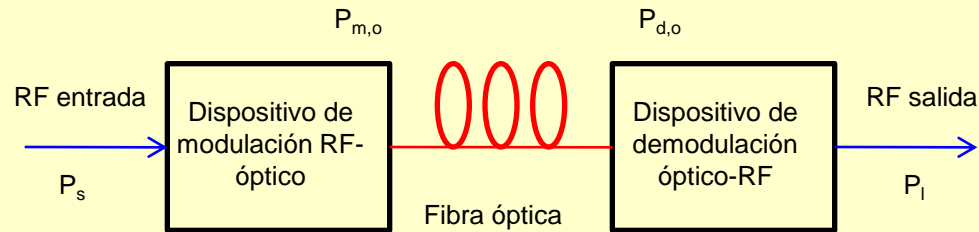


COMUNICACIONES OPTICAS

ENLACES FOTONICOS DE MICROONDAS I (GANANCIA Y RESPUESTA EN FRECUENCIA)

Universidad Autónoma de Baja California UABC
FACULTAD DE INGENIERIA ENSENADA
Dr. Horacio Luis Martínez Reyes



Componentes básicos de un enlace vía fibra óptica: dispositivo de modulación, fibra óptica y dispositivo de fotodetección.

Los enlaces fotonicos tienen como objetivo obtener las mismas funciones de un enlace de microondas convencional para: una mayor distancia de transmisión (debido a la baja atenuación de la fibra óptica), menor costo, mejor desempeño, mayor frecuencia de operación, o menor tamaño y complejidad

En enlaces de microondas (pasivos) el criterio de desempeño se basa en las perdidas de RF y la respuesta en frecuencia. Cuando la señal es amplificada se debe considerar la distorsión no lineal o ruido adicional.

En enlaces fotonicos se debe considerar: la ganancia RF y respuesta en frecuencia, la figura de ruido (NF) debido a que hay ruido adicional como el ruido del laser, y el SFDR (Spurious Free Dynamic Range) debido a la no linealidad del proceso de modulación.

GANANCIA Y RESPUESTA EN FRECUENCIA

En enlaces fotonicos la eficiencia de conversión típicamente es $< 10 \%$. Especialmente el dispositivo de modulación. Por lo tanto, se tienen perdidas de enlace mayores a 20 dB

Técnicas para mejorar la eficiencia

1. Mejorar al dispositivo de modulación
2. Mejorar el circuito de interfaz de la señal fuente de modulación al dispositivo de modulación

Ganancia (o perdida) lineal del enlace de RF, g_t

$$g_t = \frac{P_l}{P_s} \quad (1)$$

Donde:

P_l es la potencia RF a la frecuencia ω entregada a una carga acoplada a la salida del fotodetector.

P_s es la potencia RF disponible a la entrada, a una frecuencia ω y entregada al dispositivo de modulación.

En dB $G_t = 10\log_{10}g_t$, si G_t es negativa representa perdidas

La ganancia RF de un enlace es dependiente de la frecuencia

En enlaces con circuito eléctricos de entrada y salida simples de resistencias y capacitancias, G_t disminuye al aumentar la frecuencia.

Ancho de banda de la RF (f_B):

Respuesta en frecuencia paso baja desde su valor pico en DC a la frecuencia a la cual G_t cae a 3 dB.

Respuesta en frecuencia paso banda es el intervalo de la frecuencia alrededor de la frecuencia central a la cual G_t cae a 3 dB de su valor pico.

Causas de la dependencia en frecuencia:

1. El láser directamente modulado o el modulador externo pueden tener características dependientes de la frecuencia.
2. El voltaje o la corriente entregado al dispositivo de modulación puede variar en función de la frecuencia debido a las características eléctricas del circuito de entrada.
3. El receptor y el detector pueden tener respuestas dependientes de la frecuencia.

$P_{m,o}$ es la magnitud rms de la potencia óptica a la frecuencia ω (inmediatamente después del dispositivo de modulación) en la fibra.

$P_{d,o}$ es la magnitud rms de la potencia óptica a la ω incidente en el detector.

$o \rightarrow$ optico, m portadora óptica modulada, d portadora óptica en el detector.

$$P_{d,o} = T_{M-D} P_{m,o} \quad (2)$$

T_{M-D} es la pérdida óptica total que ocurre cuando se transmite la modulación óptica del dispositivo de modulación al detector. Incluye las pérdidas por propagación de la fibra y las pérdidas por acoplamiento de la fibra.

