

ACOPLADORES DIRECCIONALES

Ing. A.Ramón Vargas Patrón
rvargas@inictel-uni.edu.pe

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 Z_L (antena). Usualmente, por comodidad, la conexión se efectúa en la salida del transmisor.

Considérese una línea desbalanceada de longitud λ , conjuntamente con el circuito de la Fig. 1. Si llamamos E_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:

$$E_x = E_f e^{-j\omega x/V} + E_b e^{j\omega x/V} \quad (1)$$
$$I_x = \frac{E_f}{Z_0} e^{-j\omega x/V} - \frac{E_b}{Z_0} e^{j\omega x/V}$$

donde:

- E_f = voltaje de la onda incidente.
- E_b = voltaje de la onda reflejada.
- V = 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.
- ω = frecuencia angular de la señal que entrega el generador.

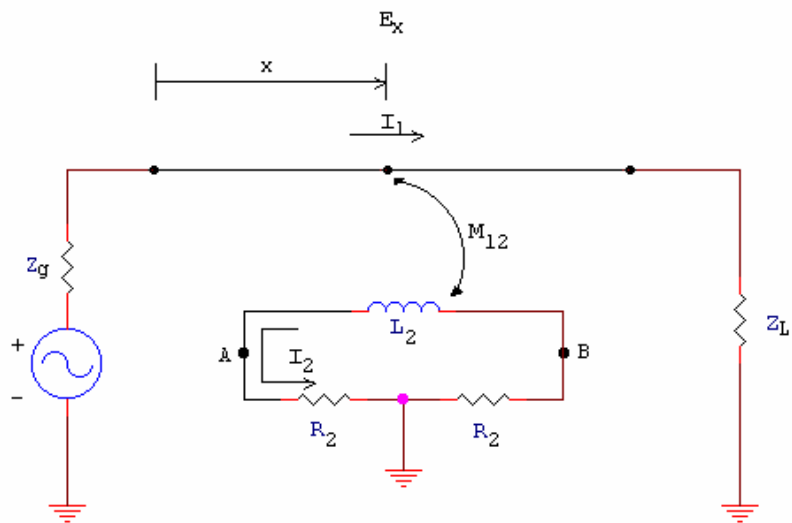


Fig. 1 Línea Desbalanceada y Circuito Secundario.

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:

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

$$E_B = -I_2 R_2 = -R_2 \frac{M_{12}}{L_2} I_1$$

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 :

$$E_c = E_x \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (7)$$

ó

$$E_c \approx E_x \frac{C_1}{C_2} \quad (8)$$

si $C_2 \gg C_1$.

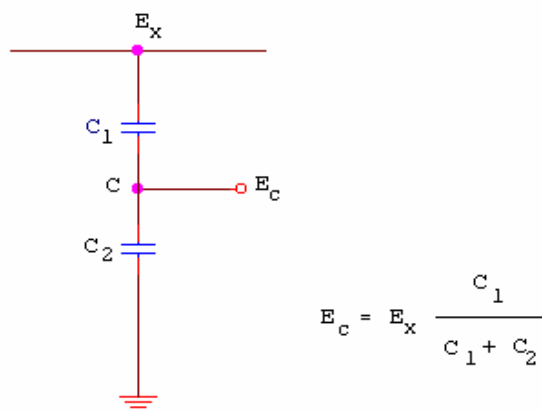


Fig. 2 Divisor Capacitivo en Vacío

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

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

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

$$E_{AC} = R_2 \frac{M_{12}}{L_2} \left(\frac{E_f}{Z_0} e^{-j\omega x/v} - \frac{E_b}{Z_0} e^{j\omega x/v} \right) - \frac{C_1}{C_2} \left(E_f e^{-j\omega x/v} + E_b e^{j\omega x/v} \right) \quad (10)$$

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

$$E_{AC} = -2 \frac{C_1}{C_2} E_b e^{j\omega x/v} \quad (12)$$

Así mismo:

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

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

$$E_{BD} = -2 \frac{C_1}{C_2} E_f e^{-j\omega x/v} \quad (14)$$

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.

