

5. LNAs y Mezcladores

5.1 Características de los LNA

El **LNA** (Low Noise Amplifier) es el primer eslabón de la cadena del receptor. En el caso de un **transceptor** (transmisor-receptor) que use FDD (frequency-division duplexing) como el que se muestra en la figura 6.1 el LNA viene detrás del **duplexor**. El duplexor es un filtro pasivo, generalmente construido con componentes discretos, que evita que la salida del emisor vaya al propio receptor. La atenuación típica que introduce en la señal que llega al receptor procedente de la antena es de 2 dB. Ejemplo típico de estándar que emplea FDD es el GSM para telefonía móvil.

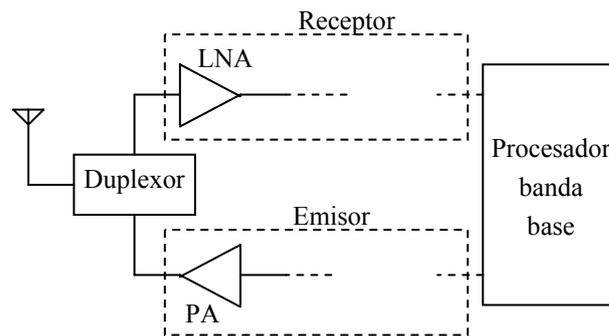


Fig. 5.1 Diagrama de bloques de un transceptor

Como el LNA es el primer eslabón del receptor determina las características de ruido del conjunto (Ley de Friis). Su principal función es amplificar la señal recibida antes de que las etapas sucesivas añadan ruido, con la premisa de que el ruido añadido por el propio LNA será muy pequeño. Por lo tanto debe tener ganancia en potencia elevada y figura de ruido baja. Naturalmente debe tener un ancho de banda adecuado a la banda de RF en que debe operar.

Sus impedancias de entrada y salida deben estar adaptadas a la antena y a la siguiente etapa, respectivamente. A menudo se toma $R_{in} = R_{out} = 50 \Omega$. Además conviene que tenga suficiente linealidad y que el punto de intersección de intermodulación del tercer armónico (P_{I13}) sea lo mayor posible, para tener mayor margen dinámico de entrada. Y también debe tener el mínimo consumo de potencia posible, característica ésta que cada vez adquiere más importancia debido a la proliferación de equipos móviles.

Naturalmente que todas estas características no se pueden conseguir a la vez, algunas son contradictorias, por lo que se debe llegar a un compromiso de diseño aceptable. Algunos valores típicos se muestran en la tabla 6.1

Tabla. 5.1 Valores típicos de algunas características de un LNA

Característica	Valor típico
Ganancia en potencia	15 dB
Figura de ruido	2 dB
Punto de int. 3er armónico	-10 dB (0.1 mW)
R_{in} , R_{out}	50 Ω

5.2 Circuito LNA básico

En principio una etapa BJT en Emisor Común (o en Fuente Común si es MOSFET) es la más adecuada para ganar en potencia. Ambas se muestran en la figura 5.2. Cabe señalar que aunque hasta ahora los LNA para frecuencias superiores a UHF se fabricaban con transistores bipolares de GaAs por su mejor respuesta frecuencial la tecnología actual permite emplear dispositivos MOSFET de Silicio que se pueden integrar con el resto del transceptor en un solo chip.

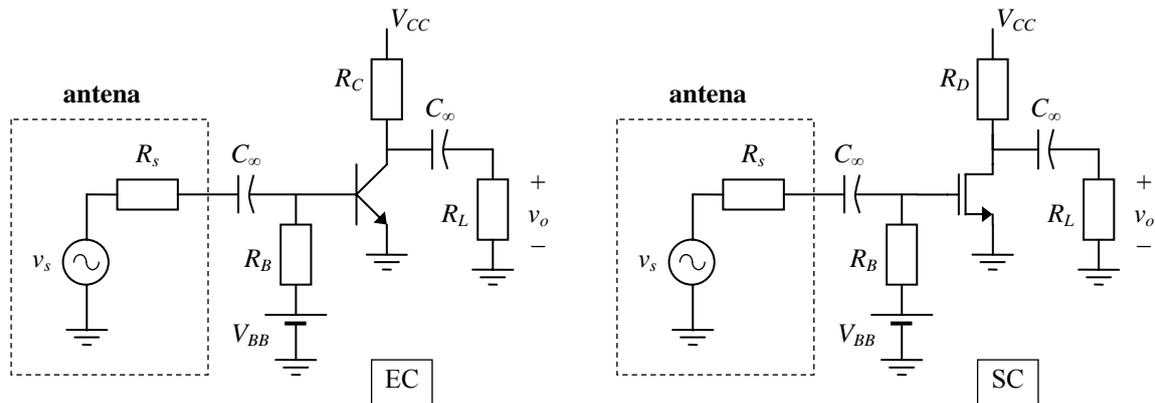


Fig. 5.2 Circuito de un amplificador en emisor común (EC) y de otro en fuente común (SC)

Para la configuración EC, el circuito equivalente para c.a. y pequeña señal se muestra en la figura 5.3.

