUITO ELECTRICO

6.1 OSCILADOR DE ALTA FRECUENCIA

6.2 MODULADOR

6.3 FUENTE DE ALIMENTACION



## Capítulo 6. análisis del circuito eléctrico

### Introducción

Este capítulo únicamente comprende el análisis eléctrico del circuito transmisor, dejando el cálculo de diseño y el encapsulado de este en capítulos posteriores. En los cálculos del diseño eléctrico se parte de datos del receptor y de los cálculos de propagación, realizados en capítulos anteriores. El diagrama a bloques del circuito eléctrico del transmisor se muestra en la siguiente figura.

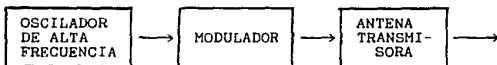


Figura 1. Diagrama a bloques del transmisor

El oscilador de alta frecuencia establece la frecuencia portadora. Como se requiere una buena estabilidad de frecuencia para mantener el transmisor en la frecuencia asignada, el oscilador se controla por un cristal de cuarzo. La configuración utilizada para el oscilador es la llamada "oscilador Pierce". El modulador combina los componentes de frecuencia moduladora y portadora, la modulación utilizada es la llamada modulación en amplitud. En el modulador se tiene una señal moduladora con un multivibrador astable (modo secuencial Toggle), el cual genera un tren de pulsos que realiza la función de encendido-apagado del circuito oscilador de alta frecuencia. El tren de pulsos se puede realizar a frecuencias diferentes, de esta manera se pueden usar varios transmisores a la misma frecuencia del oscilador. La antena de transmisión convierte la energía de RF en una onda electromagnética.

## 6.1 Oscilador de alta frecuencia

### 6.1.1 Conceptos básicos

#### Definición de un oscilador

Un oscilador es un dispositivo para producir potencia en corriente alterna, la frecuencia de salida es determinada por las características del dispositivo. en la figura 6.1 la potencia de entrada  $P_i$  a la frecuencia  $F_i$  es alimentada al dispositivo, el cual entrega la potencia de salida  $P_o$  a la frecuencia  $F_o$ . Si  $F_o$  no está correlacionada a  $F_i$ , entonces el dispositivo es un oscilador. Usualmente  $P_i$  es potencia de corriente directa; pero no es una condición necesaria. Un oscilador armónico es un oscilador que produce una oscilación de onda casi-senoidal, la frecuencia del cual es principalmente determinada por dos tipos de elementos almacenadores de energía, los inductores y los capacitores o su equivalente; por ejemplo, los resonadores de cristal.



Figura 6.1 Diagrama a bloques de un oscilador

#### Criterios para oscilación

Básicamente, un oscilador de onda senoidal es un circuito que, mediante amplificación y retroalimentación, genera una salida sinusoidal. Si la señal de retroalimentación es mayor que la entrada y está en fase con ella, se iniciarán las oscilaciones y crecerán en amplitud, hasta que la saturación reduzca la ganancia alrededor del bucle de retroalimentación a la unidad. Por lo anterior, el primer criterio es que un circuito oscilará cuando exista una trayectoria de retroalimentación que proporcione al menos una ganancia de bucle unitaria, con desplazamiento de fase nulo.

## Clasificación de los osciladores

Dado que el campo de diseño de osciladores tiene una larga historia, hay muchas configuraciones de circuito y muchas formas de clasificación, como se podrá notar en las formas de clasificación dadas a continuación.

- 1.- Por rango de frecuencia.
- 2.- Por rango de potencia de salida.
- 3.- Por función; por ejemplo, la frecuencia puede ser fácilmente modulada o cambiada por un voltaje aplicado en forma externa.
- 4.- Por el número de dispositivos activos; por ejemplo, un solo transistor donde el mismo transistor provee la amplificación y la limitación.
- 5.- Por la manera en que su frecuencia es estabilizada por los cambios en el medio ambiente, por ejemplo oven controlled.
- 6.- Por la manera de limitación; por ejemplo, auto-limitación, y control automático de nivel.
- 7.- Por el grado de estabilidad de frecuencia; por ejemplo, moderada, alta.
- 8.- Por el nombre del circuito; por ejemplo oscilador Colpitts, oscilador Pierce, oscilador Buttlar, etcétera.
- 9.- Por el tipo de elementos de circuito los cuales determinan en gran manera la frecuencia; por ejemplo, L-C, cristal.
- 10.- Por la forma en que el elemento que genera la señal, el transistor, está a potencial de tierra; por ejemplo, emisor común, base común, etcétera.

## Nombres de circuitos osciladores

Durante la historia de desarrollo del circuito oscilador, los nombres dados para varios circuitos fueron generalmente el nombre de la persona que originó el circuito, como el oscilador Pierce, oscilador Hartley y otros. En otras ocasiones el nombre es descriptivo del circuito; por ejemplo, placa sintonizada, oscilador de rejilla sintonizada. Sin embargo, durante el paso del tiempo, los nombres han variado.

### Especificaciones del oscilador

Se deben considerar las siguientes especificaciones para cada aplicación particular del oscilador a diseñar.

- 1.- Frecuencia de operación.
- 2.- Estabilidad de la frecuencia.
- 3.- Desempeño de envejecimiento a largo plazo.
- 4.- Amplitud de salida.
- 5.- Estabilidad de amplitud.
- 6.- Variación de la frecuencia con la temperatura.
- 7.- Dimensiones y configuración.

### 6.1.2 Teoría de redes

#### Definiciones básicas y relaciones

Aquí se dan las diferentes formas en que se puede expresar la impedancia, sin hacer un análisis profundo de la teoría de redes; se pretende dar un resumen.

$$\text{notación rectangular} \quad Z = R + jX \quad (1)$$

$$\text{notación polar} \quad Z = |Z|e^{j\theta} \quad (2)$$

donde:

$$R = |Z|\cos\theta \quad (3)$$

$$X = |Z|\sin\theta$$

$$|Z| = \sqrt{X^2 + R^2} \quad (4)$$

$$Y = 1/Z = G + jB \quad (5)$$

relaciones derivadas de (2), (3) y (5)

$$Y = \frac{e^{-j\theta}}{|Z|} = |Y|e^{-j\theta} \quad (6)$$

$$G = \cos\theta/|Z|$$

$$B = -\sin\theta/|Z| \quad (7)$$

y de (3)

$$G = R/|Z|^2$$

$$B = -X/|Z|^2 \quad (8)$$

donde:

Z = impedancia,

R = parte real de la impedancia y es conocida como resistencia,

X = parte imaginaria de la impedancia y se conoce como reactancia,

Y = al recíproco de la impedancia y es conocido como admitancia,

G = es la parte real de la admitancia y es conocida como conductancia,

B = es la parte imaginaria de la admitancia y es conocida como susceptancia.

La figura 6.2 muestra el diagrama esquemático de Z y Y en la forma rectangular. El diagrama esquemático para la forma polar no existe, por ser un concepto matemático.

Si se transforma la forma  $R + jX$ , usando los siguientes regímenes operacionales, se tiene:

$$\underline{X} = jX \quad (9)$$

$$\sum_A X_B = - X_A X_B \quad (10)$$

$$\frac{\sum_A}{\sum_B} = \frac{X_A}{X_B} \quad (11)$$

se puede notar que  $X_n$  incluye su signo.

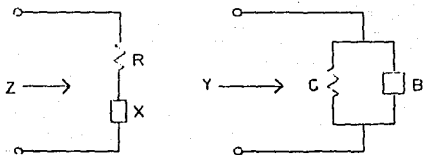


Figura 6.2 Representación esquemática de Z y Y.

### 6.1.3 Configuraciones básicas de osciladores

Considerando las configuraciones básicas de osciladores conviene agrupar los modelos de osciladores. Hay dos modelos populares diferentes, el de resistencia/conductancia negativa y el modelo de oscilador retroalimentado, ambos resultan ser el mismo modelo para dispositivos activos de tres terminales, y son válidos también para circuitos no lineales.

#### 1) Modelos de resistencia/conductancia negativa.

La figura 6.3 nos muestra el modelo de oscilador de resistencia negativa.  $R_g$  es una resistencia negativa, la cual disminuye a medida que la amplitud de la señal se incrementa. Inicialmente a pequeñas amplitudes  $R_g > R_L$ . En cuanto la amplitud se incrementa  $R_g$  disminuye hasta que  $R_g = R_L$ . El oscilador está entonces en equilibrio y considera que la frecuencia de operación a la cual  $X_g + X_L = 0$ . Esto es:

$$R_g = -R_L \quad (12)$$

$$X_g = -X_L \quad (13)$$

La figura 6.4 muestra la versión dual del modelo de la figura 6.3. En esta figura,  $G_g$  es una conductancia negativa, su valor absoluto disminuye en cuanto la amplitud de la señal se incrementa. Cuando  $G_g$  alcanza a  $G_L$ , el oscilador está en equilibrio y se considera la frecuencia cuando  $B_g + B_L = 0$ , de manera que las ecuaciones en equilibrio llegan a ser de la siguiente manera.

$$G_g = -G_L \quad (14)$$

$$B_g = -B_L \quad (15)$$

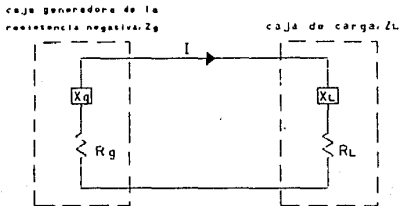


Figura 6.3 Modelo de oscilador de resistencia negativa.

En un oscilador, no importan que componentes se coloquen en las cajas  $g$  y  $L$ , los valores de los componentes real e imaginaria de la inmitancia cambian, pero las ecuaciones (12), (13), (14), y (15) siempre serán válidas.

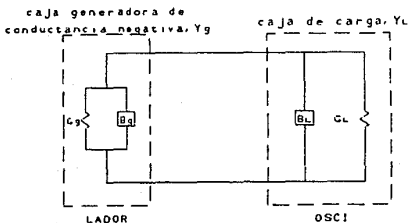


Figura 6.4. Modelo de oscilador de conductancia negativa.

Los modelos son muy simples y no dan información suficiente para el diseño de osciladores incluyendo los valores de amplitud, considerando que el comportamiento de  $Z_g$  o  $Y_g$  es conocido.

A continuación se consideran algunas configuraciones especiales de las cajas  $g$  y  $L$ .

- 1 Los componentes pasivos, los cuales tienen máximos valores de  $dB/df$ , son puestos en la caja  $L$  y los componentes restantes en la caja  $g$ . Las ecuaciones (14) y (15) son válidas. Por definición, en este arreglo, la caja  $g$  es llamada la "lador" y la caja  $L$  la "osci". Obviamente cuando las dos cajas son conectadas se crea un oscilador.
- 2 Otra configuración que parece trivial, pero en realidad es muy importante, es donde todos los componentes son puestos en la caja  $g$ . Entonces  $Y_g = 0$  de las ecuaciones (14) y (15), (véase la figura 6.5a).
- 3 Ahora se considera la red  $Y$  de dos puertos en la figura 6.5b. Si existe un voltaje a través de las terminales 1 y 1' entonces, por definición, la red es un oscilador, dado que no tiene señal de entrada, sólo de salida. La carga del oscilador normalmente conectada al puerto 2 ha sido incorporada entre la red.



Obviamente la red ( $Y_a$ ) es la misma que la de la caja ( $g$ ) en la figura 6.5a y, por lo tanto

$$Y_{11a} = Y_g = 0 \quad (16)$$

Dado que  $Y_{11a} = 0$  y  $Y_{12a} = 0$

$$0 = Y_{11a} - \frac{Y_{12a}Y_{21a}}{Y_{22a}} \quad (17)$$

$$0 = Y_{11a}Y_{22a} - Y_{12a}Y_{21a} \quad (18)$$

también

$$0 = Y_a \quad (19)$$

donde  $Y_a$  es el determinante de la red ( $Y_a$ ).

Esta ecuación es importante dado que da las condiciones necesarias para la oscilación para un tipo de red ( $Y_a$ ).

Los transistores de unijuntura, los diodos túnel y gun, y ciertas combinaciones de dos o más transistores son capaces de absorber potencia en d.c., y convertir parte de ella en salida sinusoidal. Por lo que estos dispositivos exhiben una resistencia negativa.

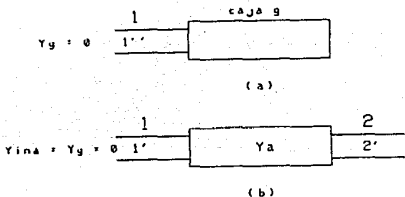


Figura 6.5. Representación del oscilador de dos puertos. (a) Modelo de conductancia negativa donde todos los componentes están en la caja  $g$ . (b) red equivalente de dos puertos de la caja  $g$ .

ii) El modelo de oscilador retroalimentado

La figura 6.6a muestra la forma de un modelo de oscilador retroalimentado llamado modelo Y. En este modelo, A es un amplificador de ganancia variable,  $|A| \angle \theta_A$  y  $\beta$  es la red de retroalimentación y tiene la función de transferencia  $|\beta| \angle \theta_\beta$ . Ambas A y  $\beta$  son funciones de la frecuencia de operación f. En general  $\partial \theta_\beta / \partial f$  es muy grande en osciladores estables.