Como $p_{m,o}$ es proporcional a la corriente (o voltaje) de la entrada RF, $p_{m,o}^2 \propto p_s$. La corriente RF generada por el detector es proporcional a $p_{d,o}$, así, $p_{d,o}^2 \propto p_{load}$.

Sustituyendo estas relaciones en las ecuaciones 1 y 2

$$g_t = \left(\frac{p_{m,o}^2}{p_s} \right) T_{M-D}^2 \left(\frac{p_{load}}{p_{d,o}^2} \right) \quad (3a)$$

$$G_t = 10 \log_{10} \left(\frac{p_{m,o}^2}{p_s} \right) + 20 \log_{10} T_{M-D} + 10 \log_{10} \left(\frac{p_{load}}{p_{d,o}^2} \right) \quad (3b)$$

Estrictamente hablando, la definición de ganancia requiere un acoplamiento de impedancia entre la fuente de modulación y el dispositivo de modulación.

Una fuente típica de RF se puede representar por una fuente de voltaje rms en función de la frecuencia ω en serie con una resistencia serie interna R_s .

La forma mas simple y económica para un acoplamiento es utilizar un resistor. Sin embargo, un resistor es un dispositivo de perdidas, de esta forma el acoplamiento no es muy eficiente.

El acoplamiento de impedancias sin perdidas (situación ideal) da una mejor eficiencia pero con una complejidad de circuito mayor, y por lo tanto costoso.

$P_{m,o}^2/p_s$ de enlaces con láser modulado directamente

$P_{m,o}^2/p_s$ es importante debido a que contiene los efectos combinados de las impedancia del dispositivo de modulación y la eficiencia.

De la figura:

$p_L(t) = p_L + p_{l,o}$, es la potencia óptica instantánea de un láser en función de la corriente total inyectada $i_L(t) = i_L + i_l$.

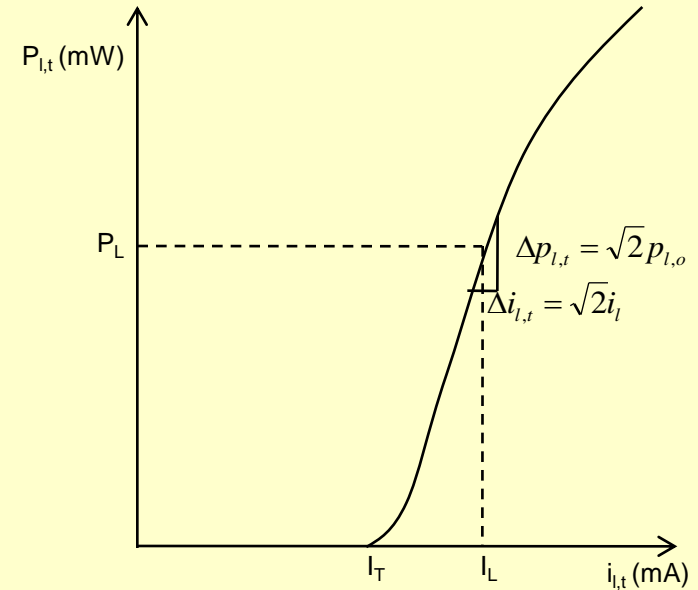
I_L , es la corriente de polarización e i_l es la señal pequeña RF de modulación, $i_l \ll I_L$.

La corriente de modulación es $\sqrt{2}i_s \cos wt$

Donde: i_s es la magnitud rms de la corriente RF,

$p_{l,o}$ es la magnitud rms de la potencia del láser.

$p_L(t)$ es casi lineal con $i_L(t)$ en el intervalo de operación láser.



La modulación directa es mas fácil de implementar que la modulación externa.

La modulación directa es el método mas utilizado para la modulación en intensidad de la portadora óptica, principalmente porque es menos costoso.

El ancho de banda de modulación esta limitado al intervalo de DC a la resonancia de relajación del láser, típicamente decenas de GHz.

La eficiencia del láser s_l se define como la pendiente de la curva $p_L(t)$ vs $i_L(t)$ para una corriente de polarización I_L

$$s_l = dp_L(t) / di_L(t) \Big|_{I_L} = p_{l,o} / i_l \quad (4)$$

En la s_l se incluye la eficiencia de acoplamiento de la ganancia del láser a la guía de onda de la fibra

La i_l se determina del análisis del circuito del láser. El láser puede ser representado eléctricamente por una impedancia de entrada que consiste de una resistencia R_L en paralelo con una capacitancia C_L .