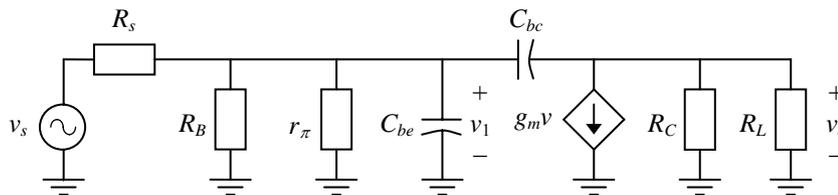


Fig. 5.3 Circuito equivalente para c.a. y pequeña señal de un amplificador en emisor común (EC)

Suponiendo que las capacidades internas del BJT son despreciables, la ganancia en tensión es

$$A_v = -g_m (R_C \parallel R_L) \frac{R_B \parallel r_{\pi}}{R_s + (R_B \parallel r_{\pi})}$$

Donde g_m y r_{π} son los parámetros en pequeña señal del BJT que dependen de su punto de trabajo. La ganancia en corriente se puede escribir como

$$A_i = \frac{i_o}{i_s} = \frac{v_o}{R_L} \frac{R_s + (R_B \parallel r_{\pi})}{v_s} = A_v \frac{R_s + (R_B \parallel r_{\pi})}{R_L}$$

Y, finalmente, la ganancia en potencia resulta

$$G = A_i A_v = A_v^2 \frac{R_s + (R_B \parallel r_{\pi})}{R_L}$$

Para la configuración SC la expresión es la misma pero en este caso r_{π} es infinita y en general, para la misma corriente de polarización, g_m es inferior.

La respuesta en alta frecuencia de las anteriores configuraciones se puede mejorar sustituyendo el elemento activo por un par en configuración cascode. El resultado para el circuito en SC se muestra en la

figura 5.4. Es una buena solución porque consume la misma potencia que el esquema anterior: la corriente de polarización se emplea a la vez para los dos transistores.

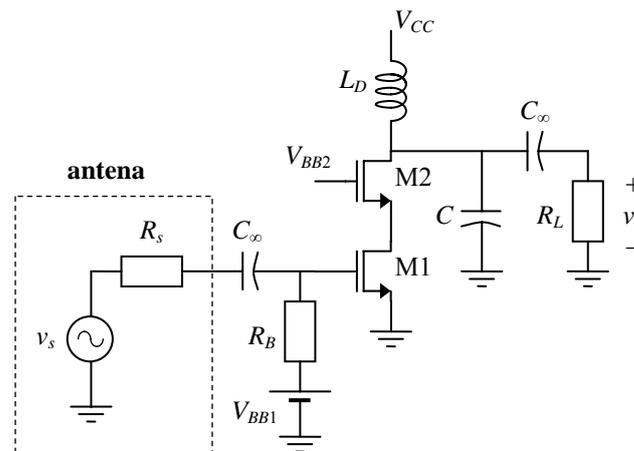


Fig. 5.4 Circuito amplificador cascode con MOSFET

Además en ese esquema se ha sustituido la resistencia de drenador, R_D , por un circuito LC paralelo (en el circuito equivalente para c.a. es más evidente que están en paralelo). El circuito LC se sintoniza a la frecuencia de la portadora, es decir, que a esa frecuencia su impedancia equivalente es infinita y no interviene pero filtra las frecuencias inferiores o superiores.

El circuito equivalente del cascode para c.a. y pequeña señal se muestra en la figura 5.5. Se han incluido las capacidades parásitas de los dos transistores. Notar que los parámetros en pequeña señal de los dos MOSFET son iguales, porque se diseñan iguales (misma W/L) y tienen la misma corriente de polarización.