La figura 6.6b muestra el principio para calcular la ganancia de lazo abierto.

$$A_L = \frac{V_1'}{V_1} = A\beta$$

cuando el interruptor está en la posición 1

Cuando  $|A_L| > 1$  y  $\theta_{A_L} \approx 0$  o  $2\pi n$ , donde n es un entero, el sistema oscilará cuando el interruptor se transfiera a la posición 2 dado que  $V_1'$  es la misma que  $V_1$ . El lazo es cerrado y

$$A\beta = 1$$

$$\theta_A + \theta_\beta = 0 \quad \text{o} \quad 2\pi n$$

donde n es un entero. en coordenadas rectangulares:

$$\text{Re}(A\beta) = 1$$

$$\text{Im}(A\beta) = 0$$

A la reducción de  $(A\beta)$  que ocurre se le llama el proceso de limitación; es conveniente hacer  $(A_L)$  el valor de señal pequeña el cual, por supuesto, es siempre más grande en osciladores prácticos, que el valor de señal grande.

Si se incorpora la carga entre el amplificador y la carga combinada y el amplificador mostrado como  $(Y_A)$  (véase figura 6.6c), la red  $(\beta)$  ahora es  $(Y_\beta)$ .

$(Y_\beta)$  y  $(Y_A)$  entonces se combinan entre  $(Y_C)$ . De esta manera, este modelo ha sido convertido en el modelo de conductancia negativa.

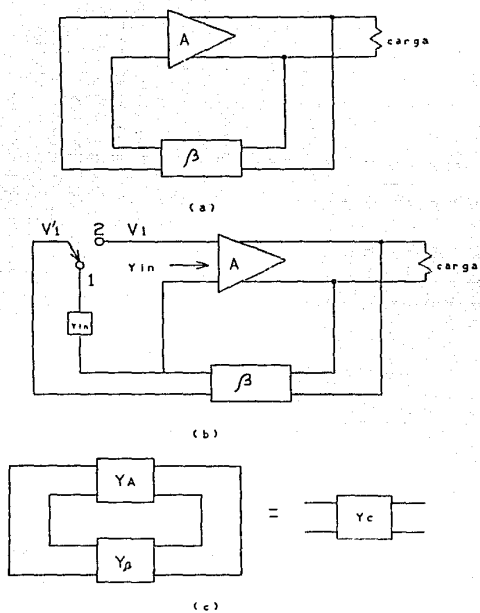


Figura 6.6. Modelo de oscilador retroalimentado. (a) Modelo básico, (b) Modelo para calcular  $A_v$ . (c) Transformación de (a) en una red de dos puertos  $Y_c$ .

#### 6.1.4 Aplicación de transistores al circuito oscilador

Se hace una breve revisión del modelo PI híbrido del transistor para el análisis y diseño del oscilador, y se describen las aproximaciones y simplificaciones necesarias para una manipulación matemática relativamente simple.

Los modelos tienen un buen comportamiento a bajas frecuencias de operación, pero al aumentar la frecuencia de operación empiezan a ser menos exactos hasta que llegan a ser casi inservibles.

Un parámetro que tiene mucha influencia en la precisión de los modelos es la corriente de emisor en dc, ( $I_E$ ). A medida que ésta se incrementa, la precisión de los modelos disminuye.

El modelo PI híbrido de señal pequeña emisor común del transistor bipolar.

Los dispositivos activos se sustituyen generalmente por modelos adecuados, basados en el supuesto de operación lineal.

Para el transistor bipolar (BJT), el modelo pi-híbrido de la figura 6.7 es útil hasta alrededor de  $f_T/5$ , donde  $f_T$  es la frecuencia de transición la cual es especificada por el fabricante. Por ejemplo la  $f_{Tmax}$  para el transistor 2N2222 es de 300 MHz, por lo que para 30 MHz es útil este modelo.

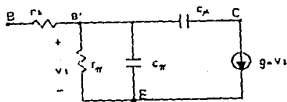


Figura 6.7

Para el modelo de la figura 6.7 se tienen las siguientes relaciones:

$$g_m = \frac{qI_c}{KT} = \frac{1}{r_e} \approx 40I_{cQ} \quad (20)$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_0}{g_m} \quad (21)$$

$$C_{\mu} \approx C_{ob} \approx C_c$$

$$\beta_0 = h_{fe} \text{ a baja frecuencia}$$

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{\omega_T} - C_{\mu} \quad (22)$$

$r_b$  se puede despreciar.

Usando la aproximación de Miller se obtiene el circuito equivalente mostrado en la figura 6.8.

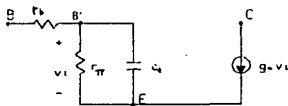


Figura 6.8

donde:

$$C_t = C_{\pi} + C_M \quad (23)$$

$$C_M = (1 + g_m R_L) C_{\mu} \quad (24)$$

$C_M$  es la capacitancia de Miller.

El JFET

En la tabla 6.1 se resumen las principales diferencias para la conexión emisor/source común para transistores a bajas y medias frecuencias.

El transistor bipolar solo requiere conocimientos de la  $\beta_0$ ,  $f_T$ , y la relación de disipación de potencia para ser casi completamente especificado, sin embargo, el JFET requiere del conocimiento de más parámetros.

Como se muestra en la tabla 6.1, el  $g_m$  del JFET es mucho más pequeño que el del transistor bipolar, por esto, el JFET se usa principalmente en aplicaciones en las que la alta impedancia de entrada del JFET es ventajosa.

Otra propiedad importante del JFET es su nivel de ruido relativamente bajo.

Tabla 6.1

PARAMETRO O CARACTERISTICA	BIPOLAR señal grande	JFET región de estrangulamiento	VALORES TIPICOS a $I_c/D = 5 \text{ mA}$	
			BIPOLAR	JFET
relación ideal				
$i_{c/s}$ vs $V_{c/s}$	exponencial	ley cuadrada		
$g_i$ de señal pequeña	grande, proporcional a $I_c$	muy pequeña	2 m $\mu$	<0.001 m $\mu$
$g_t = g_m$ de señal pequeña	grande, proporcional a $I_c$	pequeña	200 m $\mu$	5 m $\mu$
$C_i$ de señal pequeña	proporcional a $I_c$	ligeramente en función de $I_b$	35 pF	4 pF

### 6.1.5 Resonadores piezoelétricos

El cuarzo y algunos compuestos cristalinos exhiben un efecto piezoeléctrico, esto es, hay una relación entre una deformación mecánica a lo largo de un eje del cristal, y la aparición de un potencial eléctrico a lo largo del otro eje ( y viceversa ). Un cristal de cuarzo es una pequeña pieza fina de cuarzo con dos superficies opuestas metalizadas para hacer conexiones eléctricas.

La deformación de un cristal separará las cargas y dará lugar a un voltaje, inversamente un voltaje deformará al cristal. Si el voltaje aplicado es senoidal con frecuencia variable, el cristal oscilará mecánicamente, exhibiendo un cierto número de frecuencias de resonancia. Cerca de una resonancia, un cristal oscilante tiene las características terminales de una red LC con un factor de calidad "Q" muy alto. En sí, el cristal puede sustituir parte de la red que determina la frecuencia en un oscilador y mejorar considerablemente la estabilidad de la frecuencia de oscilación.

Aunque hay muchos cortes de cristales, a altas frecuencias (arriba de 1 MHz), el más comúnmente usado es el corte AT. Un corte AT de cristal es una pieza delgada de cuarzo con dos superficies paralelas. Las conexiones eléctricas se hacen en el cristal metalizando las dos caras paralelas en los lados opuestos del cristal. La frecuencia de resonancia del cristal es inversamente proporcional al grosor del cristal entre estas dos superficies metalizadas, el cristal AT se mueve en forma lateral y cortante como se muestra en la figura 6.9.

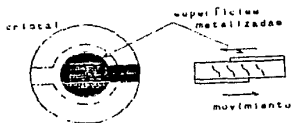


Figura 6.9.

La mayoría de los encapsulados de cristal son diseñados por números-HC (Holder,Cristal), en la figura 6.10 se muestra un encapsulado de cristal muy popular en la versión pin HC-25/U las dimensiones están en milímetros; este encapsulado se usa normalmente en el rango de frecuencias de 10 a 200 Mhz.

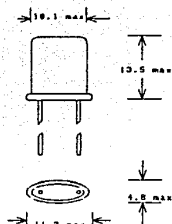


Figura 8.10.

los resonadores piezoeléctricos se distinguen por:

- material: cuarzo, cerámica piezoeléctrica, etc.,
- tipo de producción: cuarzo natural o sintético,
- corte del cristal (orientación): los cortes populares son designados por nombres tales como AT, BT, SC, etc.,
- geometría del resonador y dimensiones,
- tipo de vibración: cortante, de expansión, flexionante, etc.; éstas pueden resultar en combinación,
- sobretono (armónica) de operación.

El símbolo para un resonador de cristal es el que se muestra en la figura 6.11. En aplicaciones de precisión, el contenedor metálico, el cable de conexión y los soportes, requieren que el resonador sea tratado como un dispositivo de dos puertos. Así el circuito completo equivalente, válido en el rango de VHF, es el mostrado en la figura 6.12a e incluye elementos asociados como los soportes ( $R_h$ ,  $L_h$ ), encapsulado, las aproximaciones del cable de conexión ( $C_d$ ,  $R_d$ ) y la capacitancia del electrodo-contenedor ( $C_{b1}$ ,  $C_{b2}$ ,  $C_c$ ).

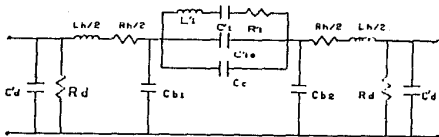
La porción del vibrador del cristal es representado en la vecindad de una sola resonancia por los elementos  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $R_1$ , y  $L_1$ , donde  $R_d$  y  $R_h$  son despreciadas. Por manipulación de redes, el circuito completo se puede reducir al mostrado en la figura 6.12b, con los valores de los elementos modificados por la transformación. Los rangos de los capacitores  $C_{d1}$  y  $C_{d2}$  son desde una fracción de picofaradio a unos cuantos picofaradios; por lo



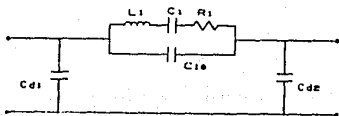
general son iguales por simetría de fabricación. Dependiendo del método de utilización del cristal, la presencia de estos capacitores influirán en el comportamiento del resonador. Si el encapsulado es metálico y aterrizado en un extremo,  $C_{10}$  se incrementa; los capacitores en paralelo serán sumados con los elementos del circuito externo. De esta forma se llega al circuito de cuatro elementos de la figura 6.12c.



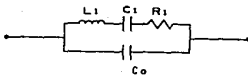
Figura 6.11 Símbolo para un resonador de cristal.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.12 Circuito eléctrico equivalente de un resonador de cristal.

ESTA TESIS  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

Es poca la diferencia en la construcción de un cristal de resonancia serie y un cristal de resonancia paralelo, los cuales son manufacturados exactamente igual. La diferencia entre ellos es que la frecuencia resonante serie del cristal resonante paralelo es establecida a 100 ppm (partes por millon) menor que la frecuencia de operación. La resonancia paralelo significa que una pequeña capacitancia de 32 pf podría ponerse a través de las terminales del cristal para obtener la frecuencia de operación. Esto supone que la carga externa a través de las terminales del cristal tiene una alta impedancia. Si la carga externa a través de las terminales del cristal tiene una baja impedancia, entonces la resonancia paralelo significa que una pequeña capacitancia de 32 pf debería ser puesta en serie con el cristal y una carga de baja impedancia para obtener la frecuencia de operación.

### 6.1.6 Respuesta del cristal a una entrada escalón

La mayoría de los circuitos osciladores a resonancia serie exhiben una onda cuadrada de voltaje a través del cristal y muestrean la corriente a través del cristal por medio de una resistencia en serie. La señal de corriente es alimentada en la entrada del amplificador, la relación entre el voltaje a través del cristal y la corriente a través del amplificador es importante para entender como el circuito oscilador resonante serie trabaja. Esto puede entenderse observando como el cristal responde a una entrada escalón y extendiendo esto a una entrada escalón inversa periodica, es decir, una onda cuadrada.