La máxima potencia RF es transferida de la fuente de voltaje v_s a la impedancia de carga cuando la impedancia de carga es acoplada a la impedancia fuente, R_s .

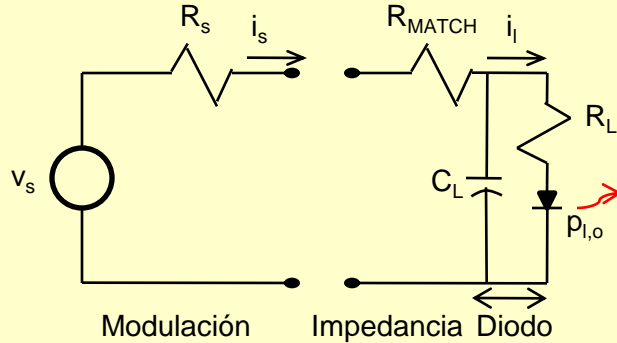
Esta máxima potencia disponible, p_s , es $v_s^2/(4R_s)$.

El diseño del circuito del láser consiste en un acoplamiento de impedancia de R_L y C_L a R_s .

El acoplamiento resistivo se puede aplicar para frecuencias donde la reactancia de la capacitancia, $X_C = 1/j\omega C_L \gg R_L$.

En láseres típicamente $R_s \gg R_L$; por lo que una forma simple para el acoplamiento a bajas frecuencias es con una resistencia R_{MATCH} en serie con el láser.

$$R_L + R_{MATCH} = R_s \quad (5)$$



Circuito para un acoplamiento resistivo entre una fuente y un diodo láser con una impedancia representada por un capacitor y un resistor en paralelo.

Con la ley de Ohm se puede tener la expresión para la corriente del láser, la cual en conjunto con la ecuación (4) se obtiene la potencia del láser modulado.

$$i_l = \frac{v_s / 2}{(R_L + R_{MATCH})} \quad p_{1,o}^2 = \frac{s_1^2}{R_L + R_{MATCH}} \cdot \frac{(v_s / 2)^2}{R_s} \quad (6)$$

Dividiendo a la segunda ecuación en (6) por la máxima potencia disponible al láser a esta terminal, p_s , $(v_s/2)^2/R_s$, se tiene que:

$$\frac{p_{1,o}^2}{p_s} = \frac{s_1^2}{R_s} \quad (7)$$

La variación en frecuencia de $p_{1,o}^2/p_s$ esta en función de la dependencia en frecuencia de i_l y s_1 . En este caso s_1 , se considera independiente de la frecuencia.

A frecuencias mayores a DC, i_l cae debido a C_L .

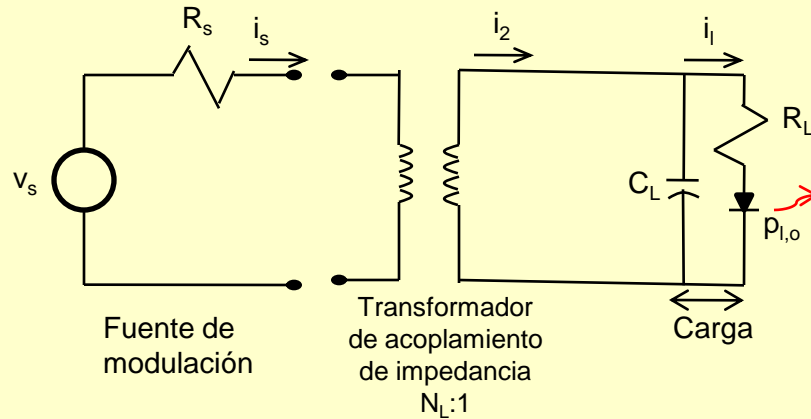
Del circuito de la figura anterior:

$$i_s = \frac{v_s}{R_s + R_{MATCH} + \frac{R_L}{1 + R_L(j\omega C_L)}} \quad i_l = \frac{i_s}{1 + R_L(j\omega C_L)}$$
$$|p_{l,o}| = s_l |i_l| = s_l v_s \left| \frac{1}{2R_s + (R_s + R_{MATCH})(j\omega C_L)R_L} \right|$$
$$\frac{|p_{l,o}|^2}{p_s} = \frac{s_l^2}{R_s} \left[\frac{1}{1 + \left(2 - \frac{R_L}{R_s}\right)^2 \left(\frac{R_L \omega C_L}{2}\right)^2} \right] \quad (8)$$

Este circuito de acoplamiento causara una caída de 3 dB de $|p_{l,o}|^2/p_s$, cuando

$$\frac{R_L \omega C_L}{2} = \frac{1}{2 - \frac{R_L}{R_s}} \quad (9)$$

El circuito de la figura anterior se puede reemplazar por uno de circuitos mas sofisticados que acoplen R_L y C_L mas eficientemente a R_S



circuito para un acoplamiento de transformador entre una fuente y un diodo láser con una impedancia representada por un capacitor y un resistor en paralelo.