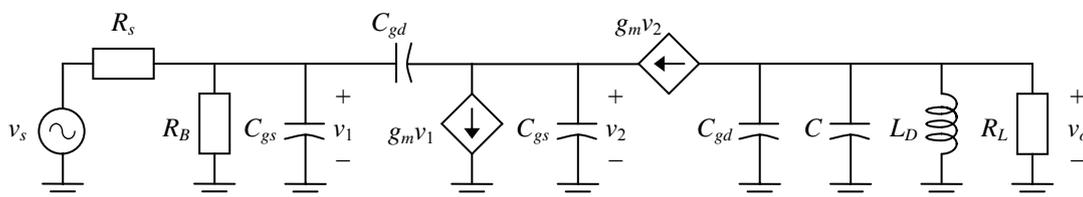


Fig. 5.5 Circuito equivalente para c.a. y pequeña señal de un amplificador cascode

La ganancia a la frecuencia portadora (donde el circuito LC paralelo está en resonancia) es la misma que para la etapa en SC si despreciamos las capacidades parásitas de los transistores. Pero si se tienen en cuenta las capacidades se comprueba la superioridad del cascode en alta frecuencia.

La mejora se debe a que en el amplificador SC (EC) la respuesta en alta frecuencia viene determinada por el efecto Miller sobre la capacidad C_{gd} (C_{bc}). Debido a este efecto C_{gd} , que es muy pequeña, equivale a una capacidad de valor $C_{gd}(1-A)$ en paralelo con C_{gs} , siendo A la ganancia en tensión entre los extremos de C_{gd} que tiene un valor elevado y signo negativo. En el circuito cascode el efecto Millar se produce sobre C_{gd} (C_{bc}) de la primera etapa, pero como la ganancia en tensión de la primera etapa es -1 , no tiene importancia.

Este esquema cumple la mayoría de especificaciones pero le falta una importante, la impedancia de entrada no es real y es mucho mayor de 50Ω . En el siguiente apartado veremos como se puede rectificar.

5.3 Circuito LNA con degeneración inductiva de la fuente

En el circuito de cascode de la figura 5.6, si despreciamos C_{gd} por ser muy pequeña y porque no tiene efecto Miller, la impedancia de entrada del MOSFET está determinada por C_{gs} . Luego

$$Z_{in} \approx R_B \parallel \frac{1}{j\omega C_{gs}}$$

Una posibilidad para tener $Z_{in} = 50 \Omega$ es la que muestra la figura 5.6, consiste en añadir una bobina L_i en paralelo con la antena.

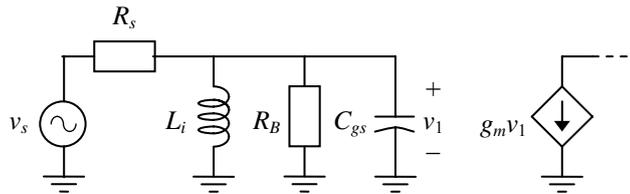


Fig. 5.6 Alternativa para conseguir $Z_{in} = 50 \Omega$ en el amplificador cascode (circuito equivalente para c.a. y pequeña señal)

La bobina L_i se ajusta para que este en resonancia con C_{gs} a la frecuencia portadora, de manera que su impedancia equivalente sea infinita. Entonces, como solo la resistencia R_B contribuye a Z_{in} , basta hacer $R_B = 50 \Omega$. Pero esa solución no es adecuada porque reduce la tensión de entrada al MOSFET a la mitad y además R_B genera ruido térmico.

Una posible solución es añadir una bobina entre la fuente del MOSFET y tierra, lo que se conoce como degeneración inductiva de fuente. Esta opción se muestra en la figura 5.7 (sin el circuito de polarización) junto con su equivalente en c.a. y pequeña señal.

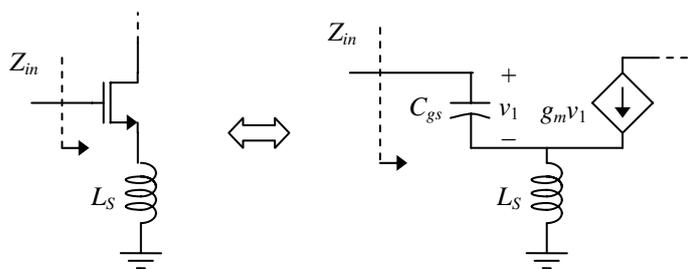


Fig. 5.7 MOSFET con degeneración inductiva de fuente y circuito equivalente para c.a. y pequeña señal

La impedancia de entrada de ese circuito es

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_S + \frac{g_m L_S}{C_{gs}}$$