Un circuito equivalente simplificado para el cristal a su resonancia serie fundamental es la red RLC serie, como se muestra en la figura 6.14a, la capacitancia del cristal  $C_0$  es ignorada porque aquí una corriente muestreando la resistencia  $R_{ext}$  es puesta en serie con el cristal, y el voltaje es manejado por una entrada escalón de voltaje  $E_i$ . Por simplicidad, las dos resistencias en serie  $R_s$  y  $R_{ext}$  son combinadas en una  $R$ . La relación entre el voltaje aplicado y corriente resultante en el cristal está dada por la transformada de Laplace.

$$\bar{G}(s) = \frac{\bar{e}_i(s)}{i(s)} = \frac{Ls^2 + Rs + 1/C}{s}$$

Para una entrada de voltaje escalón

$$\bar{e}_i(s) = 1/s$$

Usando la transformada inversa, la respuesta transitoria para el voltaje de salida a través de  $R_{ext}$  sería:

$$E_o(t) = i(t)R_{ext} = \frac{R_{ext} e^{-\gamma/(2RL)} \text{sen}[\sqrt{C/L - 1/(4R^2 L^2)} t]}{\sqrt{C/L - 1/(4R^2 L^2)}}$$

Lo significativo de esta ecuación es que la corriente a través del cristal es una onda senoidal amortiguada y desfasada, tal que, su punto de inicio a la posición de ángulo de fase  $0^\circ$  es coincidente en el tiempo con el inicio de la entrada escalón como se muestra en la figura 6.14b. Si la entrada escalón es inversa, cada vez que la onda de corriente senoidal va de cero a  $180^\circ$  y  $360^\circ$ , la exponencial decae en el periodo de descenso, y la respuesta transitoria llega a la respuesta de estado estable. La relación de fase entre la onda cuadrada de voltaje de entrada y la onda senoidal de salida de corriente entonces llegan a ser como se muestra en la figura 6.14c; nótese que no hay cambio de fase entre ellas. Si la onda senoidal de corriente del cristal es alimentada en un amplificador con suficiente ganancia, tal que la salida del amplificador se sature y haga una onda cuadrada, esta

### 6.1.7 Circuitos osciladores con transistores.

En la tabla 6.2 se muestra en forma resumida el desempeño de circuitos osciladores de transistores discretos. El circuito utilizado en el transmisor es un circuito oscilador Pierce, ya que es muy recomendado por su excelente desempeño y porque es ampliamente recomendado en la bibliografía consultada.

Tabla 6.2

CIRCUITO	RANGO DE FRECUENCIA USUAL (*)	FORMA DE ONDA OBTENIDA	DESEMPEÑO TOTAL	OBSERVACIONES
MILLER-FET	1KHz-20MHz	BUENA	POBRE	NO RECOMENDADO
MILLER-TRANSISTOR	500KHz-20MHz	POBRE	POBRE	NO RECOMENDADO
COLPITTS-FET RC	1KHz-10MHz	BUENA	BUENO	TIENE POCOS COMPONENTES
COLPITTS-FET LC	1KHz-10MHz	REGULAR	BUENO	USUAL PARA ARMONICAS
COLPITTS-TRANSISTOR, RC	200KHz-20MHz	REGULAR	REGULAR	TIENE POCOS COMPONENTES
COLPITTS-TRANSISTOR, LC	200KHz-20MHz	REGULAR	REGULAR	USUAL PARA ARMONICAS
CARGA DE BAJA CAPACITANCIA	100KHz-10MHz	REGULAR	BUENO	
CARGA DE ALTA RESISTENCIA	100KHz-10MHz	REGULAR	REGULAR	
TRANSISTOR DE BASE COMUN	1KHz-20MHz	MUY BUENA	MUY BUENO	
GATE-COMUN FET	100KHz-1MHz	MUY BUENA	MUY BUENO	
PIERCE	1KHz-20MHz	MUY BUENA	MUY BUENO	RECOMENDADO
EMISOR ACOP-LADO	100KHz-20MHz	BUENA	BUENO	TIENE MUCHOS COMPONENTES
MEACHAM MODIFICADO	1KHz-20MHz	BUENA	BUENO	BUENA ESTABILIDAD A CORTO PLAZO

(\*) A su primera armónica

### 6.1.8 El oscilador Pierce

El circuito oscilador Pierce es como el mostrado en la figura 6.15. Trabaja a cualquier frecuencia comprendida entre 1 KHz y 200 MHz y Tiene muy buena estabilidad a corto plazo. El circuito provee una buena señal de salida y, simultáneamente, maneja el cristal a un nivel de potencia bajo. Su inmunidad al ruido es alta.

La desventaja que presenta el Pierce es que necesita una ganancia del amplificador relativamente alta para compensar las pérdidas en la circuitería que rodea al cristal.

Este circuito presenta mucha similitud con el circuito oscilador Colpitts por lo que se utilizan ecuaciones matemáticas similares para interpretar ambos circuitos.

Como el cristal oscila a su tercera armónica se requiere un circuito tanque L-C sintonizado a la frecuencia de operación, en este caso a 30 MHz.

Para el diseño del oscilador Pierce mostrado en la figura 6.15, primero se hace el análisis en d.c. para tener una adecuada polarización del transistor bipolar. se puede con ayuda del modelo pi-híbrido hacer el análisis en a.c. como se muestra en la figura 6.16. Despreciando  $r_b$ , y por el efecto Miller mostrado en la sección 6.1.4, el circuito de la figura 6.16 se muestra nuevamente en la figura 6.17; en donde  $C_M$  es la capacitancia de Miller. En la figura 6.18 se muestra una simplificación del circuito 6.17, en donde  $R_1$  es el valor de la resistencia paralelo de  $R_B$  y  $r_{\pi}$  y  $C_1$  es la capacitancia paralelo de  $C_b$ ,  $C_{\pi}$  y  $C_M$ . En la figura 6.19 se muestra el circuito Pierce totalmente simplificado con tres impedancias que contienen en forma simplificada la contribución de todos los componentes utilizados en este oscilador.

A partir del circuito de la figura 6.19, se pueden establecer las condiciones para tener oscilación, las cuales son una ganancia de lazo mayor que 1 y un cambio de fase en el lazo nulo; lo cual se cumple con las siguientes ecuaciones.

$$|A_{Lo}| = g_{m0} \frac{|Z_1||Z_2|}{Z_s} > 1 \quad (25)$$

donde

$$Z_s = Z_1 + Z_2 + Z_3$$

$$\theta_{z_1} + \theta_{z_2} + \theta_{z_3} \approx -\pi \quad (26)$$

en el estado estable de oscilación

$$AL = 1$$

con lo que

$$|Z_3| = g_m |Z_1| |Z_2|$$

$$\theta_{Z_3} = 0 \quad \text{o} \quad 2n\pi$$

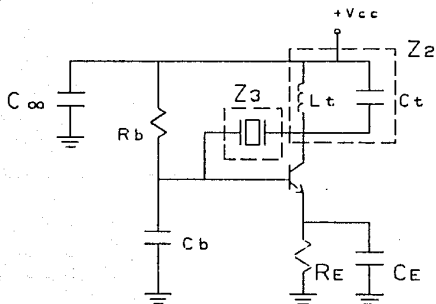


Figura 6.15

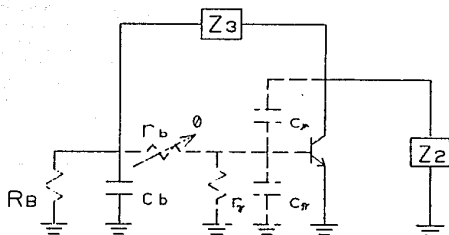


Figura 6.16

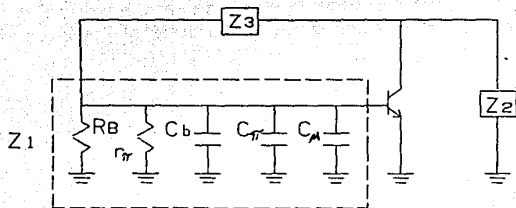


Figura 6.17

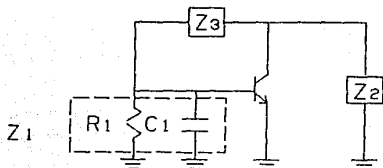


Figura 6.18

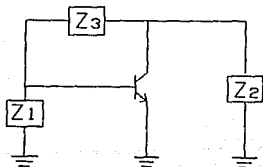


Figura 6.19

## 6.2 Modulador

### 6.2.1 Introducción

La modulación es un proceso mediante el cual el contenido de información de una señal de audio, video o de datos se transfiere a una onda portadora antes de transmitirse.

El modulador se puede representar como se muestra en la figura 6.20, en donde la señal portadora es una onda senoidal de 30 MHz que se obtiene del oscilador de alta frecuencia. La señal moduladora es un tren de pulsos que se obtiene de un multivibrador astable.

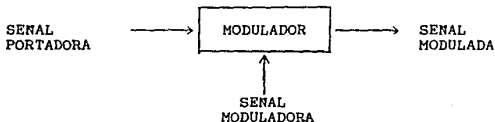
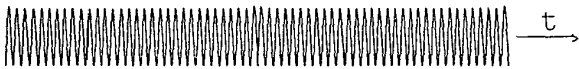


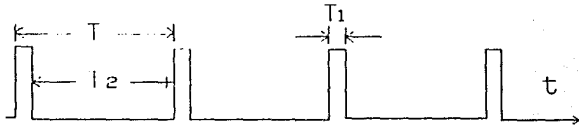
Figura 6.20. Modulador

En la figura 6.21 se muestran las señales de la figura 6.20 en función del tiempo.

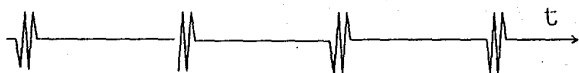




senal portadora  $f:30$  MHz



senal moduladora  $T:2$  seg



senal modulada

Figura 6.21. Señales en el proceso de modulación.

### 6.2.2 Señal moduladora

Como se mencionó anteriormente, la señal moduladora es una señal determinística generada por un multivibrador astable del cual se muestra su diagrama eléctrico en la figura 6.22.

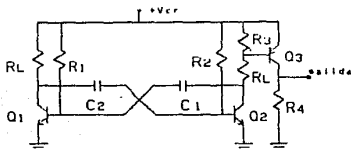


Figura 6.22. Multivibrador astable.

El circuito de la figura 6.22 se analizará en dos partes, la primera será la que conforma un multivibrador astable, con una forma de onda que no presenta pulsos sino curvas exponenciales. La segunda consiste en la incorporación de un transistor PNP que opera en la región de corte (OFF) y en la región de saturación (ON), con lo que se obtienen los pulsos que requerimos en la resistencia R4.

En la figura 6.23a se muestra el multivibrador astable de las curvas exponenciales. En la figura 6.23b se muestra el acoplamiento desde el colector de Q<sub>1</sub> en la región activa a la base de Q<sub>2</sub> en corte, y en la figura 6.23c se muestra el acoplamiento del colector del transistor Q<sub>1</sub> en corte a la base de Q<sub>2</sub> en la región activa.

Las formas de onda obtenidas en la base y el colector del transistor Q<sub>2</sub> son las mostradas en la figura 6.24, las del transistor Q<sub>1</sub> son idénticas pero desplazadas por un medio período.

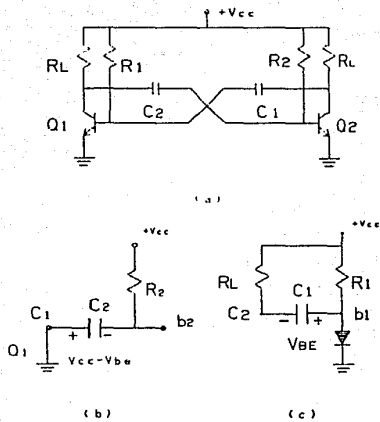


Figura 6.23

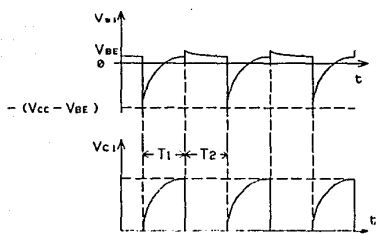


Figura 6.24. Formas de onda del multivibrador.

De la figura 6.24 se pueden determinar las ecuaciones de los tiempos  $T_1$  y  $T_2$ , los cuales son:

$$T_1 = R_1 C_1 L_n \frac{V_{cc} + (V_{cc} - V_{BE})}{V_{cc} - V_{BE}} \quad (27)$$

$$T_2 = R_2 C_2 L_n \frac{V_{cc} + (V_{cc} - V_{BE})}{V_{cc} - V_{BE}} \quad (28)$$

$$T = T_1 + T_2 \quad (29)$$

$$f = 1/T \quad (30)$$

$$D = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{T_1}{T} \quad (31)$$

En estas ecuaciones  $T$  es el período en segundos,  $f$  es la frecuencia en Hz, y  $D$  es el ciclo de trabajo.

Agregando el transistor PNP  $Q_3$  se obtiene una señal cuadrada como se muestra en la figura 6.25b, esto se hace porque la energía en la región sombreada en la figura 6.25a es desperdiciada.