Considerando un circuito de acoplamiento que se pueda representar simbólicamente como un transformador ideal. Para el acoplamiento deseado, la relación de vueltas del transformador se selecciona tal que

$$N_L^2 R_L = R_s \quad \text{y} \quad i_2 = N_L i_s \quad (10)$$

Del análisis de circuitos convencional:

$$i_l = \frac{v_s N_L}{2R_s + R_s R_L (j\omega C_L)} \quad \frac{|p_{l,o}|^2}{P_s} = \frac{s_l^2 N_l^2}{R_s \left[1 + \left(\frac{R_L (\omega C_L)}{2} \right)^2 \right]} \quad (11)$$

Para bajas frecuencias, $j\omega C_L$ es despreciable, por lo que

$$\frac{p_{1,o}^2}{p_s} = \frac{s_l^2}{R_s} N_L^2 \quad (12)$$

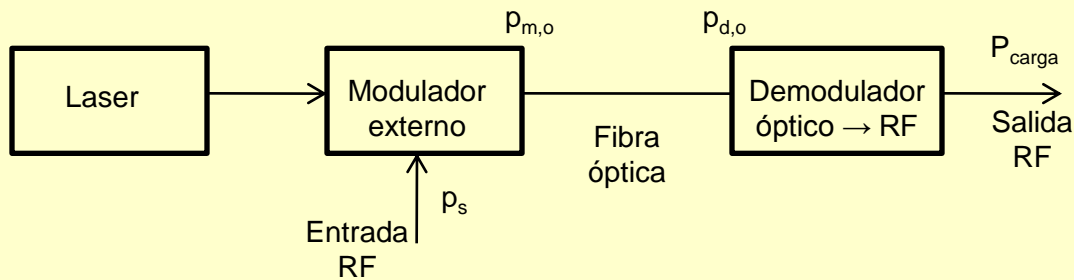
El acoplamiento del transformador (sin perdidas) de la ecuación (12) da un $p_{1,o}^2/p_s$ que es N_L^2 veces mayor que el valor obtenido del acoplamiento resistivo de la ecuación (7). La respuesta en frecuencia de este circuito causara una caída de 3 dB en $p_{1,o}^2/p_s$ cuando

$$\frac{R_L \omega C_L}{2} = 1 \quad (13)$$

Comparando a la ecuación (13) con la ecuación (9), se observa que el ancho de banda de 3 dB del acoplamiento por transformador es mayor que para el acoplamiento resistivo por un factor de $(2 - R_L/R_s)$

$P_{m,o}^2/p_s$ de enlaces con modulación externa

Para la modulación externa el láser opera en CW y la modulación por intensidad de la portadora óptica se obtiene por medio de un modulador conectado en serie ópticamente con el láser.



Enlace por fibra óptica con modulación externa

La variación de $p_{m,o}$ depende del modulador utilizado y del circuito de RF del modulador.

Ventajas de enlaces con modulación externa vs enlaces de modulación directa:

- 1. Mayor ancho de banda**
- 2. Mayor $P_{m,o}^2/p_s$**
- 3. Menor figura de ruido**
- 4. Mayor SFDR**

Desventajas de enlaces con modulación externa vs enlaces de modulación directa:

- 1. Mayor complejidad y costo de conexiones ópticas**
- 2. Necesidad de mantener y acoplar la polarización óptica entre el láser y el modulador**
- 3. Distorsiones no lineales inducidas por moduladores externos**

Se han empleado moduladores Mach-Zehnder LiNbO₃, Mach-Zehnder de polímero, Mach-Zehnder de semiconductor, y de electroabsorción. Los electrodos pueden ser de elementos concentrados y de onda viajera.

