

## ACOPLADORES DIRECCIONALES

Ing. A. Ramón Vargas Patrón  
rvargas@inictel.gob.pe  
INICTEL

### RESUMEN

En el presente trabajo se analizan dos tipos de Acopladores Direccionales. Primeramente se estudia el acoplamiento magnético entre una línea de transmisión y un circuito secundario, demostrándose que con muestras del voltaje y la corriente en la línea de transmisión, ambas independientes de la frecuencia, es posible tener lecturas separadas de las ondas incidente y reflejada.

El segundo tipo de acoplador hace uso del acoplamiento electrostático y magnético existente entre dos conductores paralelos. Un modelo simplificado del mismo permite analizar de manera sencilla el circuito, demostrándose también que es posible la lectura de los voltajes de la onda incidente y de la reflejada. En ambos casos se emplea un circuito detector de pico para obtener una lectura DC de los voltajes.

---

Un acoplador direccional (A.D.) es un dispositivo que permite detectar y separar las ondas incidente y reflejada presentes en una línea de transmisión, por ejemplo, aquella que une la salida de un transmisor de radio con el sistema irradiante.

Un tipo de A.D. que hace uso del acoplamiento en voltaje y corriente se muestra en la Fig. 1, en donde se sugiere que el dispositivo se intercale en algún lugar a lo largo de la línea de transmisión, entre el generador de señal (transmisor de radio, por ejemplo) y la carga L (antena). Usualmente, por comodidad, la conexión se efectúa en la salida del transmisor.

Considérese una línea desbalanceada de longitud  $x$ , conjuntamente con el circuito de la Fig. 1. Si llamamos  $x$  al voltaje de la línea de transmisión en el punto de conexión del circuito secundario e  $I_x$  la corriente en el mismo punto, se tiene:

$$I_x = \frac{E_f}{Z_0} e^{-\frac{j\alpha x}{v_p}} - \frac{E_r}{Z_0} e^{\frac{j\alpha x}{v_p}} \quad (1)$$

donde:

$E_f$  = voltaje de la onda incidente.

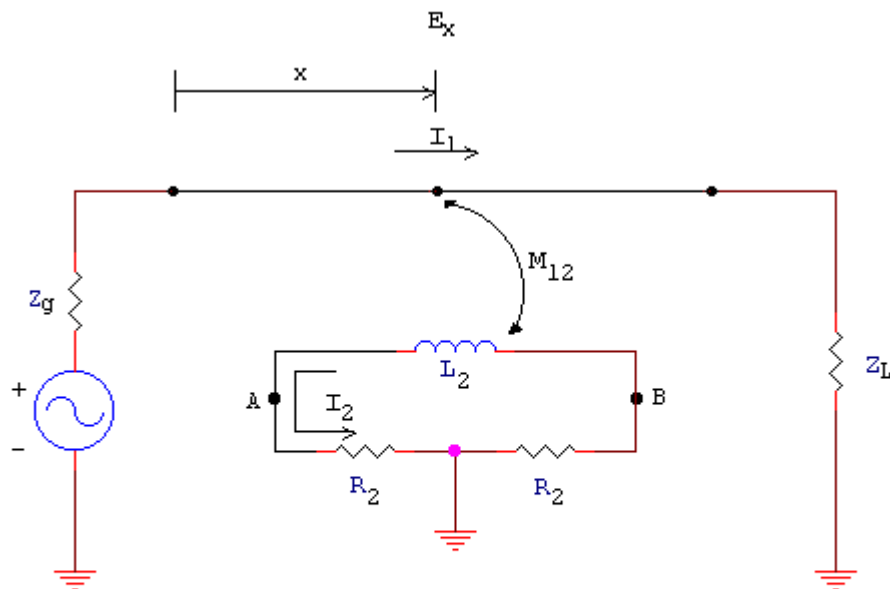
$E_r$  = voltaje de la onda reflejada.

$V_p$  = velocidad de propagación en la línea de transmisión.

$Z_0$  = impedancia característica de la línea de transmisión.

$x$  = posición a lo largo de la línea.

$\omega$  = frecuencia angular de la señal que entrega el generador.