O sea, que tiene una parte real sin necesidad de añadir una resistencia y por consiguiente sin introducir ruido térmico adicional. Ajustando apropiadamente L_S se puede hacer que esa parte real sean 50Ω . Lo ideal sería que a la frecuencia de la portadora los dos términos imaginarios se anularan pero eso no ocurre, la parte capacitiva domina sobre la inductiva. Por eso se tiene añadir una inductancia en serie con la puerta, L_G , que hace que se ajusta para que la impedancia de entrada total sólo contenga parte real. El circuito que resulta se muestra en la figura 5.8

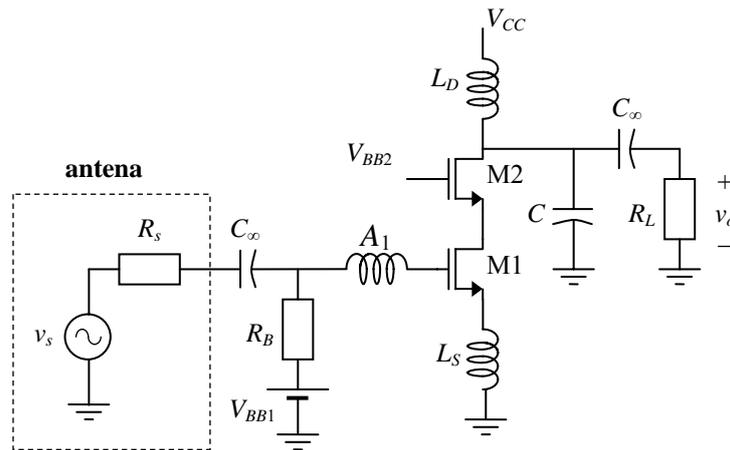


Fig. 5.8 LNA con degeneración inductiva de fuente

La resistencia de polarización R_B se elige bastante mayor que 50Ω para que no atenúe la señal, pero no excesivamente, para que no introduzca ruido innecesario.

En la figura 5.9 se ha dibujado de nuevo el anterior amplificador cascado detallando el circuito de polarización. Los transistores M3 y M4 tienen cortocircuitados drenador y fuente por lo que actúan como resistencias no lineales. Ambos, junto con la resistencia de polarización R_P , forman un divisor de tensión que determina las tensiones V_{BB1} y V_{BB2} .

Notar que M3 y M1 forman un espejo de corriente ya que en c.c. la corriente por R_B es nula y por lo tanto las tensiones V_{GS} de ambos transistores son idénticas. Así que la corriente de polarización de M1 (y por consiguiente de M2) quedan determinadas por la corriente a través de M3.

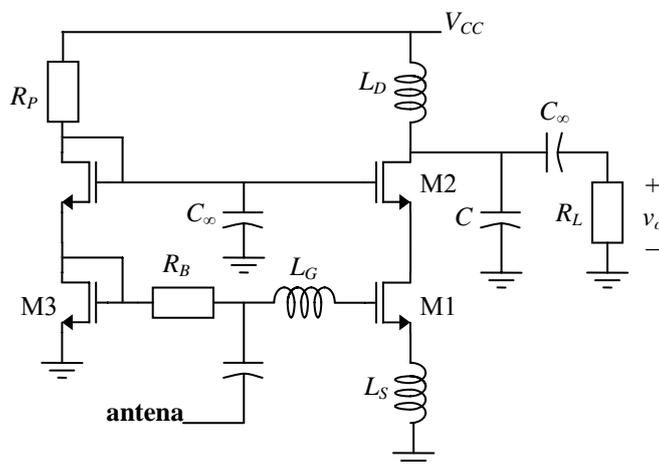


Fig. 5.9 El LNA anterior con el circuito de polarización detallado

La relación de aspecto de M1 y M2 debe ser grande puesto que g_m (y por consiguiente la ganancia) es proporcional a la relación de aspecto (W/L) y a la corriente de polarización. Para ahorrar potencia la relación de aspecto de M3 y M4 se suele hacer un orden de magnitud inferior a la de M1 y M2. De esta forma la corriente por M3 y M4, que sólo sirve para establecer las tensiones de polarización, es un orden de magnitud inferior a la que pasa por los transistores activos.

5.4 Características de los mezcladores

La función del mezclador es trasladar en frecuencia la señal de entrada, manteniendo la amplitud relativa de sus componentes espectrales. En el receptor se traslada desde la RF hasta una frecuencia inferior predeterminada, la frecuencia intermedia o FI, mezclándola con la señal del oscilador local, un tono a ω_{OL} . Esa operación es la que se muestra en la figura 5.10, el espectro de la señal original centrado sobre la frecuencia portadora, ω_{RF} , se desplaza hasta quedar centrado en $\omega_{FI} = \omega_{RF} - \omega_{OL}$. En el emisor setro mezclador realiza la operación inversa, pero aquí nos centramos en el receptor.