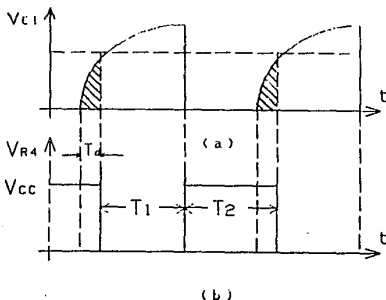


Figura 6.25

Para obtener  $T_d$  se hace un análisis de corriente en el capacitor  $C_1$ , este componente hace que el transistor opere en corte o en saturación. para esto se recurre al circuito de la figura 6.23c, donde tenemos que:

$$V_{b1} + R_{L1} i_{c1} + V_{c1} = V_{cc}$$

En esta ecuación  $i_{c1}$  y  $V_{c1}$  son la corriente y el voltaje a través del capacitor  $C_1$  respectivamente.

$$V_{b1} + R_{L1} C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} + V_{c1} = V_{cc}$$

$$\frac{dV_{c1}}{dt} + \frac{V_{c1}}{R_{L1} C_1} = \frac{V_{cc} - V_{b1}}{R_{L1} C_1} \quad (32)$$

para la solución homogénea

$$\frac{dV_{c1}}{dt} + \frac{1}{R_{L1} C_1} V_{c1} = 0$$

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = - \frac{V_{c1}}{R_{L1} C_1}$$

$$\int \frac{dV_{c1}}{V_{c1}} = - \frac{1}{R_{L1} C_1} \int dt$$

$$\ln V_{c1} = - \frac{1}{R_{L1} C_1} t + K$$

$$V_{c1} = K_1 e^{-t/R_{L1} C_1}$$

para obtener la solución total

$$V_{c1} = V_1(t) e^{-t/R_{L1} C_1}$$

de la ecuación (32)

$$e^{-t/R_{L1} C_1} \frac{dV_1(t)}{dt} - \frac{1}{R_{L1} C_1} e^{-t/R_{L1} C_1} V_1(t) + \frac{1}{R_{L1} C_1} V_1(t) e^{-t/R_{L1} C_1} = \frac{V_{cc} - V_{b1}}{R_{L1} C_1}$$

$$\frac{dV_1(t)}{dt} = \frac{V_{cc} - V_{b1}}{R_{L1} C_1} e^{t/R_{L1} C_1}$$

$$\int dV_1(t) = \frac{V_{cc} - V_{b1}}{RLC_1} \int e^{t/RLC_1} dt$$

$$V_1(t) = \left( \frac{V_{cc} - V_{b1}}{RLC_1} \right) / \left( \frac{1}{RLC_1} \right) e^{t/RLC_1} + K$$

entonces  $V_{c1} = [(V_{cc} - V_{b1}) e^{t/RLC_1} + K_2] e^{-t/RLC_1}$

$$V_{c1} = V_{cc} - V_{b1} + K_2 e^{-t/RLC_1}$$

en  $t = 0$   $V_{c1} = -V_{BE}$ , por lo que.

$$V_{c1} = V_{cc} - V_{b1} + K_2 = -V_{BE}$$

$$\text{como } V_{b1} = V_{BE}$$

$$K_2 = -V_{cc}$$

$$V_{c1} = V_{cc} (1 - e^{-t/RLC_1}) - V_{BE} \quad (33)$$

Para evitar confusiones,  $V_{c1}$  será aquí el voltaje del colector del transistor  $Q_1$ ,  $V_{c1}$  será el voltaje a través del capacitor  $C_1$  e  $i_{c1}$  será la corriente a través del capacitor  $C_1$ .

entonces  $V_{c2} = V_{BE} + V_{c1}$

$$V_{c2} = V_{BE} + V_{cc} (1 - e^{-t/RLC_1}) - V_{BE}$$

$$V_{c2} = V_{cc} (1 - e^{-t/RLC_1}) \quad (34)$$

además tenemos que

$$i_{c1} = C_1 \frac{dV_{c1}}{dt}$$

$$i_{c1} = C_1 \frac{d}{dt} [V_{cc} (1 - e^{-t/RLC_1}) - V_{BE}]$$

$$i_{c1} = C_1 \left( \frac{V_{cc}}{RLC_1} \right) e^{-t/RLC_1}$$

$$i_{c1} = \frac{V_{cc}}{RL} e^{-t/RLC_1} \quad (35)$$

Quando el transistor  $Q_3$  esté en saturación, obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$i_{c3} = i_{E3} = \frac{V_{cc}}{R_4} \quad (36)$$

$$i_{B3} = \frac{i_{c3}}{\beta} \quad (37)$$

Por lo que el comportamiento del sistema se puede observar perfectamente por medio de las curvas del voltaje en el colector de  $Q_1$  ( $V_{c1}$ ), en la figura 6.26, donde  $i_{c1}$  es la corriente en el capacitor  $C_1$ , y el voltaje a través de la resistencia  $R_4$   $V_{R4}$ .

La resistencia  $R_4$  es la resistencia de entrada del circuito oscilador que nos proporciona la señal portadora a 30 MHz; es decir, es la resistencia  $R_b$  del oscilador.

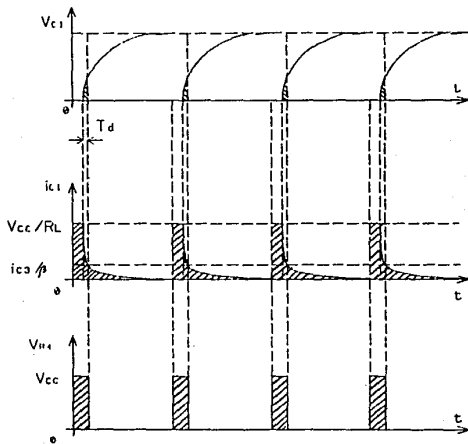


Figura 6.26

### 6.3 Fuente de alimentación.

En esta sección trataremos sobre la fuente de energía más apropiado para activar nuestro transmisor. La importancia de elegir la mejor fuente de energía es un aspecto importante en el diseño de cualquier sistema de telecomunicación.

Debido a su economía y funcionalidad, la fuente de energía más popular para bajos voltajes son las baterías. Las baterías se encargan de suministrar energía a muchos productos electrónicos pequeños como radios, relojes, calculadoras, etc. A mediados de la década de los setenta, aparecieron tres nuevos tipos de baterías. cloruro de zinc, que mejora las de zinc carbono, las de óxido de plata, que proporciona bastante energía en un pequeño paquete; y las pilas de litio. La figura 6.27 ilustra las características de las principales baterías.

Como se puede observar en la figura 6.27, la batería de litio es la que nos ofrece más energía y potencia por unidad de peso y volumen, también se observa que la curva voltaje-tiempo es plana. Las figuras 6.28 y 6.29 muestran gráficamente la densidad de energía y la curva voltaje contra tiempo respectivamente.

Son dos las desventajas para el empleo de las pilas de litio, la primera es la tendencia del litio a reaccionar violentamente con cualquier vestigio de agua, y la segunda es su costo comercial.

El significado que tiene la respuesta plana de la curva voltaje vs. tiempo, es que la pila de litio proporciona un voltaje estable durante toda su vida útil. Cuando se agota la pila, simplemente se presenta una caída brusca del voltaje.

El transmisor que se ha diseñado funciona a un voltaje mínimo de alimentación aproximado de 1 volt, para voltajes menores el oscilador deja de funcionar y, por lo tanto, no hay transmisión de señal. Si utilizamos otro tipo de baterías, cuando se llegue al cincuenta por ciento de su voltaje nominal se tendrán que desechar y eso, económicamente, no es recomendable.

El hecho de que la batería de litio proporcione más energía por unidad de peso y volumen, nos conduce a concluir que es la pila que minimiza peso y tamaño, los cuales son aspectos que interesan mucho en los transmisores de biotelemedicina.

Por las consideraciones arriba expuestas se ha decidido emplear pilas de litio con un voltaje nominal de 2.2 volts. La figura 6.30 muestra el diagrama de la estructura de la pila.



	ZINC-CARBONO	CLORURO-ZINC	ALCALINAS	MAGNESIO	OXIDO DE MERCURIO	OXIDO DE PLATA	OXIDO DE PLATA DIVALENTE	LITIO
1.- ENERGIA A LA HORA DE RECARGA H - RECARGA POR H H - HORA POR H	30 3	44 3	20 a 30 2 a 3.5	40 4	46 6	50 8	70 14	100-150 8-15
2.- VOLTAJE NOMINAL	1.5	1.5	1.5	2.0	1.25 a 1.4	1.5	1.5	2.2-2.8
3.- IMPEDANCIAS	BAJA	BAJA	MUY BAJA	BAJA	BAJA	BAJA	BAJA	ALTA
4.- TEMPERATURA DE OPERACION	20 - 120 °F	0 - 160 °F	-20 a 120 °F	0 - 150 °F	20 a 120 °F	20 a 120 °F	20 a 120 °F	-40 a 120 °F
5.- TEMPERATURA VS CAPACIDAD	POBRE A BAJAS TEMPERATURAS	BUENO A BAJAS TEMPERATURAS	BUENO A BAJAS TEMPERATURAS	BUENO A BAJAS TEMPERATURAS	BUENO A BAJAS TEMPERATURAS Y MALO A BAJAS TEMPERATURAS	POBRE A BAJAS TEMPERATURAS	POBRE A BAJAS TEMPERATURAS	EXCELENTE DENTRO DE TODO SU RANGO
6.- DURACION A UNA CAPACIDAD NOMINAL DEL BATERIAS	2 a 3	2 a 3	2 a 5	2 a 3	2 a 3	2 a 3	2 a 3	2 a 5
7.- FORMA DE LA CURVA DE DESCARGA	CON PENDIENTE	CON PENDIENTE	CON PENDIENTE	REGULAR- MENTE PLANA	PLANA	PLANA	PLANA	PLANA

FIGURA 27

	ZINC-CARBONO	CLORURO-ZINC	ALCALINAS	MAGNESIO	OXIDO DE MERCURIO	OXIDO DE PLATA	OXIDO DE COBALTO	LITIO
1.- ENERGIA A LA VELOCIDAD POR 100 HORAS POR 100	30	44	20 a 30 2 a 3.5	40	46	60	74	100-150 8-15
2.- VOLTAJE NOMINAL	1.5	1.5	1.5	2.0	1.35 a 1.4	1.5	1.5	2.2-2.0
3.- IMPEDANCIA $\Omega$	BAJA	BAJA	ALTA BAJA	BAJA	BAJA	BAJA	BAJA	MEJOR 1.5
4.- TEMPERATURA DE OPERACION	20 - 120 °F	0 - 160 °F	-20 a 120 °F	0 - 140 °F	32 a 130 °F	32 a 130 °F	32 a 130 °F	-40 a 120 °F
5.- TEMPERATURA VS CAPACIDAD	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS	BUENO A ALTAS TEMPERATURAS Y MALO A BAJAS TEMPERATURAS	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS	BUENO A BUENAS TEMPERATURAS
6.- DURACION A UNA CARGA DADA (EN HORAS DEL 80% CARGA)	2 a 3	2 a 3	3 a 5	2 a 3	2 a 3	2 a 3	2 a 3	3 a 5
7.- FORMA DE LA CURVA DE DESCARGA	CON PENDIENTE	CON PENDIENTE	CON PENDIENTE	REGULAR- PENVA PLANA	PLANA	PLANA	PLANA	PLANA

FIGURA 27

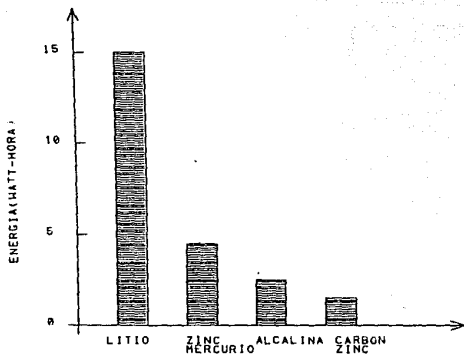


Figura 6.2B Comparación de densidad de las baterías primarias

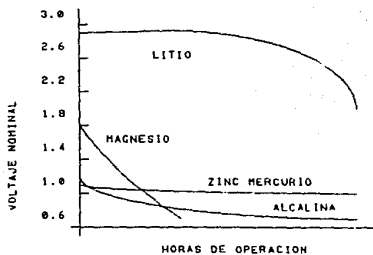


FIGURA 6.29 Respuesta voltaje vs tiempo de celdas primarias

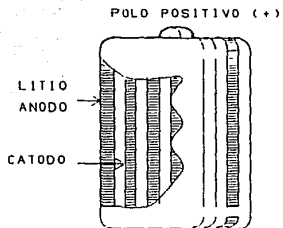


Figura 6.30 Bateria de litio.

## CAPITULO 7

### CALCULOS DEL CIRCUITO ELECTRICO

- 7.1 OSCILADOR DE ALTA FRECUENCIA
- 7.2 SENAL MODULADORA

## 7.1 Oscilador de alta frecuencia

**PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.** Se requiere un oscilador Pierce operando a 30 MHz, en el cual se tenga una corriente de emisor en d.c. de 40 mA, con un inductor que tenga las dimensiones de la antena transmisora analizada en capítulos anteriores. El transistor utilizado es el 2N2222.

**SOLUCION:**

Análisis en d.c.