En el modulador Mach-Zehnder se utiliza el voltaje de conmutación V como la medición estándar de la sensibilidad del modulador

Siendo $T(v_M)$ la transmisión óptica de la potencia del láser CW una función del voltaje v_M a través del modulador

Para incorporar T en la eficiencia de la modulación externa, se sustituyen las conversiones de la modulación de voltaje a corriente y transmisión óptica a potencia en la ec. 4, por lo que:

$$s_m = \left. \frac{dp(i_L)}{di_L} \right|_{I_M} = R \left. \frac{dp(i_L)}{dv_M} \right|_{V_M} = RP_L \left. \frac{dT(v_M)}{dv_M} \right|_{V_M} \quad (14)$$

Donde: R es la impedancia del modulador, P_L es la potencia del láser CW a la entrada del modulador y V_M es el punto de polarización del modulador

Se debe considerar que con un ancho de banda dado de ω , T responde instantáneamente a v_M . En otras palabras T es una función del V instantáneo, independiente de la variación en el tiempo de v_M .

En Moduladores Mach-Zehnder LiNbO_3 o de polímero.

$$T = \frac{T_{FF}}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi v_M}{V_\pi} \right) \right] \quad (15)$$

Donde: T_{FF} es la fracción de la potencia total del láser en la entrada de fibra del modulador que es acoplada en la salida a fibra del modulador cuando el modulador esta polarizado para máxima transmisión. En un modulador balanceado, una de las transmisiones máximas ocurre a $v_M = 0$, V_π es el valor de v_M necesario para cambiar al modulador de máxima a mínima transmisión; idealmente, a mínima transmisión $T = 0$, en moduladores de electroabsorción.

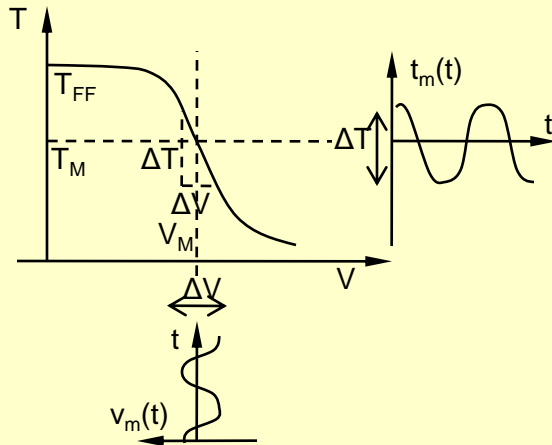
$$T = T_{FF} e^{-\alpha(v_M)L} \quad (16)$$

Donde: L es la longitud del modulador, y α es el coeficiente de absorción

A $v_M = V_M$, la transmisión de polarización es T_M . El voltaje total aplicado v_M consiste de la suma de una polarización DC V_M y un voltaje RF $v_m(t)$, para una entrada de una frecuencia,

$$v_M(t) = V_M + v_m(t), \text{ y } v_m(t) = \sqrt{2}v_{rf} \cos wt$$

Donde: v_{rf} es el voltaje rms de RF aplicado al modulador $T(t) = T_M + t_m(t)$



Transmisión T de un modulador externo en función de V

La potencia óptica de portadora en la línea de transmisión de fibra óptica, inmediatamente después del modulador, es $P_L T$, donde $P_L T = P_L T_M + P_L t_m(t)$. En general, T no es una función lineal de v_M , y t_m es una función $\cos wt$ distorsionada.

Para las ecuaciones 15 y 16 en la aproximación para pequeña señal ($v_m \ll V_M$), T se puede expresar como una serie de Taylor con términos $(v_m \cos \omega t)^n$, los términos de mayor orden crean distorsiones a la señal de modulación.

En la aproximación de primer orden (despreciando términos $n > 1$), se puede aplicar la ec 15 a la ec 14 para dar una expresión de la eficiencia de moduladores Mach-Zehnder

$$s_m = -\frac{\pi T_{FF} P_L R}{2V_\pi} \quad (17)$$

Aplicando la ec 16 a la ec 14 da la expresión análoga para moduladores de electro absorción

$$s_m = -\frac{\pi T_{FF} P_L R}{2V_{\pi,eq}} \quad (18)$$

De estas ecuaciones un modulador será mas sensible si V_π es pequeño

Es conveniente una eficiencia grande y un producto de potencia óptica promedio con la transmisión óptica lo mas grande posible.

Se desea un modulador con pocas perdidas ópticas y un láser con una potencia óptica grande.

Los tres parámetros V_π , T_{FF} , y P_L pueden ser seleccionados independientemente

Por lo tanto, el numerador de s_m se obtiene de consideraciones practicas y no de limites fundamentales. En contraste para la modulación directa hay un numerador fijo para esas cantidades fijadas por la conservación de la energía.

Para altas frecuencias T depende de la variación en el tiempo de la señal RF. s_m es dependiente de ω . Este caso corresponde a los moduladores de onda viajera.