**Fig. 1** Línea Desbalanceada y Circuito Secundario.

Para la malla secundaria se cumple, con  $I_1 = I_x$ :

$$j\omega M_{12} I_1 = (2R_2 + j\omega L_2) I_2 \quad (2)$$

Por lo tanto:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{j\omega M_{12}}{2R_2 + j\omega L_2} \quad (3)$$

Si hacemos

$$\omega L_2 \gg 2R_2 \quad (4)$$

entonces la expresión (3) se convierte en:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{M_{12}}{L_2} \quad (5)$$

Obsérvese que para esta condición  $I_1$  e  $I_2$  están en fase y el término dependiente de la frecuencia desaparece. Los voltajes en A y B serán entonces:

$$E_A = I_2 R_2 = R_2 \frac{M_{12}}{L_2} I_1 \quad (6)$$

$$E_B = -I_2 R_2 = -R_2 \frac{M_{12}}{L_2} I_1 \quad (7)$$

Ahora bien, una muestra de voltaje que sea independiente de la frecuencia se puede obtener con ayuda de un divisor capacitivo, como se muestra en la Fig. 2. Así :

$$E_c = E_x \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad \text{ó} \quad E_c \approx E_x \frac{C_1}{C_2} \quad (8)$$

si  $C_2 \gg C_1$

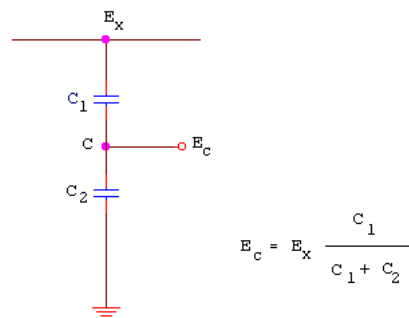


Fig. 2 Divisor Capacitivo en Vacío

El circuito para nuestro acoplador pasaría a ser el de la Fig. 3. Se cumple:

$$E_{AC} = E_A - E_C = R_2 \frac{M_{12}}{L_2} I_1 - E_x \frac{C_1}{C_2} \quad (9)$$

Sustituyendo para  $E_x$  e  $I_1$  las expresiones (1) tenemos:

$$E_{AC} = R_2 \frac{M_{12}}{L_2} \left( \frac{E_f}{Z_0} e^{-\frac{jax}{v_p}} - \frac{E_r}{Z_0} e^{\frac{jax}{v_p}} \right) - \frac{C_1}{C_2} \left( \frac{E_f}{Z_0} e^{-\frac{jax}{v_p}} + \frac{E_r}{Z_0} e^{\frac{jax}{v_p}} \right) \quad (10)$$

Si se cumple que:

$$\frac{C_1}{C_2} = R_2 \frac{M_{12}}{L_2} \left( \frac{1}{Z_0} \right) \quad (11)$$

los términos que contienen  $E_f$  se cancelan y

$$E_{AC} = -2 \frac{C_1}{C_2} E_r e^{\frac{jax}{v_p}} \quad (12)$$

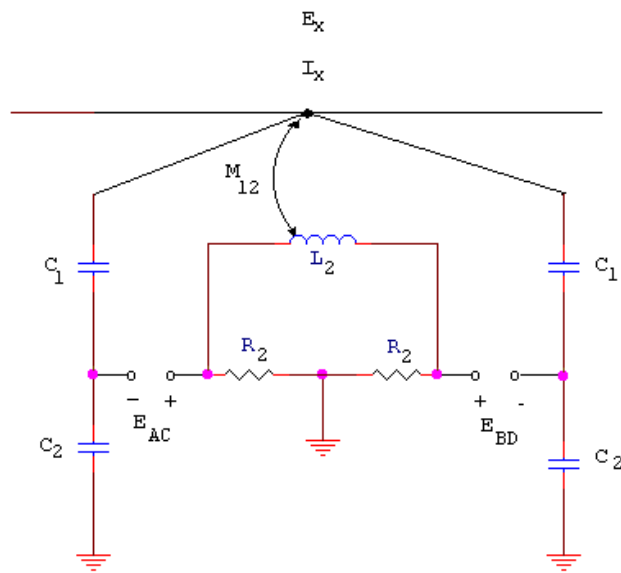
Asímismo:

$$E_{BD} = E_B - E_D = -R_2 \frac{M_{12}}{L_2} I_1 - E_x \frac{C_1}{C_2} \quad (13)$$