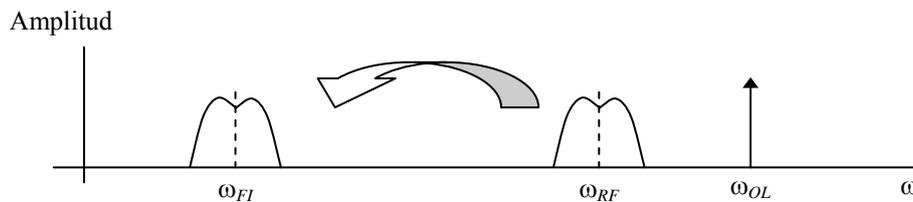


Fig. 5.10 Operación del mezclador en el receptor superheterodino

El mezclador ideal consiste de un multiplicador y un filtro paso banda, aunque en el receptor se puede emplear un paso bajo, tal como se muestra en la figura 5.11.

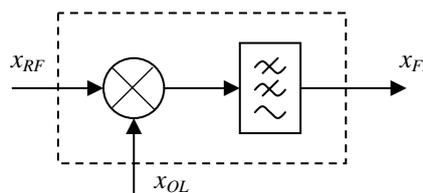


Fig. 5.11 Diagrama de bloques del mezclador ideal.

La señal de RF se puede escribir, sin pérdida de generalidad como $x_{RF} = g(t) \cos(\omega_{RF}t)$ y la señal del oscilador local como $x_{OL} = A \cos(\omega_{OL}t)$. A la salida del multiplicador obtendremos

$$x_{RF} x_{OL} = A g(t) \cos(\omega_{RF}t) \cos(\omega_{OL}t)$$

$$x_{RF} x_{OL} = \frac{1}{2} A g(t) [\cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t + \cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t]$$

Y después del filtro pasa bajo se tiene la señal de frecuencia intermedia

$$x_{FI} = \frac{1}{2} A g(t) \cos(\omega_{OL} - \omega_{RF})t = \frac{1}{2} A g(t) \cos(\omega_{FI}t)$$

Por lo tanto el mezclador realiza una operación claramente no lineal, no obstante es posible definir una **ganancia de conversión** como la relación entre la potencia de la señal de FI y la potencia de la señal de RF, medidas habitualmente sobre la misma resistencia. Este es su principal parámetro, pero hay otros, por ejemplo la figura de ruido y el margen dinámico que también aparecen en el LNA. Un parámetro típico del mezclador es el **aislamiento**, respecto del OL definido como el cociente entre la potencia a la frecuencia del OL presente a la salida y la potencia del OL en la entrada y respecto de la RF definido de la misma manera para la RF. Idealmente ambos cocientes deberían ser cero.

Los mezcladores se pueden clasificar en dos tipos según que los elementos que lo forman sean activos (BJT, MOSFET) o pasivos (diodos o MOSFET actuando como resistencias no lineales). Los primeros tienen ganancia de conversión superior a la unidad, los segundos no pero suelen tener menos ruido y mayor margen dinámico.

Otra clasificación de los mezcladores tiene en cuenta el tipo de multiplicador que emplea. El multiplicador ideal acepta señales positivas y negativas en las dos entradas. Si asignamos a cada entrada un eje de coordenadas en un plano, el punto de la entrada puede estar en cualquiera de los cuatro cuadrantes y se denomina por eso de cuatro cuadrantes. No es fácil realizar este tipo de multiplicadores, es más sencillo realizar multiplicadores en los que ambas señales sean siempre positivas, o de un solo cuadrante.

Como las señales del OL y de RF son alternas, para emplear multiplicadores de un solo cuadrante debemos sumarles un valor constante, de polarización. Sean M y N los valores de polarización, a la salida del multiplicador obtendremos

$$(M + x_{RF})(N + x_{OL}) = MN + M x_{OL} + N x_{RF} + x_{RF} x_{OL}$$

$$(M + x_{RF})(N + x_{OL}) = MN + MA \cos(\omega_{RF} t) + N g(t) \cos(\omega_{OL} t) + A g(t) \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{OL} t)$$

El producto de cosenos es el mismo que aparece en el multiplicador anterior y es el que da lugar a la frecuencia intermedia. Después un filtro pasa bajo elimina todas las componentes excepto la frecuencia intermedia. Pero la supresión de las frecuencias del OL y de la RF a la salida la tiene que hacer el filtro, mientras que en el multiplicador de cuatro cuadrantes estas dos frecuencias no aparecen. Así que el diseño del filtro en este segundo tipo de mezclador es más delicado.