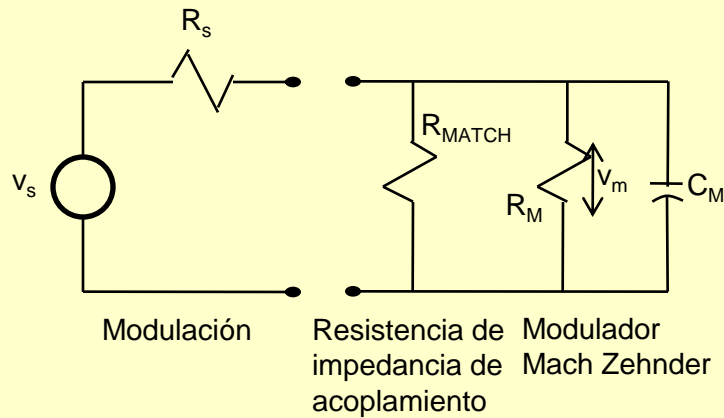
De manera similar a los láseres modulados directamente, la dependencia en frecuencia de $p_{m,o}$ es un producto de la dependencia en frecuencia de s_m y v_m . La dependencia en la magnitud y la frecuencia de s_m (e.g. T_{FF} , V_π , o $V_{\pi,eq}$) es diferente para cada tipo de modulador (MZ y EA) y para diferentes diseños de electrodos (elementos concentrados y onda viajera).

El s_m y el ancho de banda del modulador no se pueden optimizar independientemente. El V_π , o $V_{\pi,eq}$, i.e., s_m , esta directamente relacionado al C_M del modulador. Por ejemplo, en un modulador MZ de elementos concentrados V_π es inversamente proporcional a la longitud del electrodo L , mientras que C_M es proporcional a L . por lo tanto, hay un compromiso directo entre s_m y el ancho de banda de $p_{m,o}^2/p_s$. La practica común para aplicaciones de banda ancha es determinar el C_M mas grande que proporcione el ancho de banda deseado y después diseñar los electrodos del modulador.

El diseño del circuito de acoplamiento será igual para cualquier tipo de modulación (directa y externa), sin embargo los moduladores externos son controlados por voltaje con alta impedancia de entrada mientras que los láseres son dispositivos controlados por corriente con baja impedancia de entrada.

ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIA PARA MODULADORES DE ELEMENTOS CONCENTRADOS

En todos los moduladores externos de elementos concentrados, el voltaje dependiente del tiempo a través de la guía de onda, v_m , se considera independiente de la posición a lo largo del electrodo. Eléctricamente, el electrodo del modulador se representa con un capacitor concentrado en paralelo con una resistencia de fuga. Aunque algunas representaciones mas sofisticadas de algunos moduladores pueden incluir resistencia o reactancia adicional, se basará el análisis en un circuito equivalente de una capacitancia C_M en paralelo con una resistencia R_M . En comparación, el circuito equivalente para diodos láser polarizados en directa tienen un R_L pequeño, mientras que R_M es una resistencia grande.



Circuito de acoplamiento resistivo entre una resistencia fuente y la conexión en paralelo de dos elementos concentrados – R y C – que representan un modelo de impedancia de primer orden para un modulador MZ o EA

En la figura se muestra un circuito que utiliza una resistencia R_{MATCH} para el acoplamiento. Como $R_M \gg R_S$, R_{MATCH} se pone en paralelo con R_M . Del análisis de circuitos, se obtiene:

$$v_m = v_s \frac{\left(\frac{R_E}{R_E + R_S} \right)}{1 + \frac{R_S R_E}{R_S + R_E} (j\omega C_M)}$$

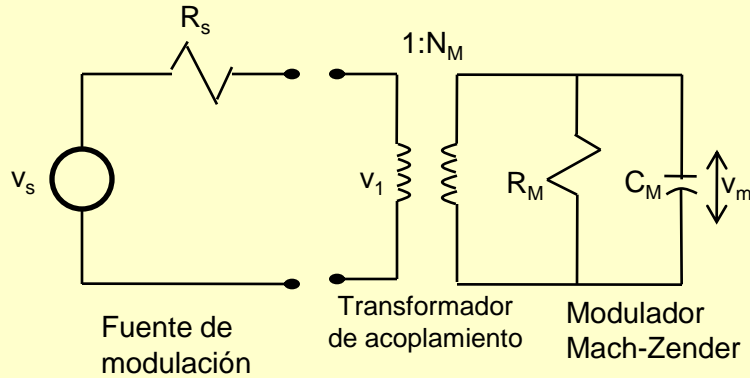
Donde:

$$R_E = \frac{R_M R_{MATCH}}{R_M + R_{MATCH}} \quad (19)$$

Para máxima transferencia de potencia RF a baja ω , R_E se hace igual a R_S .