Sustituyendo para  $E_x$  e  $I_1$  las expresiones (1) y teniendo en cuenta (11):

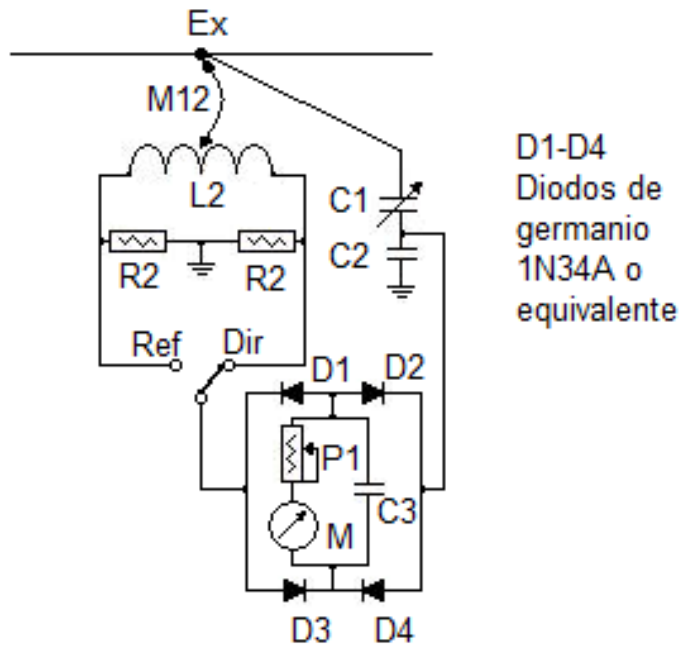
$$E_{BD} = -2 \frac{C_1}{C_2} E_f e^{-\frac{jax}{v_p}} \quad (14)$$

Tenemos por tanto un acoplador bidireccional con lecturas de la onda incidente y onda reflejada. El capacitor  $C_1$  puede hacerse ajustable para fines de calibración y asegurar buena directividad. De requerirse así, pueden obtenerse voltajes continuos (DC) para excitar un galvanómetro, rectificando y filtrando las tensiones  $E_{AC}$ , para la onda reflejada, y  $E_{BD}$  para la onda directa.



**Fig. 3**      **Circuito del Acoplador**

Una posible realización práctica se muestra en la Fig. 4.

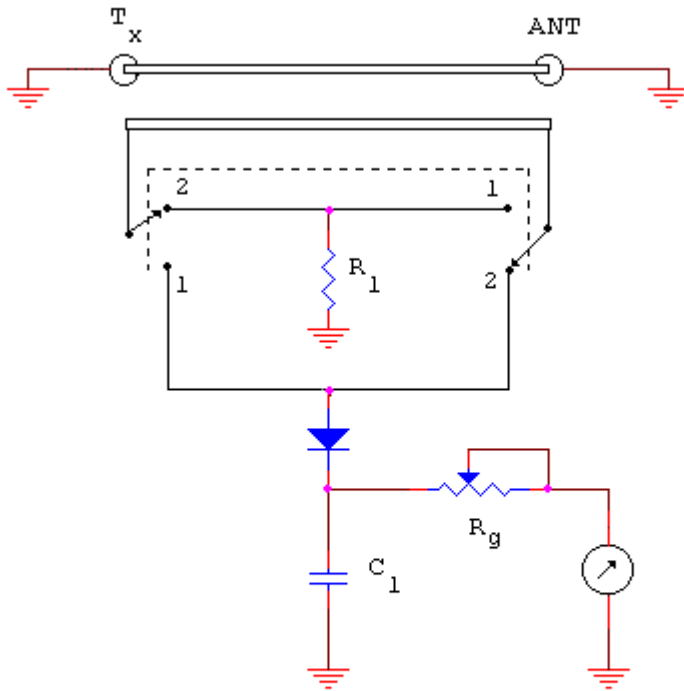


D1-D4  
Diodos de  
germanio  
1N34A o  
equivalente

Fig 4

En la Fig. 5 se muestra un segundo tipo de A.D. que utiliza dos conductores paralelos con acoplamiento magnético y electrostático. El conductor principal es una continuación de la línea de transmisión que une al instrumento con el generador por un extremo y la carga (antena) por el otro. El segundo conductor acoplado al primero está terminado en sus extremos con una carga resistiva y un circuito detector, respectivamente.