De la figura 6.15 obtenemos el circuito mostrado en la figura 7.1 para el análisis en d.c., de donde.

$$I_E = I_C \approx 40 \text{ mA}$$

$$V_E = I_E R_E$$

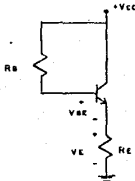


Figura 7.1

Para obtener una máxima ganancia  $R_E = 0$ , pero se utilizó una resistencia de emisor no nula de un valor pequeño por el compromiso existente entre obtener una alta ganancia y evitar variaciones de la  $\beta$  y por lo tanto estabilizar la corriente de emisor, por lo que el valor de  $R_E$  seleccionado es de 1 ohm.

con lo que

$$V_E = 1(40 \times 10^{-3})$$

$$V_E = 40 \text{ mV}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$$

La  $\beta$  del transistor 2N2222 es de 100 a 300 pero se encontro que bajo las condiciones de operaci3n, en la practica este valor es de aproximadamente 112, por lo que.

$$I_B = \frac{I_E}{113} = \frac{40 \times 10^{-3}}{113}$$

$$I_B = 0.354 \text{ mA}$$

ademi3s  $V_{CC} = V_E + V_{BE} + R_B I_B$

de la ecuaci3n anterior

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_E - V_{BE}}{I_B}$$

sustituyendo valores

$$R_B = \frac{2.2 - 40 \times 10^{-3} - 0.7}{0.354 \times 10^{-3}}$$

$$R_B = 4124.3 \Omega$$

El valor comercial m3s cercano de  $R_B$  es de 3.9 k $\Omega$ , por lo que:

$$V_E = V_{CC} - V_{BE} - R_B I_B$$

pero

$$V_E = R_E I_E$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$$

de esta manera

$$R_E I_E = V_{CC} - V_{BE} - \frac{R_B}{\beta + 1} I_E$$

$$I_E \left( R_E + \frac{R_B}{\beta + 1} \right) = V_{CC} - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{(R_E + R_B/\beta + 1)} = \frac{2.2 - 0.7}{(1 + 3.9 \times 10^3/113)}$$

$$I_E = 42 \text{ mA}$$

### cálculo de $C_E$

De la figura 6.17 podemos observar la capacitancia  $C_E$  (capacitancia de emisor) de la cual tenemos que:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_E C_E}$$

donde  $f_L$  es la frecuencia de corte a la frecuencia baja de el circuito emisor común.

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_L R_E}$$

entonces  $f_L$  debe ser mucho menor que 30 MHz, por lo que. si  $f_L = 30$  MHz

$$C_E = \frac{1}{2\pi(1)(30 \times 10^6)} = 5.3 \text{ nF}$$

Entonces para que  $f_L$  sea mucho menor que 30 MHz,  $C_E$  debe ser mucho mayor a 5.3 nF, con lo que se tomo a  $C_E$  de un valor mayor de 5.3 nF, pero también se trato de que fuera lo más pequeño posible en dimensiones físicas, por lo que.

$$C_E = 22 \text{ nF}$$

con este valor

$$f_L = \frac{1}{2\pi(1)(22 \times 10^{-9})} = 7.23 \text{ MHz} \ll 30 \text{ MHz}$$

### cálculo de impedancias

Se hace el cálculo de las impedancias mostradas en la figura 6.21, basándose en la teoría de análisis de estas impedancias dada en el capítulo 6.

### cálculo de $Z_i$

De las ecuaciones (20) y (21)

$$g_m = 40I_{CQ} = 40(42 \times 10^{-3})$$

$$g_m = 1.68 \text{ ohms} \quad (7.1)$$

$$r_{\pi} = \frac{113}{1.68} = 67.3 \text{ ohms}$$



De la ecuación (22) y con una  $f_T = 300$  MHz de el transistor 2N2222.

$$C_{\pi} + C_{\mu} = \frac{1.68}{2\pi(300 \times 10^6)} = 891.3 \text{ pF}$$

Para el transistor 2N2222, tenemos que:

$$C_{ob} = C_{\mu} = 8 \text{ pF}$$

$$C_{\pi} = 891.3 - 8 = 883.3 \text{ pF}$$

De la ecuación (24) obtenemos la capacitancia de Miller

$$C_M = (1 + g_m Z_2) C_{\mu}$$

$$C_M = (1 + 1.68 Z_2) 8 \text{ pF} = 8 + 13.44 Z_2 \text{ pF}$$

de las figuras 6.17 y 6.18 podemos observar que

$$C_1 = C_b + C_{\pi} + C_M = C_b + 883.3 + 8 + 13.44 Z_2$$

$$C_1 = C_b + 891.3 + 13.44 Z_2 \text{ pF}$$

$$R_1 = \frac{R_B r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} = \frac{67.3(3.9 \times 10^3)}{67.3 + 3.9 \times 10^3}$$

$$R_1 = 66.16 \text{ ohms}$$

$$\text{con lo que } Z_{c1} = \frac{1}{sC_1} = \frac{1}{s(C_b + 891.3 + 13.44 Z_2) \times 10^{-12}}$$

como  $S = j\omega = j2\pi(30 \times 10^6)$

$$Z_1 = 66.16 - j \frac{5305.16}{(C_b + 891.3 + 13.44 Z_2)} \quad (7.2)$$

cálculo de  $Z_2$

El inductor  $L_t$  funciona como antena del transmisor (antena de lazo), y como parte del circuito tanque, la inductancia está dada por la ecuación (7.3), refiriéndose a la figura 7.2

$$L_t = \frac{r^2 n^2}{22.91 + 25.4r} \text{ H} \quad (7.3)$$

donde:

- $r$  = radio de la bobina en cm.
- $l$  = longitud de la bobina en cm.
- $n$  = número de vueltas

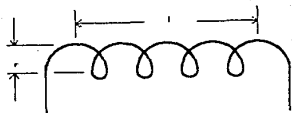


Figura 7.2

Las dimensiones de la antena son las siguientes:

$$r = 0.7 \text{ cm.}$$

$$l = 0.6 \text{ cm.}$$

$$n = 2 \text{ vueltas}$$

con lo que:

$$L_t = \frac{(0.7)^2 (2)^2}{22.9(0.6) + 25.4(0.7)} \quad \mu\text{H}$$

$$L_t = 0.06 \quad \mu\text{H}$$

como

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_t}}$$

entonces

$$C_t = \frac{1}{L_t} \left( \frac{1}{2\pi f} \right)^2 = \frac{1}{0.06 \times 10^{-6}} \left( \frac{1}{2\pi(30 \times 10^6)} \right)^2$$

$$C_t = 0.47 \quad \text{nF}$$

$$Y_{ct} = S C_t \quad ; \quad Y_{Lt} = 1/S L_t$$

$$Y_2 = S C_t + \frac{1}{S L_t} = \frac{S^2 L_t C_t + 1}{S L_t}$$

$$Z_2 = S \frac{L_t}{S^2 L_t C_t + 1}$$

$$Z_2 = j2\pi(30 \times 10^6) \frac{0.06 \times 10^{-6}}{-[2\pi(30 \times 10^6)]^2 (0.06 \times 10^{-6}) (0.47 \times 10^{-9}) + 1}$$

$$Z_2 = -j5763.7 \quad \text{ohms}$$

$$|Z_2| = 5763.7 \quad (7.4)$$

$$\theta_{z_2} = -\sqrt{1/2} \quad (7.5)$$

con lo que de la ecuación (7.2) tenemos que:

$$Z_1 = 66.16 - j \frac{5305.16}{Cb + 891.3 + 13.44(-j5763.7)}$$

$$Z_1 = 66.16 + \frac{4.11 \times 10^8}{Cb^2 + 1782.6Cb + 6 \times 10^9} - j \frac{5305.16Cb + 7.728 \times 10^6}{Cb^2 + 1782.6Cb + 6 \times 10^9}$$

Cb es del orden de pF, por lo que

$$Z_1 = 66.23 - j1.288 \times 10^{-3}$$

$$|Z_1| = 66.23 \quad (7.6)$$

$$\theta_{z_1} \approx 0^\circ \quad (7.7)$$

cálculo de  $Z_3$

Basándose en el circuito equivalente del cristal de la figura 6.12c, tenemos que:

$$Y_{co} = SC_o ; Z_{c_1} = 1/SC_1 ; Z_{L_1} = L_1S ; Z_{R_1} = R_1$$

$$Z_1 = \frac{1}{SC_1} + L_1S + R_1 = \frac{1 + S^2L_1C_1 + R_1C_1S}{SC_1}$$

$$Y_1 = \frac{SC_1}{S^2L_1C_1 + SR_1C_1 + 1}$$

$$Y_3 = Y_1 + Y_{co} = SC_o + \frac{SC_1}{S^2L_1C_1 + SR_1C_1 + 1}$$

$$Z_3 = \frac{S^2L_1C_1 + SR_1C_1 + 1}{S^3L_1C_1Co + S^2R_1C_1Co + S(C_1 + Co)}$$

para el cristal utilizado

$$R_1 = 27 \text{ ohms} ; Co = 5 \text{ pF} ; L_1 = 0.035 \text{ H} ; C_1 = 0.0008 \text{ pF}$$

sustituyendo los valores de  $S = j\omega$ ,  $R$ ,  $Co$ ,  $L_1$ , y  $C_1$

$$Z_3 = 24.89 \times 10^{-3} - j1028.8$$

$$|Z_3| = 1028.8 \quad (7.8)$$

$$\theta_{z_3} = -\pi/2 \quad (7.9)$$

$$Z_s = Z_1 + Z_2 + Z_3 = (66.23 - j1.288 \times 10^{-3}) + (-j5763.7) + 24.89 \times 10^{-3} - j1028.8$$

$$Z_s = 66.25 - j6792.5$$

$$|Z_s| = 6792.8 \quad (7.10)$$

$$\theta_{z_s} = -\pi/2 \quad (7.11)$$

Sustituyendo las ecuaciones (7.1), (7.4), (7.6), y (7.10) en la ecuación (25) del capítulo 6.

$$|A_{Lo}| = 1.68 \frac{(66.23)(5763.7)}{6792.8} = 94.4 \gg 1$$

Sustituyendo las ecuaciones (7.5), (7.7), y (7.9) en la ecuación (26) del capítulo 6.

$$0 - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} = -\pi$$

con lo que las condiciones de oscilación se cumplen satisfactoriamente.

## 7.2 SENAL MODULADORA

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA. Se desea obtener un tren de pulsos de manera que se tengan aproximadamente 30 pulsos por minuto por lo que:

$$T = 2 \text{ seg.}$$

De la ecuación (31) del capítulo 6, obtenemos a  $T_1$

$$T_1 = TD = 2(0.9) = 1.8 \text{ seg}$$

Y de la ecuación (29) del capítulo 6 obtenemos a  $T_2$

$$T_2 = T - T_1 = 2 - 1.8 = 0.2 \text{ seg}$$

Para obtener  $T_1$  y  $T_2$  de las ecuaciones (27) y (28), del capítulo 6 tenemos que:

$$\ln \frac{V_{cc} + (V_{cc} - V_{BE})}{V_{cc} - V_{BE}} = \ln \frac{2.2 + (2.2 - 0.7)}{2.2 - 0.7} = 0.903$$

con lo que:

$$T_1 = 0.903R_1C_1$$

$$T_2 = 0.903R_2C_2$$

por lo tanto:

$$R_1C_1 = \frac{1.8}{0.903} = 1.993$$

$$R_2C_2 = \frac{0.2}{0.903} = 0.221$$

también tenemos que:

$$C_1R_L = 0.2$$

si tomamos

$$R_L = 10 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = \frac{0.22}{R_L} = \frac{0.22}{10 \times 10^3}$$

$$C_1 = 22 \text{ }\mu\text{F}$$

como

$$R_1C_1 = 1.993$$

$$R_1 = 90.6 \text{ K}\Omega$$

y su valor comercial es:

$$R_1 = 100 \text{ K}\Omega$$

con estos valores de  $R_1$  y  $C_1$ , obtenemos a  $T_1$ , donde:

$$T_1 = (0.903)(100 \times 10^3)(22 \times 10^{-6})$$

$$T_1 = 1.9866 \text{ seg.}$$

$$\text{si } D = 0.93 = T_1/T$$

$$T = \frac{T_1}{0.93} = \frac{1.9866}{0.93} = 2.14$$

$$T_2 = 2.14 - T_1 = 2.14 - 1.9866 = 0.153$$

$$R_1 C_2 = \frac{0.153}{0.903} = 0.169$$

si se toma

$$C_2 = 3.3 \mu\text{F}$$

$$R_2 = \frac{0.169}{3.3 \times 10^{-6}} = 51.2 \text{ K}\Omega$$

su valor comercial es  $R_2 = 47 \text{ K}\Omega$

con estos valores de  $R_2$  y  $C_2$

$$T_2 = (0.903)(47 \times 10^3)(3.3 \times 10^{-6}) = 0.14 \text{ seg.}$$

$$T = T_1 + T_2 = 1.9866 + 0.14 = 2.1266 \text{ seg.} \approx 2 \text{ seg}$$

$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{1.9866}{2.1266} = 93.4\%$$

Estos cálculos corresponden a los periodos  $T_1$  y  $T_2$  mostrados en la figura 6.24, los cuales se obtienen de la figura 6.23, para llegar al tren de pulsos de la figura 6.26 se obtiene  $t_d$  para obtener los periodos  $T_1$  y  $T_2$  de la señal cuadrada del circuito total mostrado en la figura 6.22, donde la  $R_4$  es de  $3.9 \text{ K}\Omega$ , con lo cual, de las ecuaciones (36) y (37) del capítulo 6, y con una  $\beta = 100$  de el transistor BC327, que es el transistor PNP utilizado en el circuito.

$$i_{c3} = \frac{2.2}{3.9 \times 10^3} = 0.56 \text{ mA}$$

$$i_{B3} = \frac{0.56 \times 10^{-3}}{100} = 0.0056 \text{ mA}$$

Igualando esta corriente con la corriente de la ecuación (35) del capítulo 6, obtenemos  $t_d$ , donde:

$$0.0056 \times 10^{-3} = \frac{2.2}{10 \times 10^3} e^{-t_d / (10 \times 10^3)(3.3 \times 10^{-6})}$$

con lo que:

$$t_d = 0.1209 \text{ seg.}$$

de esta manera

$$T_2 = 1.9866 - 0.1209$$

$$T_2 = 1.8657 \text{ seg.}$$

$$T_1 = 2.1266 - 1.8657$$

$$T_1 = 0.2609 \text{ seg.}$$

$$D = \frac{0.2609}{2.1266}$$

$$D = 12.27\%$$

## Capítulo 8

### Construcción y encapsulado



## Construcción y encapsulado

La construcción y el encapsulado se diseñaron de tal manera que la batería fuera sustituible, recuperando así la circuitería del transmisor. La figura 8.1 muestra la construcción y el ensamble del transmisor.