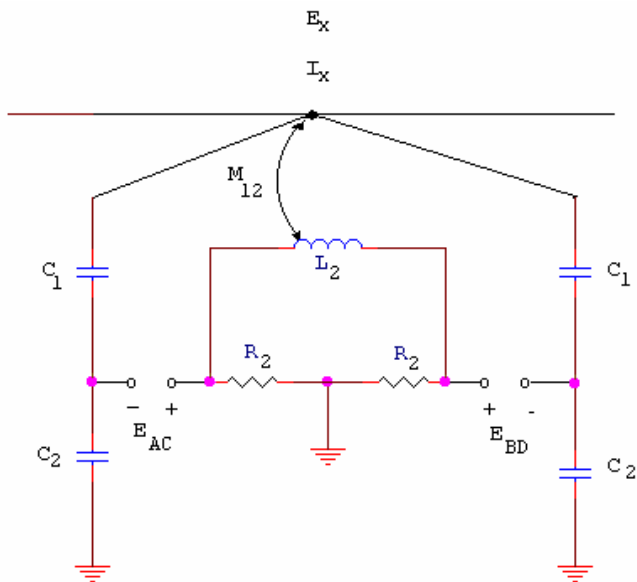


Fig. 3 Circuito del Acoplador

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

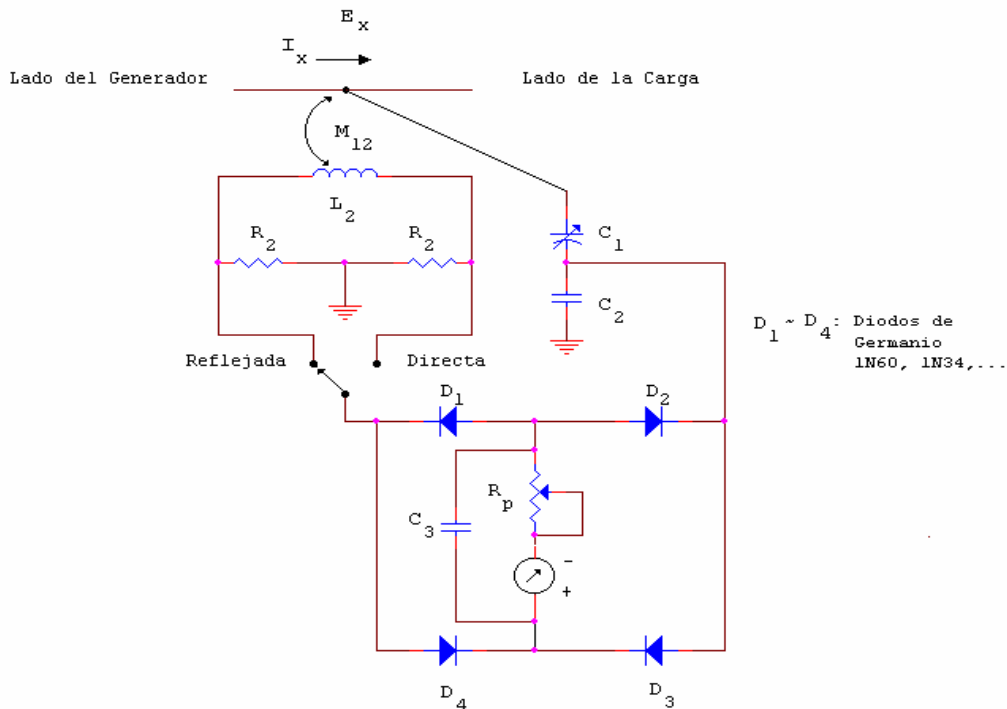


Fig. 4 Realización práctica del Acoplador Direccional

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.

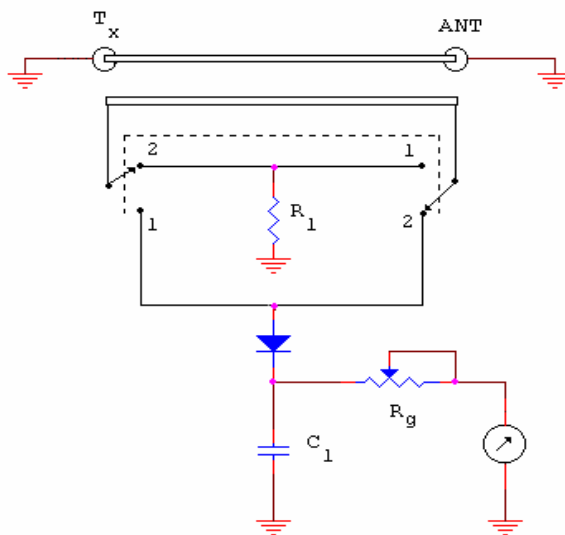


Fig.5 Acoplador Direccional Tipo C-M

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 las 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:

$$\omega L \ll R_1 \ll \frac{1}{\omega C} \tag{15}$$

cumpléndose lo mismo para R₂.

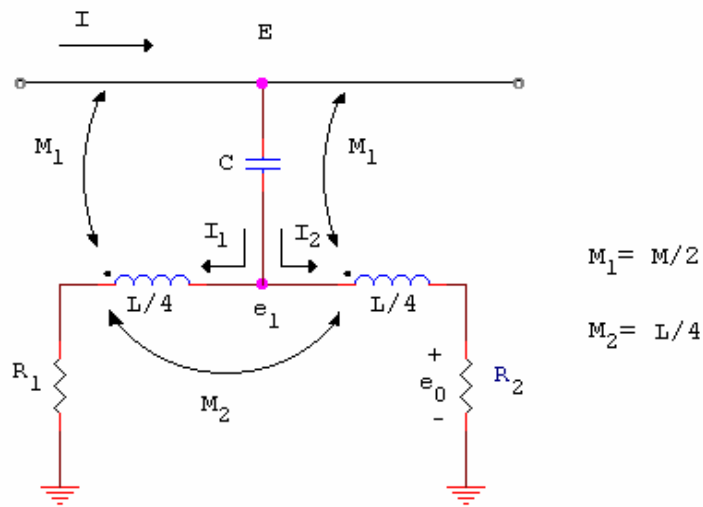


Fig. 6 Circuito Equivalente del Acoplador.