Los mezcladores en los que las frecuencias ω_{RF} y ω_{OL} no aparecen antes del filtro de salida se denominan doblemente equilibrados, si aparece una de las dos se denominan equilibrados respecto a la que no aparece, y si aparecen las dos no son equilibrados.

5.5 Mezcladores con un único elemento activo

Este tipo de mezcladores aprovecha la no linealidad de la característica I-V del dispositivo. Pueden ser activos o pasivos. Un ejemplo es el mezclador con MOSFET que se muestra en la figura 5.12a, en este circuito el MOSFET trabaja en saturación y por consiguiente

$$i_D = \frac{\beta}{2} (v_{GS} - V_{Th})^2$$

Para analizar este tipo de circuitos es obvio que no se pueden emplear aproximaciones lineales de sus características (modelos en pequeña señal). Por eso en el circuito equivalente que se muestra en la figura 5.12b el generador de corriente modela la corriente total i_D . Las capacidades parásitas del dispositivo se desprecian. Así, si suponemos que $R_{OL} \approx 0$, la parte del circuito entre G y S si es lineal y podemos aplicar superposición para calcular v_{GS}

$$v_{GS} = V_{GSQ} + v_{gs}(\text{c.a.})$$

Observamos que $V_{GSQ} = V_{BB}$, mientras que $v_{gs}(\text{c.a.}) = v_{RF} - v_{OL}$, luego

$$i_D = \frac{\beta}{2} (V_{BB} - V_{Th} + v_{RF} - v_{OL})^2$$

$$i_D = \frac{\beta}{2} (V_{BB} - V_{Th})^2 + \frac{\beta}{2} (v_{RF} - v_{OL})^2 + \beta (V_{BB} - V_{Th})(v_{RF} - v_{OL})$$

$$i_D = \frac{\beta}{2} (V_{BB} - V_{Th})^2 + \frac{\beta}{2} (v_{RF})^2 + \frac{\beta}{2} (v_{OL})^2 - \beta (v_{RF} v_{OL}) + \beta (V_{BB} - V_{Th})(v_{RF} - v_{OL})$$

donde $V_{BB} - V_{Th}$ es un valor constante, mientras que $v_{RF} = g(t) \cos(\omega_{RF} t)$ y $v_{OL} = A \cos(\omega_{OL} t)$.