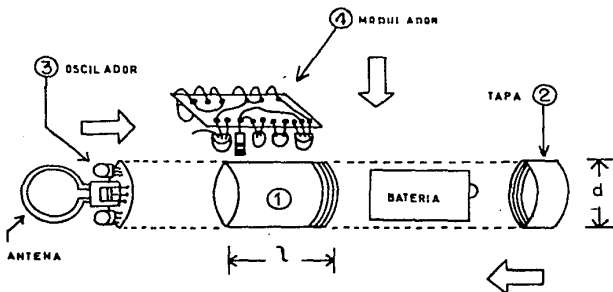


Figura 8.1. Construcción del transmisor.

Refiriéndose a la figura 8.1, las partes que componen el transmisor se explican a continuación:

1. Esta parte del encapsulado es un tubo de cobre de amplia aplicación en las instalaciones de gas y muy fácil de adquirir en cualquier ferretería. El cobre es un metal que resiste muy bien las condiciones del medio ambiente de las tortugas.

En el interior del tubo se introduce la batería de litio y en la superficie exterior, que es utilizada como plano de tierra y se conecta a la polaridad positiva de la batería, se soldan los componentes del circuito modulador que van conectados a +Vcc.

Las dimensiones deben satisfacer el tamaño requerido por la batería por lo que su diámetro es  $d = 0.7$  cm y su longitud  $l = 2.8$  cm.

En uno de los extremos se hace una rosca para poder acoplarlo con una tapa de bronce, marcada en la figura 8.1 con el número 2.

2. Esta pieza es una tapa de bronce con rosca interna. El bronce proporciona una mayor dureza y así permite un mejor sellado y aislamiento de la batería con el agua de lago. En la fig.8.1 se pueden observar dos vistas de la tapa y es posible notar que en el interior se ha soldado un pequeño resorte para asegurar un buen contacto con la batería.

El inconveniente de utilizar metal en las dos piezas mencionadas anteriormente (tubo y tapa), es que la unidad completa del transmisor se hace mucho más pesada, sin embargo este peso es factible de ser soportado por la tortuga sin alterar mucho sus actividades normales.

3. En esta parte se localiza el circuito oscilador de 30 MHz, que va montado sobre un pequeño circuito impreso de dos caras. La cara superior sirve como plano de tierra (+Vcc), es donde se montan los componentes del circuito y mediante puntos de soldadura se une con el tubo que contiene a la batería. En la otra cara se encuentran las pistas que se muestran en el layout de la figura 8.2. En la parte central de este layout se conecta una de las terminales de la resistencia  $R_e$  y es aquí donde se hace contacto con la polaridad negativa de la batería.

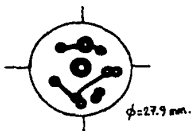


Figura 8.2. Layout del circuito oscilador.

4. Este es el circuito de la señal moduladora contenido en un circuito impreso de una sola cara. Los componentes son soldados utilizando la técnica de montaje superficial, es decir se soldan sobre las pistas. Una vez que los componentes se han soldado, se doblan de tal forma que toman una curvatura semejante a la del tubo de cobre. El layout de este circuito impreso se muestra en la fig. 8.3. Los componentes que se conectan a +Vcc se soldan directamente a la superficie exterior del tubo, con lo que la parte 4 queda fija a la parte 1 según la figura 8.1.

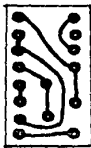


Figura 8.3. Layout del circuito modificador.

El hecho de utilizar circuitos impresos para las partes 3 y 4 nos permite hacer más rápida y segura la construcción del transmisor, con esto, la confiabilidad de funcionamiento es mucho mayor. El inconveniente que presentan es que nos aumentan el volumen del transmisor.

Cuando las partes 1, 3 y 4 se han unido mediante puntos de soldadura se puede considerar que se tiene únicamente una pieza. Esta pieza es cubierta con plastilina epóxica a fin de protegerla del medio ambiente natural de la tortuga.

## Capítulo 9

### Pruebas y conclusiones

- 9.1 Pruebas eléctricas en el laboratorio
- 9.2 Pruebas electromagnéticas en laboratorio
- 9.3 Pruebas de campo
- 9.4 Conclusiones

## Pruebas y conclusiones

Con el objeto de comprobar el funcionamiento de la unidad transmisora que se ha diseñado y construido, se procedió a efectuar las siguientes pruebas y mediciones:

- a) Pruebas eléctricas en el laboratorio.
- b) Pruebas de radiación en el laboratorio.
- c) Pruebas de campo.

### 9.1 Pruebas eléctricas en el laboratorio

Dentro del laboratorio se efectuaron pruebas eléctricas que permitieron conocer el rango de voltaje que mantiene en operación la unidad transmisora. Lo anterior se consigue simulando el agotamiento de la batería por medio de una fuente de alimentación que inicia con un valor de 2.2 voltios y se va disminuyendo en intervalos de 0.1 voltio sucesivamente.

Para determinar que sección del circuito es la que deja de funcionar primero, se han hecho pruebas por separado a la parte moduladora y a la parte osciladora. Para cada valor de  $+V_{cc}$  se han observado las señales en el osciloscopio y se han tomado valores de corrientes y voltajes. Los puntos de interés se indican en el diagrama del circuito que se muestra en la figura 9.1

Las figuras 9.2 a 9.7 muestran las formas de onda que se pueden observar en el circuito modulador, y la tabla 9.1 indica los resultados obtenidos en el circuito oscilador.

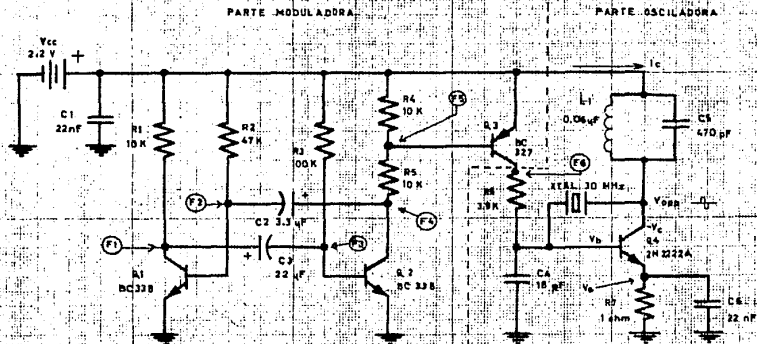


Figura 9.1. Diagrama eléctrico del transmisor de señales.

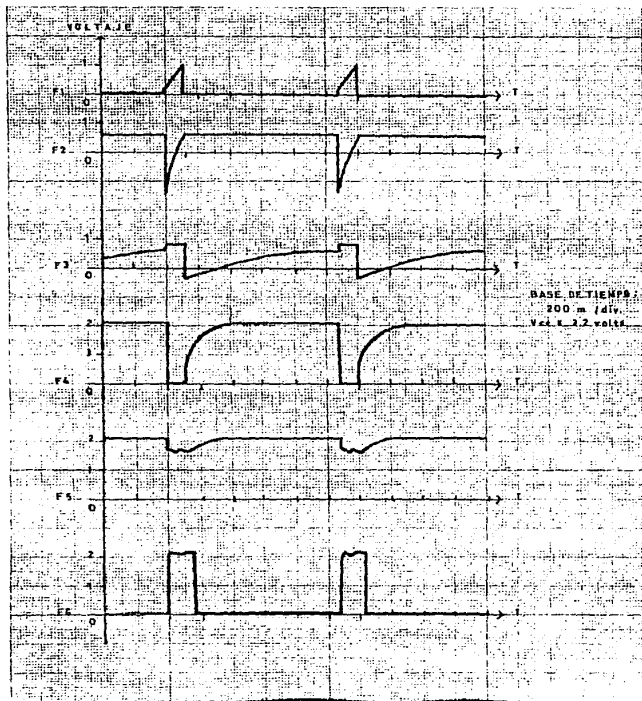
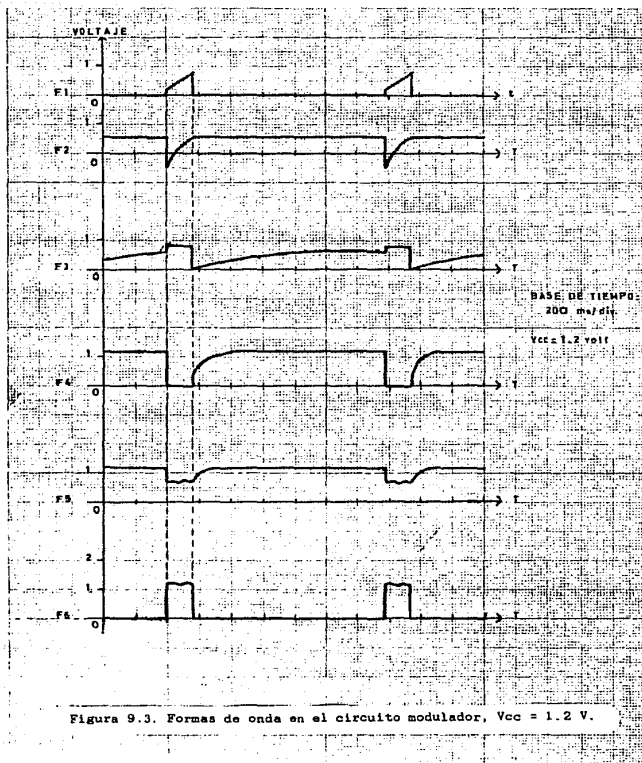


Figura 9.2. Formas de onda en el circuito modulador,  $V_{cc} = 2.2 \text{ V}$ .