El conmutador permite seleccionar la lectura de la onda incidente o reflejada.



**Fig.5 Acoplador Direccional Tipo C-M**

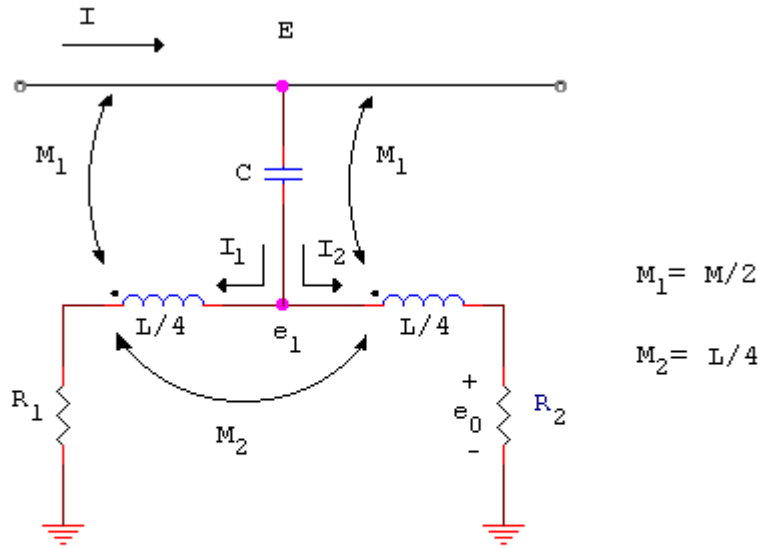
Se puede estudiar el funcionamiento del acoplador de una manera relativamente simple si utilizamos el circuito equivalente de la Fig. 6. Aquí, C representa la capacitancia distribuida que existe entre los conductores; M es la inductancia mutua del sistema; R1 y R2 son la terminaciones en los extremos del conductor secundario y L es la autoinducción del conductor secundario. La corriente de la línea de transmisión en el punto de conexión del dispositivo es I (cantidad compleja) y E es el voltaje de la línea en el mismo punto.

Los cálculos que siguen asumen que se cumple la siguiente desigualdad:

(15)

$$\omega L \ll R_1 \ll \frac{1}{\omega C}$$

cumpliéndose lo mismo para R2.



**Fig. 6 Circuito Equivalente del Acoplador.**

En la Fig. 6 :

(16)

$$e_0 = -j\omega M_1 I - j\omega M_1 I + j\omega \frac{L}{4} I_1 - j\omega M_2 I_2 + j\omega M_2 I_1 - j\omega \frac{L}{4} I_2 + I_1 R_1$$

Reemplazando los valores de M1 y M2 :

(17)

$$e_0 = -j\omega M I + j\omega \frac{L}{4} I_1 + j\omega \frac{L}{4} I_1 - j\omega \frac{L}{4} I_2 - j\omega \frac{L}{4} I_2 + I_1 R_1$$

(18)

$$= -j\omega MI + j\omega \frac{L}{2} I_1 - j\omega \frac{L}{2} I_2 + I_1 R_1$$

Según la desigualdad (15), podemos, escribir:

(19)

$$e_0 \approx -j\omega MI + I_1 R_1 - j\omega \frac{L}{2} I_2$$

Por otro lado :

(20)

$$e_1 = -j\omega M_1 I + j\omega \frac{L}{4} I_1 - j\omega M_2 I_2 + I_1 R_1$$

También :

(21)

$$e_1 = j\omega M_1 I + j\omega \frac{L}{4} I_2 - j\omega M_2 I_1 + I_2 R_2$$

Igualando (20) con (21) :



$$(22)$$

$$\left(R_1 + j\omega \frac{L}{4}\right)I_1 - j\omega M_1 I - j\omega M_2 I_2 = \left(R_2 + j\omega \frac{L}{4}\right)I_2 + j\omega M_1 I - j\omega M_2 I_1$$

(23)

$$\left(R_1 + j\omega \frac{L}{4} + j\omega M_2\right)I_1 = 2j\omega M_1 I + \left(R_2 + j\omega \frac{L}{4} + j\omega M_2\right)I_2$$