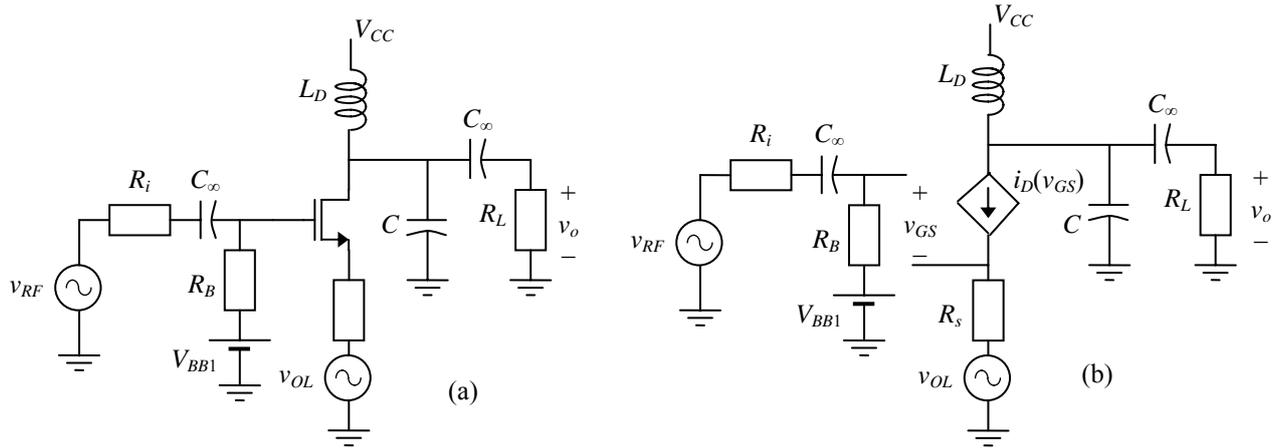


Fig. 5.12 (a) Mezclador con MOSFET. (b) Circuito equivalente

La corriente i_D contiene un término de c.c., I_{DQ} , términos en $\cos(\omega_{RF}t)$, $\cos(\omega_{OL}t)$, $\cos(2\omega_{RF}t)$, $\cos(2\omega_{OL}t)$ y finalmente dos términos en $\cos(\omega_{RF}t \pm \omega_{OL}t)$ que provienen del producto $v_{RF} v_{OL}$. Para calcular la tensión de salida, tenemos en cuenta que el circuito $L_D C R_L$ es lineal, por eso basta calcular su respuesta a cada una de las componentes de i_D . Si suponemos que el circuito $L_D C$ está sintonizado a $\omega_{FI} = \omega_{RF} - \omega_{OL}$ y es ideal en el sentido que sólo deja pasar este termino obtenemos

$$i_D = \frac{\beta R_L}{2} A g(t) \cos(\omega_{FI}t)$$

Si no lo suponemos ideal hay que calcular su impedancia equivalente para las distintas componentes y aplicar superposición. La ganancia de conversión en tensión es

$$A_V = \frac{1}{2} \beta R_L A$$

Este es un mezclador activo pero no equilibrado, la supresión de las frecuencias ω_{RF} y ω_{OL} a la salida se hace en el filtro LC.

Notar por último, que para realizar la función de mezcla se puede utilizar cualquier dispositivo no lineal, como un diodo o un BJT, porque al desarrollar su función de transferencia en serie de Taylor siempre aparece un término cuadrático. Ahora bien, cuanto más no lineal sea esta función tendremos más términos de orden superior, todos ellos deben ser filtrados antes de la salida.

5.6 Mezcladores con diodos

Los mezcladores con varios diodos pertenecen a un tipo en el que el multiplicador se sustituye por un conmutador o un interruptor. En la figura 5.13a puede verse un diagrama muy general de estos mezcladores. El conmutador conecta con x_{RF} o $-x_{RF}$ alternativamente a la frecuencia del OL. Definimos la función signo de $\cos(\omega_{OL}t)$, $\text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$, como una función que toma los valores ± 1 según que la función $\cos(\omega_{OL}t)$ sea positiva o negativa. Esta función se representa en la figura 5.13b.

Entonces, la señal después del conmutador se puede escribir como

$$x_A = x_{RF} \text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)].$$

La función $\text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$ es periódica y se puede desarrollar en serie de Fourier como

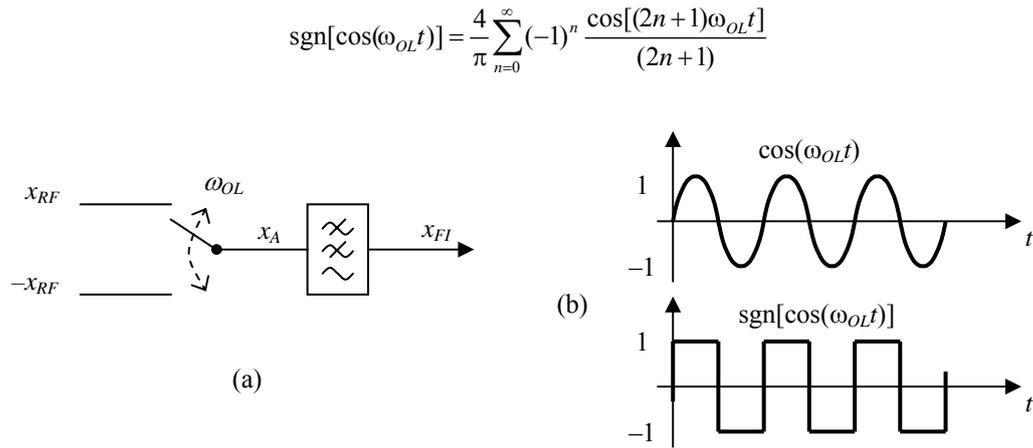


Fig. 5.13 (a) Principio del mezclador por conmutación. (b) Representación de la función $\text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$

Por lo tanto

$$x_A = x_{RF} \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\cos[(2n+1)\omega_{OL}t]}{(2n+1)}$$

$$x_A = g(t) \cos(\omega_{RF}t) \frac{4}{\pi} [\cos(\omega_{OL}t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{OL}t) + \dots]$$

$$x_A = \frac{2}{\pi} g(t) [\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \dots]$$

El filtro de salida elimina todos los términos de x_A excepto el de la FI. Notar que después del conmutador no aparecen términos en ω_{RF} ni en ω_{OL} , por lo que este esquema corresponde a un mezclador doblemente equilibrado.