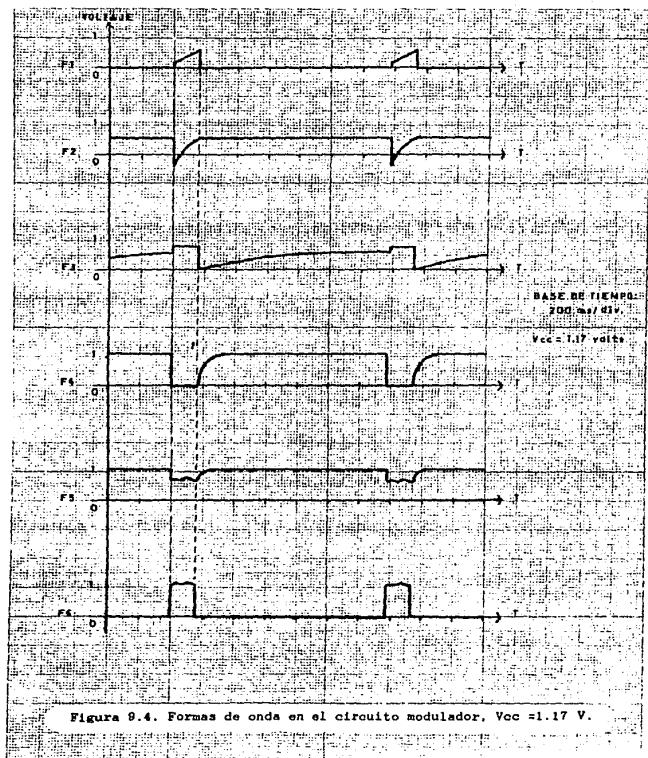
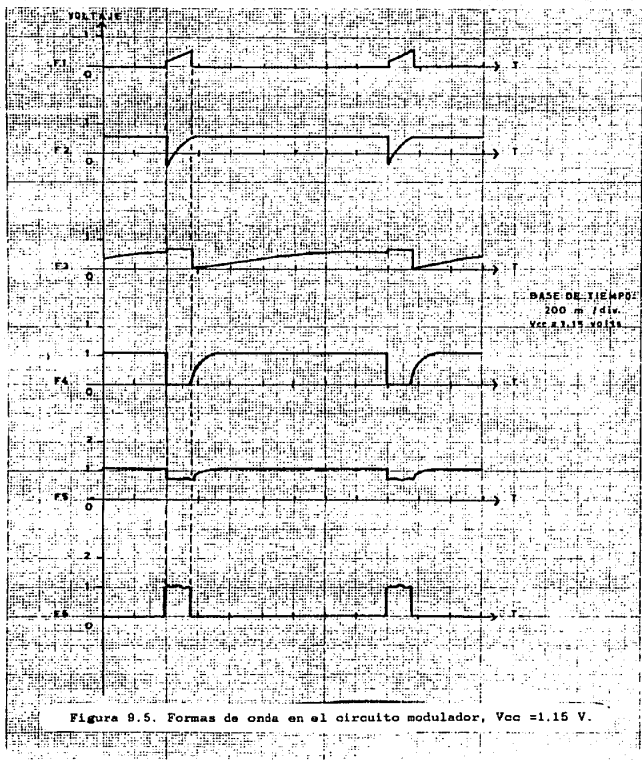
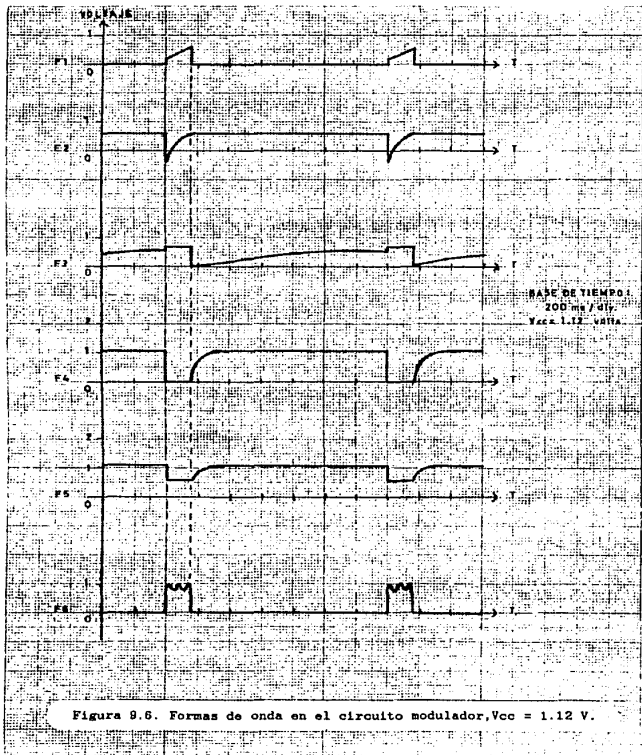


Figura 9.4. Formas de onda en el circuito modulador,  $V_{cc} = 1.17$  V.





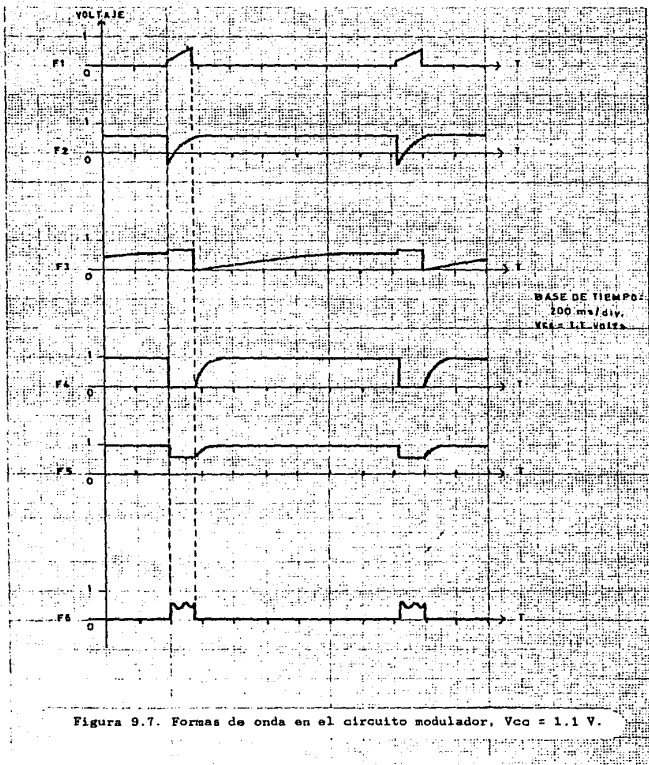


Figura 9.7. Formas de onda en el circuito modulador,  $V_{CC} = 1.1 \text{ V}$ .

Tabla 9.1. Resultados en el circuito oscilador.

V <sub>cc</sub> ( V )	V <sub>c</sub> ( V )	V <sub>ce</sub> ( V )	V <sub>B</sub> ( V )	I <sub>c</sub> (mA)	V <sub>opp</sub> ( V )
2.2	2.2	0.041	0.528	49	6.2
2.1	2.1	0.039	0.548	46	6.0
2.0	2.0	0.037	0.553	43	5.7
1.9	1.9	0.035	0.568	40	5.4
1.8	1.8	0.033	0.583	37	5.0
1.7	1.7	0.031	0.586	34	4.8
1.6	1.6	0.028	0.581	30	4.5
1.5	1.5	0.026	0.586	28	4.1
1.4	1.4	0.024	0.593	24	3.8
1.3	1.3	0.022	0.590	21	3.5
1.2	1.2	0.019	0.585	18	3.2
1.1	1.1	0.017	0.574	14	2.8
1.0	1.0	0.014	0.561	11	2.5
0.9	0.9	0.012	0.543	8	2.2
0.8	0.8	0.010	0.534	4.6	1.8
0.7	0.7	0.007	0.525	2.1	1.4
0.66	0.66	0.006	0.543	I N E S T A B L E.	

Estas pruebas se realizaron en el siguiente equipo:

Osciloscopio marca TEKTRONIX mod. 2236 ,  
 ancho de banda: 100 MHz ,  
 puntas de 13 pF. a 10 M $\Omega$  y atenuación de 10 ,  
 base de tiempo: 1 microsegundo por división ,  
 base de voltaje: 1 y 2 voltios por división ,

multimetro digital marca Fluke mod. 8000A  
 exactitud: V dc = 0.1 % , mA dc = 0.3 %

## 9.2. Pruebas electromagnéticas en el laboratorio

Las mediciones electromagnéticas que se pueden efectuar sobre un elemento radiador son: la impedancia de la antena, de el patrón de radiación, de la resistencia de radiación, de la ganancia, de la potencia transmitida y de la eficiencia de radiación.

Debido a la falta de equipo adecuado solo se llevaron a cabo las pruebas del patrón de radiación. Los demás parámetros se pueden calcular mediante análisis matemático ya que la geometría de la antena nos lo permite.

### Medición del patrón de radiación

Para conseguir un patrón de radiación completo y detallado es necesario medir la intensidad del campo eléctrico para diferentes valores de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  en el sistema de coordenadas esféricas. En la práctica, y dado que el patrón sobre un plano en particular ofrece una información adecuada, los patrones son usualmente medidos y graficados en los planos vertical y horizontal. En esta prueba se obtiene el patrón de radiación en el plano horizontal.

### Procedimiento básico

1. Se hace uso del transmisor diseñado y del equipo receptor de telemetría.
2. Se determina la distancia de campo lejano,

$$X = (2D^2)/\lambda$$

donde D es la dimensión máxima de la antena cuando se observa desde el punto de interés. Cuando D es menor que  $0.707 \lambda$  la distancia mínima permisible será igual a  $\lambda$ . Para nuestro caso X es igual a  $\lambda$  (10 metros).

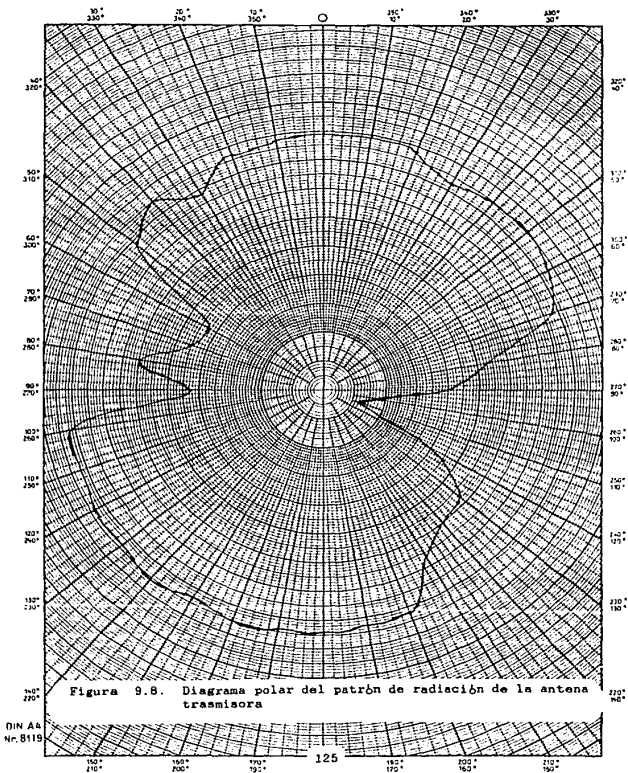
3. El equipo transmisor se mantiene fijo sobre la superficie de prueba. El eje de la antena se coloca en posición horizontal.
4. Tomando como centro a la antena transmisora, el equipo receptor se traslada con trayectoria circular de radio igual a X y con un incremento angular de  $10^\circ$ . Su antena debe estar apuntando siempre hacia la antena transmisora. Se toman medidas de la intensidad de campo y dirección para cada incremento angular.
5. Para elaborar el patrón de radiación en el plano vertical, la antena trasmisora se coloca de tal forma que ahora su eje quede en posición vertical. Lo anterior permite medir la intensidad del campo con el procedimiento utilizado en el punto 4.

El procedimiento anterior tiene la desventaja de no tomar en cuenta la reflexión que ocurre en la superficie de la tierra. Por lo anterior se debe procurar que la superficie de prueba sea plana y libre de objetos que obstruyan o reflejen la trayectoria de las ondas electromagnéticas.

Los resultados se muestran en la tabla 9.2 y la figura 9.8 muestra el diagrama polar del patrón de radiación.

Tabla 9.2. Medición de intensidad relativa del campo eléctrico.

Angulo medición (grados)	Intensidad relativa del campo eléctrico	Angulo medición (grados)	Intensidad relativa campo eléctrico
0	0.98	180	0.933
10	0.98	190	0.933
20	0.97	200	0.944
30	0.92	210	0.92
40	0.94	220	0.955
50	0.94	230	0.933
60	0.92	240	0.933
70	0.866	250	0.911
80	0.588	260	0.911
90	0.444	270	0.466
100	0.2	280	0.66
110	0.13	290	0.477
120	0.422	300	0.866
130	0.633	310	0.944
140	0.666	320	0.866
150	0.744	330	0.966
160	0.911	340	0.97
170	0.92	350	0.98





### 9.3. Pruebas de campo

El funcionamiento del transmisor bajo condiciones de operación real se comprobó durante estudios realizados por el Instituto de Biología en la laguna Oaxaca, Chiapas, durante el periodo de abril a julio de 1988. Las pruebas consistieron en verificar la potencia de radiación del transmisor y la duración de la batería.

El procedimiento básico para el rastreo de las tortugas es el siguiente:

1. El biólogo coloca el transmisor en la concha de una tortuga como se muestra en la siguiente figura.

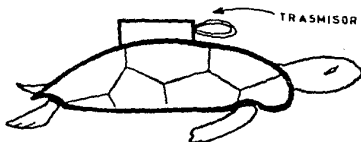


Figura 9.9. Colocación del transmisor en la tortuga.

2. Con el fin de aislar de posibles contactos con el agua y dar una posición fija, el transmisor es bañado con una capa de resina epóxica que al secarse se adhiere al transmisor y a la concha de la tortuga.
3. Antes de dejar en libertad a la tortuga se checa que el transmisor si este emitiendo señales .
4. La tortuga es dejada en libertad y empieza su rastreo.
5. Una vez que se localiza la tortuga se toman los datos necesarios.

Bajo las condiciones anteriores el transmisor presentó una buena radiación en un intervalo de 200-300 metros, variando la cobertura según las condiciones de la laguna. La batería presentó una duración aproximada de dos meses y medio . Durante la duración de la prueba se sustituyó la batería una sola vez.

Los Biólogos aseguran que el transmisor diseñado, desde su punto de vista, si sustituye al de fabricación norteamericana.