Por lo tanto,

$$\frac{p_{m,o}^2}{p_s} = \frac{s_m^2}{R_S} \frac{1}{1 + (\omega C_M R_S / 2)^2} \quad (20)$$



circuito para un acoplamiento con un transformador ideal entre una fuente y el modelo de impedancia RC para un modulador MZ o EA

Se puede hacer un acoplamiento de mayor eficiencia utilizando un circuito sin pérdidas que se puede representar como un acoplamiento por transformador de la impedancia de entrada a R_S . En La figura se muestra el uso de un transformador ideal para acoplar la impedancia de entrada de un modulador a R_S . Como $R_M > R_S$, se necesita un transformador para acoplamiento, con $N_M^2 R_S = R_M$ y $v_m = N_M v_1$, del análisis de circuitos:

$$v_m = N_M v_s \frac{R_M}{(R_M + N_m^2 R_S) + N_m^2 R_S R_M (j\omega C_M)} = N_M v_s \frac{1/2}{1 + [N_M R_M (j\omega C_M) / 2]}$$

$$\frac{p_{m,o}^2}{p_s} = \frac{s_m^2 N_M^2}{R_S} \frac{1}{1 + \left(\frac{N_M^2 \omega R_S C_M}{2} \right)^2} \quad (21)$$

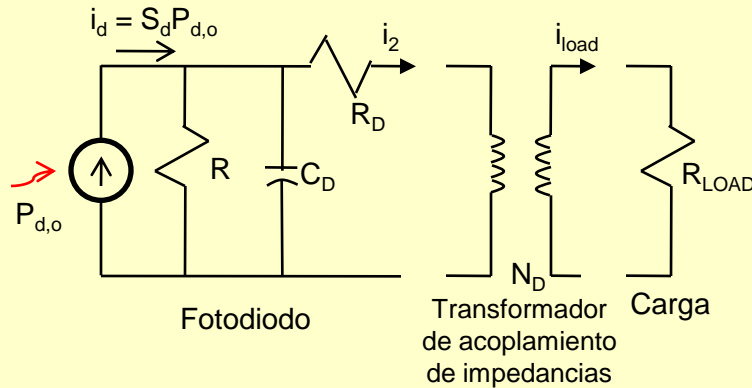
De las ecs. 20 y 21 se concluye que el acoplamiento por transformador da una ganancia de baja frecuencia que es N_M^2 veces mayor que el acoplamiento resistivo. Sin embargo, se puede notar que el ancho de banda del transformador acoplado es N_M^2 menor que el ancho de banda del acoplamiento resistivo. Esto representa a la situación típica donde la ganancia se incrementa por el mismo factor a como el ancho de banda disminuye por el mismo factor tal que el producto ganancia-ancho de banda permanece constante.

ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIA PARA MODULADORES DE ONDA VIAJERA

Los electrodos de los moduladores de onda viajera forman una línea de transmisión eléctrica. Cuando las perdidas por propagación son despreciables, la línea de transmisión tiene una impedancia característica real Z_O la cual es independiente de ω . La línea de transmisión es terminada usualmente con una resistencia de carga R_L , donde $R_L = R_O$ tal que la impedancia de entrada equivalente del modulador es una resistencia pura R_O . En este caso, se pueden aplicar las ecs 19 a 21, excepto que $C_M = 0$ bajo esta condición. Las ecuaciones predicen un ancho de banda infinitamente amplio. Si $R_O = R_S$ (R_S usualmente es de 50 ohms), se tiene un acoplamiento ideal a la fuente de modulación sin el uso de un circuito de acoplamiento. Aunque es deseable diseñar Z_O cerca de R_S desde el punto de vista de acoplamiento de impedancias, $Z_O < R_S$ para un s_m mayor. Si Z_O es significativamente diferente a R_S , es difícil de obtener un acoplamiento de banda ancha.