ó

$$(24)$$

$$\left(R_1 + j\omega \frac{L}{2}\right)I_1 = j\omega M I + \left(R_2 + j\omega \frac{L}{2}\right)I_2$$

En virtud de la desigualdad (15) :

$$(25)$$

$$I_1 R_1 \approx j\omega M I + I_2 R_2$$

Se tiene así mismo:

$$(26)$$

$$I_1 + I_2 = (E - e_1) j\omega C$$

con (20) :

$$(27)$$

$$I_1 + I_2 = \left[ E - \left( R_1 + j\omega \frac{L}{4} \right) I_1 + j\omega \frac{M}{2} I_1 + j\omega \frac{L}{4} I_2 \right] j\omega C$$

ó (28)

$$I_1 + I_2 = \left( E + j\omega \frac{M}{2} I_1 \right) j\omega C - I_1 \left( R_1 + j\omega \frac{L}{4} \right) j\omega C + \left( j\omega \frac{L}{4} I_2 \right) j\omega C$$

De la desigualdad (15) obtenemos:

(29)

$$\omega^2 LC \ll \omega R_1 C \ll 1$$

La expresión (26) se convierte entonces en :

(30)

$$I_1 + I_2 \approx \left( E + j\omega \frac{M}{2} I_1 \right) j\omega C$$

Despejando I1 de la ultima expresión:

(31)

$$I_1 = \left( E + j\omega \frac{M}{2} I \right) j\omega C - I_2$$

Reemplazando en (25):

(32)

$$\left[ \left( E + j\omega \frac{M}{2} I \right) j\omega C - I_2 \right] R_1 = j\omega M I + I_2 R_2$$

(33)

$$j\omega C R_1 E - j\omega M I \left( 1 - \frac{j\omega C R_1}{2} \right) = I_2 (R_1 + R_2)$$

De (33) y según (15) :

(34)

$$I_2 \approx \frac{j\omega C R_1 E - j\omega M I}{R_1 + R_2}$$

Por otro lado:

(35)

$$e_0 = I_2 R_2$$

(34) en (35) :

(36)

$$e_0 = \frac{R_2}{R_2 + R_1} (-j\omega M I + j\omega C R_1 E)$$

Si :

$$R_1 = R_2 = R \text{ y } M = CR_1 Z_0 \quad (37)$$

(38)

$$e_0 = \frac{1}{2} j\omega CR (E - Z_0 I)$$

De las ecuaciones de una línea de transmisión:

(39)

$$E = E_f e^{-j\beta x} + E_r e^{j\beta x}$$

$$I = I_f e^{-j\beta x} - I_r e^{j\beta x}$$

Con  $x = 0$ , y haciendo  $x = 0$  (lado del generador):

(40)

$$E = E_f + E_r$$

$$I = I_f - I_r = \frac{E_f}{Z_0} - \frac{E_r}{Z_0}$$

Entonces:

$$(41) \\ E - Z_0 I = 2E_r$$

Por lo tanto :

$$(42) \\ e_0 = j\omega CR E_r$$

De (25), (37) y (42) :

$$(43) \\ I_1 R = j\omega CR Z_0 I + \frac{1}{2} j\omega CR (E - Z_0 I)$$

$$(44) \\ = \frac{1}{2} j\omega CR Z_0 I + \frac{1}{2} j\omega CR E$$

$$(45)$$

$$= \frac{1}{2} j\omega CR (E + Z_0 I)$$

y según (40) :  
(46)

$$I_1 R = \frac{1}{2} j\omega CR (2E_f)$$

(47)

$$= j\omega CRE_f$$

Las expresiones (42) y (47) nos indican que hemos logrado separar las ondas incidente y reflejada de la línea de transmisión.

-----

## CONCLUSIONES

Empleando modelos circuitales adecuados se ha realizado el estudio de dos acopladores direccionales, habiéndose demostrado que es posible obtener lecturas separadas de los voltajes de la onda incidente y de la reflejada. Este estudio es de utilidad para comprender el funcionamiento de los dispositivos actuales en uso en frecuencias en el rango de HF a UHF.

-----

## BIBLIOGRAFIA

KUECKEN, JOHN A., Antennas and Transmission Lines, chapter 23, Howard W. Sams & Co., Inc., 1969

VARGAS PATRON, R., Apuntes de Laboratorio.