En la Fig. 6:

$$e_0 = -j\omega M_1 I - j\omega M_1 I + j\omega \frac{L}{4} I_1 - j\omega M_2 I_2 + j\omega M_2 I_1 - j\omega \frac{L}{4} I_2 + I_1 R_1 \quad (16)$$

Reemplazando los valores de M_1 y M_2 :

$$e_0 = -j\omega M I + j\omega \frac{L}{4} I_1 + j\omega \frac{L}{4} I_1 - j\omega \frac{L}{4} I_2 - j\omega \frac{L}{4} I_2 + I_1 R_1 \quad (17)$$

$$= -j\omega M I + j\omega \frac{L}{2} I_1 - j\omega \frac{L}{2} I_2 + I_1 R_1 \quad (18)$$

Según la desigualdad (15) podemos escribir:

$$e_0 \approx -j\omega M I + I_1 R_1 - j\omega \frac{L}{2} I_2 \quad (19)$$

Por otro lado:

$$e_1 = -j\omega M_1 I + j\omega \frac{L}{4} I_1 - j\omega M_2 I_2 + I_1 R_1 \quad (20)$$

También:

$$e_1 = j\omega M_1 I + j\omega \frac{L}{4} I_2 - j\omega M_2 I_1 + I_2 R_2 \quad (21)$$

Igualando (20) con (21):

$$\left(R_1 + j\omega\frac{L}{4}\right)I_1 - j\omega M_1 I - j\omega M_2 I_2 = \left(R_2 + j\omega\frac{L}{4}\right)I_2 + j\omega M_1 I - j\omega M_2 I_1 \quad (22)$$

∴

$$\left(R_1 + j\omega\frac{L}{4} + j\omega M_2\right)I_1 = 2j\omega M_1 I + \left(R_2 + j\omega\frac{L}{4} + j\omega M_2\right)I_2 \quad (23)$$

ó

$$\left(R_1 + j\omega\frac{L}{2}\right)I_1 = j\omega M I + \left(R_2 + j\omega\frac{L}{2}\right)I_2 \quad (24)$$

En virtud de la desigualdad (15):

$$I_1 R_1 \approx j\omega M I + I_2 R_2 \quad (25)$$

Se tiene así mismo:

$$I_1 + I_2 = (E - e_1)j\omega C \quad (26)$$

con (20):

$$I_1 + I_2 = \left[E - \left(R_1 + j\omega\frac{L}{4}\right)I_1 + j\omega\frac{M}{2}I + j\omega\frac{L}{4}I_2 \right]j\omega C \quad (27)$$

ó

$$I_1 + I_2 = \left(E + j\omega\frac{M}{2}I\right)j\omega C - I_1\left(R_1 + j\omega\frac{L}{4}\right)j\omega C + I_2\left(j\omega\frac{L}{4}\right)j\omega C \quad (28)$$

De la desigualdad (15) obtenemos:

$$\omega^2 LC \ll \omega R_1 C \ll 1 \quad (29)$$

La expresión (26) se convierte entonces en:

$$I_1 + I_2 \approx \left(E + j\omega\frac{M}{2}I\right)j\omega C \quad (30)$$

Despejando I_1 de la última expresión:

$$I_1 = \left(E + j\omega\frac{M}{2}I\right)j\omega C - I_2 \quad (31)$$

Reemplazando en (25):

$$\left[\left(E + j\omega \frac{M}{2} I \right) j\omega C - I_2 \right] R_1 = j\omega MI + I_2 R_2 \quad (32)$$

$$j\omega CR_1 E - j\omega MI \left(1 - \frac{j\omega CR_1}{2} \right) = I_2 (R_1 + R_2) \quad (33)$$

De (33) y según (15):

$$I_2 \approx \frac{j\omega CR_1 E - j\omega MI}{R_1 + R_2} \quad (34)$$

Por otro lado:

$$e_0 = I_2 R_2 \quad (35)$$

(34) en (35):

$$e_0 = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \left(-j\omega MI + j\omega CR_1 E \right) \quad (36)$$

Si:

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

$$\therefore e_0 = \frac{1}{2} j\omega CR (E - Z_0 I) \quad (38)$$

De las ecuaciones de una línea de transmisión:

$$\begin{aligned} E &= E_f e^{-j\beta x} + E_r e^{j\beta x} \\ I &= I_f e^{-j\beta x} + I_r e^{j\beta x} \end{aligned} \quad (39)$$

Con $\beta = \frac{\omega}{v}$ y haciendo $x = 0$ (lado del generador):

$$E = E_f + E_r \quad (40)$$

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

Entonces:

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

Por lo tanto:

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

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

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

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

$$= \frac{1}{2} j\omega CR (E + Z_0 I) \quad (45)$$

y según (40) :

$$I_1 R = \frac{1}{2} j\omega CR (2E_f) \quad (46)$$

$$= j\omega CR E_f \quad (47)$$

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

Ing. A. Ramón Vargas Patrón
rvargas@inictel-uni.edu.pe
 Lima-Perú, Sudamérica
 ___ Agosto de 1984