$P_i/P_{d,o}^2$ de fotodetectores

El fotodiodo genera una corriente RF i_d proporcional a la potencia óptica incidente en el fotodiodo $p_{d,o}$ a la frecuencia ω ,. $i_d = s_d p_{d,o}$, donde s_d es la eficiencia del fotodiodo [A/W]. Si el fotodiodo es representado eléctricamente por R , C_D , y R_D , como en la figura. R es la resistencia de fuga del fotodiodo polarizado en inversa. Es típicamente muy grande comparada a R_D y R_{LOAD} . La potencia RF de salida del fotodiodo es entregada a la carga R_{LOAD} , donde $R_{LOAD} > R_D$. Para maximizar la potencia transferida a la carga, se necesita acoplar R , C_D , y R_D , a R_{LOAD} .



modelo de circuito de fotodiodo a baja frecuencia conectado a un transformador ideal para acoplar el fotodiodo a una carga resistiva.

Para el caso de la figura

$$i_{LOAD} = N_D i_2$$

$$i_{LOAD} = \frac{N_D}{(R_D + N_D^2 R_{LOAD})(j\omega C_D) + 1 + \frac{R_D + N_D^2 R_{LOAD}}{R}} i_d \quad (22)$$

Para un transformador practico con una relación de vueltas, $N_D^2 R_{LOAD}$ no se puede acoplar R. así $R \gg R_D + N_D^2 R_{LOAD}$, y se obtiene:

$$\frac{p_l}{p_{d,o}^2} = \frac{i_{LOAD}^2 R_{LOAD}}{(i_d / s_d)^2} = \frac{N_D^2 s_d^2 R_{LOAD}}{(R_D + N_D^2 R_{LOAD})^2 \omega^2 C_D^2 + 1} \quad (23)$$

La ec. 23 permite explorar los cambios en ganancia y ancho de banda en función de N_D . Se debe considerar que s_d es independiente de ω en el intervalo de interés de frecuencia, entonces:

$$Incremento_Ganancia \Big|_{\omega_baja} = \frac{p_l}{p_{d,o}^2} \Big|_{N_D} / \frac{p_l}{p_{d,o}^2} \Big|_{N_D=1} \cong N_D^2 \quad (24)$$

$$Incremento_BW = \frac{R_D + R_{LOAD}}{R_D + N_D^2 R_{LOAD}} \cong \frac{1}{N_D^2} \quad (25)$$

Las ecs. 25 y 26 expresan el mismo resultado obtenido para el modulador, que el producto de ganancia y ancho de banda es una constante.

Consecuentemente los circuitos del fotodetector (i.e. el ND) se pueden diseñar para proporcionar la mas alta ganancia con un ancho de banda deseado.

La eficiencia s_d también tiene una dependencia con el BW. Los detectores con gran s_d generalmente tienen pequeño ancho de banda.

Comentarios generales acerca de la ganancia en enlaces

Para la ganancia a baja frecuencia de un enlace de modulación directa se insertan las ecs. 12 y 23 (con $\omega \rightarrow 0$) en la ec. 3a, con lo que:

$$g_{t-DM} = \frac{N_L^2 s_l^1}{R_S} s_d^2 N_D^2 R_{LOAD} = s_l^2 s_d^2 \Big|_{R_S=R_{LOAD}, N_L=N_D=1} \quad (26a)$$

La expresión análoga para un enlace de modulación externa se obtiene sustituyendo las ecs. 20 y 23 en la ec 3a. Considerando que $\omega = 0$ en las ecs. 21 y 23. El resultado es:

$$g_{t-DM} = \frac{N_M^2 s_m^2}{R_S} s_d^2 N_D^2 R_{LOAD} = s_m^2 s_d^2 \Big|_{R_S=R_{LOAD}, N_M=N_D=1} \quad (26b)$$

Comparando a las ecs. 26a y 26b se ve la ventaja de expresar a la ganancia del enlace en términos de la eficiencia: una simple expresión que se puede aplicar a ambos tipos de modulaciones.

En los enlaces $g_t < 1$, lo cual significa que hay pérdidas. Esto es consistente con el hecho de que las eficiencias de los diodos láser convencionales y los fotodetectores PIN debido a la ley de la conservación de la energía son < 1 . por inferencia, se considera que la eficiencia de los moduladores externos es < 1 .

Hay dos aproximaciones generales para reducir las perdidas del enlace, las cuales pueden ser utilizadas separadamente o en conjunto. Para enlaces de banda estrecha, es posible comprometer el exceso de ancho de banda para perdidas reducidas. Para obtener ganancia en un enlace de modulación directa, por ejemplo, se requiere que $R_D/R_L > s_i^2 s_d^2$.

La otra aproximación general para reducir las perdidas del enlace es incrementar la eficiencia. Este es una aproximación para banda ancha que no involucra un compromiso de ganancia - ancho de banda.