#### 9.4. Conclusiones

De las pruebas eléctricas realizadas al transmisor que se ha construido, se observa que existe un funcionamiento confiable para un rango de voltajes de 2.2 a 1.15 volts. Cuando la fuente de alimentación disminuye a un valor de  $V_{cc} = 1.15$  volts, el transmisor se vuelve inestable. Considerando que el circuito oscilador si es capaz de continuar funcionando hasta un voltaje  $V_{cc} = 0.7$  volts, que es el valor mínimo para polarizar adecuadamente el transistor 2N2222, se puede atribuir la inestabilidad al circuito modulador.

Con relación a la vida útil de la batería, es importante mencionar que ésta depende básicamente de dos aspectos: de la corriente total que demanda el transistor, y del periodo y ciclo de trabajo de los pulsos que produce el circuito modulador. Para modificar la vida útil de la batería es más conveniente rediseñar el circuito modulador porque así no se afecta la potencia de radiación. Un incremento en el periodo  $T$  de la figura 6.21, por ejemplo, provocará un aumento en la duración de la batería.

Por otro lado, de las características direccionales que se observan en el patrón de radiación obtenido, se concluye que existe una mejor radiación cuando el eje de la antena se coloca en posición horizontal.

Con respecto al peso de la unidad, el transmisor de fabricación norteamericana pesa aproximadamente 16.2 g mientras que el que aquí se propone tiene un peso de 40.6 g. El incremento de peso se debe al tubo de cobre que en este diseño se utiliza simultáneamente como compartimento de batería y como plano de tierra; su peso con todo y tapa, es de 18.86 g. A cambio de este incremento en el peso, el transmisor emite una señal más inmune a interferencias y permite el intercambio de batería.

En la realización del diseño se ha dado especial interés en que todos los componentes y accesorios necesarios para su construcción sean de fácil adquisición en el mercado nacional.

## Apéndice A1

### Parámetros de antenas

#### Proceso de radiación y recepción

La radiación se puede interpretar como el proceso que permite a las ondas electromagnéticas ser enviadas al medio de propagación. La condición necesaria para la existencia de la radiación es un flujo de corriente a frecuencias elevadas.

No todo el campo electromagnético que rodea a un conductor resulta en propagación de ondas hacia el espacio. Parte de la energía regresa al conductor y es temporalmente almacenada en los campos, los cuales están relacionados con efectos inductivos y capacitivos. Así, el campo total consiste en dos componentes: el campo de inducción y el campo de radiación. El campo de inducción está confinado a distancias cercanas al conductor y el campo de radiación sólo tiene efecto a grandes distancias.

Recepción y reciprocidad. Así como un flujo de corriente a.c. de una antena nos produce radiación, una onda electromagnética que incide sobre una antena causará un flujo de corriente sobre ella. Mientras la antena transmisora envía ondas electromagnéticas hacia el espacio, la antena receptora transforma la energía de los campos en energía eléctrica que fluye hacia el circuito receptor.

Si deliberadamente se provocan variaciones en el flujo de corriente a.c. en la antena transmisora, ésta será reproducida (en amplitud reducida) en la antena receptora.

El principio de reciprocidad de Lorentz establece que cualquier antena se puede emplear como transmisora o receptora.

#### Patrón de radiación

El patrón de radiación describe la intensidad del campo radiado en varias direcciones de la antena y a una distancia fija o constante "r". El sistema de coordenadas más apropiado para describir un patrón es el esférico  $(r, \theta, \phi)$ ; sin embargo, la mayoría de veces sólo interesa el patrón en un plano particular. A los planos formados con  $\theta = 0$  y  $\phi = 0$  se les denomina planos principales del sistema coordenado, y son planos perpendiculares entre sí.

El patrón en un plano incluye únicamente un ángulo y, entonces, un diagrama polar puede ser utilizado intercambiando la distancia "r" por la intensidad E. Es también común emplear las coordenadas rectangulares, tomando como ordenadas la intensidad de campo y como abscisa al ángulo directivo.

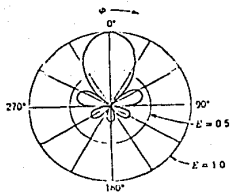


Figura A.1. Diagrama polar.

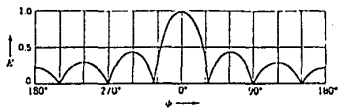


Figura A2. Coordenadas rectangulares.

Si el patrón de radiación es graficado en términos de unidades eléctricas, por ejemplo volts por metro, es llamado un "patrón absoluto". Si el patrón es graficado en términos relativos, esto es, como la razón de la intensidad de campo y algún valor de referencia (usualmente el valor en la dirección de máxima intensidad), se denomina "patrón relativo".

#### Ganancia de antenas

Radiador isotrópico. Es una antena que radia uniformemente en todas direcciones del espacio. Su patrón de radiación es una superficie esférica perfecta. La densidad de potencia sobre una esfera de radio R es:

$$P = \frac{P_T}{4\pi R^2} \quad W/m^2,$$

Ganancia directiva. Se define sobre una dirección particular como la razón de la densidad de potencia radiada en dicha dirección, a la densidad de potencia que puede ser radiada a la misma distancia por una antena isotrópica.

La ganancia directiva varía en función de la dirección que se le da a la antena.

$$D = \frac{P_{\text{antena}}}{P_{\text{isotrópica}}}$$

Directividad (D). El término directividad es definido como la ganancia máxima directiva.

Ganancia de Potencia (G). Es la relación de la densidad de potencia radiada por la antena a la radiada por una antena isotrópica, sobre la base de una misma potencia de entrada a ambas antenas. El factor de eficiencia  $k$ , resulta de dividir la potencia radiada entre la potencia total de entrada.

$$G = kD$$

$$G = k \frac{P_{\text{antena}}}{P_{\text{isotrópica}}}$$

Ganancia en decibeles. Los valores de ganancia de la antena generalmente se dan en dB.

$$G_{dB} = 10 \log G$$

### Area de recepción (apertura efectiva)

Este parámetro se relaciona con las propiedades de recepción de las antenas. La potencia recibida por un antena se asocia con un área de captura. Si  $P_A$  es la densidad de potencia sobre la antena y  $P_R$  es la densidad de potencia recibida.

$$P_R = P_A \cdot A_e \quad W$$

$$A_e = \frac{P_R}{P_A} \quad m^2$$

Se ha encontrado que existe una relación entre la ganancia y la apertura efectiva  $A_e$

$$A_e = \frac{G \lambda^2}{4 \pi} \quad m^2$$

lo que nos conduce a:

$$P_R = \frac{P_A \cdot G \cdot \lambda^2}{4 \pi} \quad W$$

### Ancho de haz

La energía radiada tiende a concentrarse en un solo lóbulo que se denomina lóbulo mayor. La medida angular del ancho del lóbulo recibe el nombre de ancho de haz. La relación que existe con la ganancia directiva es que el ancho de haz es inversamente proporcional a la ganancia.

Los lóbulos menores representan energía radiada en direcciones distintas a la deseada.

A la razón de los lóbulos laterales y el lóbulo principal se denomina relación de lóbulo lateral y se expresa en decibeles. Una medida típica es 20 dB (véase figura a.3).

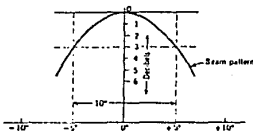
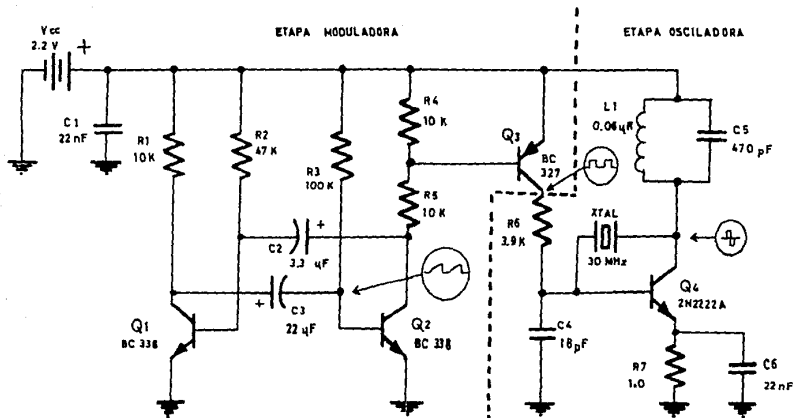


Figura A.3. Ancho de haz.

Apéndice A2

Diámetro y resistencia para alambre de diversos calibres AWG.

NUM. AWG	BARE		DOUBLE ENAMEL-COATED		RESISTANCE	
	DIAMETER		DIAMETER		per 1000 ft	per km
	thousand	mm	thousand	mm		
12	80.81	2.052	83.8	2.13	1.67	5.488
14	64.08	1.628	67.4	1.71	2.614	8.576
16	50.82	1.291	53.8	1.37	4.646	15.24
18	40.30	1.024	43.1	1.10	6.693	21.96
20	31.96	0.812	34.6	0.879	10.46	34.30
22	25.35	0.644	27.6	0.701	18.58	60.97
24	20.10	0.511	22.2	0.564	26.77	87.82
26	15.94	0.405	17.8	0.452	40.81	133.9
28	12.64	0.321	14.4	0.365	64.89	212.9
30	10.02	0.255	11.6	0.295	103.2	338.5
32	7.95	0.202	9.5	0.241	164.1	538.3
LITZ	nylon-wrapped		8.0	0.203	530.4	1740
	nylon-wrapped		9.0	0.228	415.0	1361
	nylon-wrapped		10.0	0.254	331.0	1086



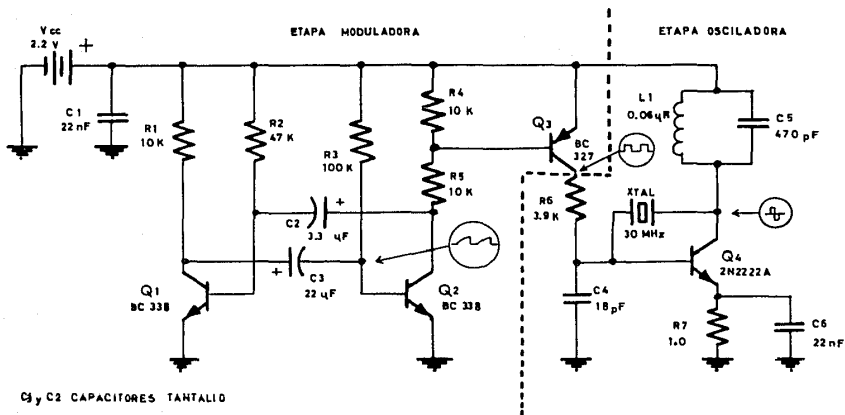
C1, C2 CAPACITORES TANTALIO

VALOR DE RESISTENCIAS EN OHMS A 1/4 W

L1 BOBINA ALAMBRE DE COBRE AWG NO. 20 , 2 VUELTAS , RADIO = 7 mm,

DIAGRAMA ELECTRONICO





C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> CAPACITORES TANTALID

VALOR DE RESISTENCIAS EN OHMS A 1/4 W

L1 BOBINA ALAMBRE DE COBRE AWG NO. 20 , 2 VUELTAS , RADIO = 7 mm,

DIAGRAMA ELECTRONICO

## BIBLIOGRAFIA

---

Alonso M. y Finn E. : Física vol. II, Fondo Educativo Interamericano, 1976.

ARRL : The radio amateurs handbook, Newington USA.

Bapat Y.N.: Dispositivos y circuitos electrónicos, McGraw Hill Latinoamericana ,Colombia, 1981.

Boylestad N.: Electrónica teoría de circuitos, Prentice Hall, 1982.

Cardama A. y Joffre L. : "Antenas para radio y TV", Mundo Electrónico, num. 99 sep. 1980, pp. 89-97.

Carson R.: High frequency amplifiers, John Wiley & Sons , 1982.

Collin R.: Antenas and radiowave propagation, McGraw-Hill Inc., 1985.

Connor F. R.: Antennas ,Eduard Arnold, England.

DeFrance J.: Communications electronics circuits, Rinehart Press

Gray E.: Electronic Principles physics models and circuits.

Hardy J.: High frequency circuit design.

Joseph C. : "Design oscillator circuits", Radio-electronics, vol. 57 num.11 nov. 1986, pp. 63,64,69.

Kraus y Corver: Electromagnetics, McGraw-Hill, 1973.

Krauss, Bostian y Roab : Estado sólido en ingeniería de radiocomunicación , Lima, 1984.

Lamont V. : Antennas , John Wiley & Sons, 1966

Lloyd T.: Comunicación electrónica , McGraw Hill, 1980.

Lyman J.: "Battery technology", Electronics, vol. 48 num. 7, abril 1975, pp. 75-82.

Matthys R. J.: Crystal oscillator circuits, John Wiley & Sons Inc. , 1983.

Parzen B. : Design of crystal and other harmonic oscillator, Wiley, 1983.

Shilling and Belove : Electronics circuits-discrete and integrated, McGraw Hill Inc., 1979.

Strauss L. : Wave generation and shaping, McGraw Hill, 1970.

Texas Instrument : Transistor circuit design, McGraw Hill.

Yamane N.: Fundamento de propagación de microondas, Publicaciones Telecomex, 1974.