Un esquema más sencillo emplea sólo la función x_{RF} y el conmutador bascula entre esta señal y tierra. El resultado es muy parecido, pero se obtiene un mezclador equilibrado tan sólo para ω_{OL} .

Con diodos se pueden realizar mezcladores equilibrados o doblemente equilibrados. Vamos a ver sólo el más completo, pero el método de análisis sirve para todos ellos. Su esquema se muestra en la figura 5.14, el elemento central es un anillo de cuatro diodos. Los transformadores son ideales y tienen una relación de transformación de 1:1.

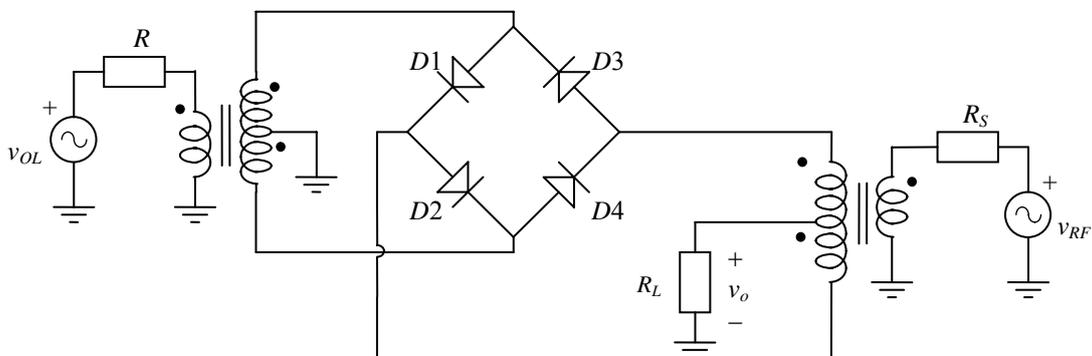


Fig. 5.14 Circuito mezclador con anillo de diodos

La señal v_{OL} es cuadrada de amplitud A , siendo $A \gg |v_{RF}|$. Cuando $v_{OL} = A$ los diodos $D1$ y $D2$ conducen, mientras que los $D3$ y $D4$ están en corte. Suponiendo que los diodos se comportan como interruptores

ideales, es decir que en conducción actúan como cortocircuitos, el circuito equivalente en este caso se muestra en la figura 5.15a. Y sustituyendo los dos generadores A y las dos resistencias R por su circuito equivalente Thevenin se obtiene el circuito de la figura 5.15b.

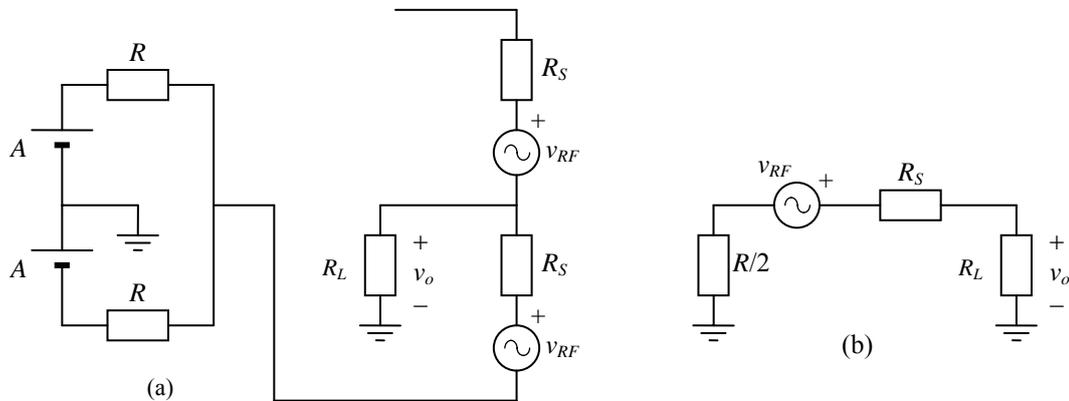


Fig. 5.15 Circuitos equivalentes del representado en la figura 5.14 cuando $v_{OL} = A$

Analizando el circuito de la figura 5.15b se observa que

$$v_o = v_{RF} \frac{R_L}{R_L + R_S + R/2}$$

Cuando $v_{OL} = -A$ los diodos $D1$ y $D2$ están en corte, mientras que los $D3$ y $D4$ conducen. Los circuitos equivalente en este caso se muestran en la figura 5.16a y 5.15b.

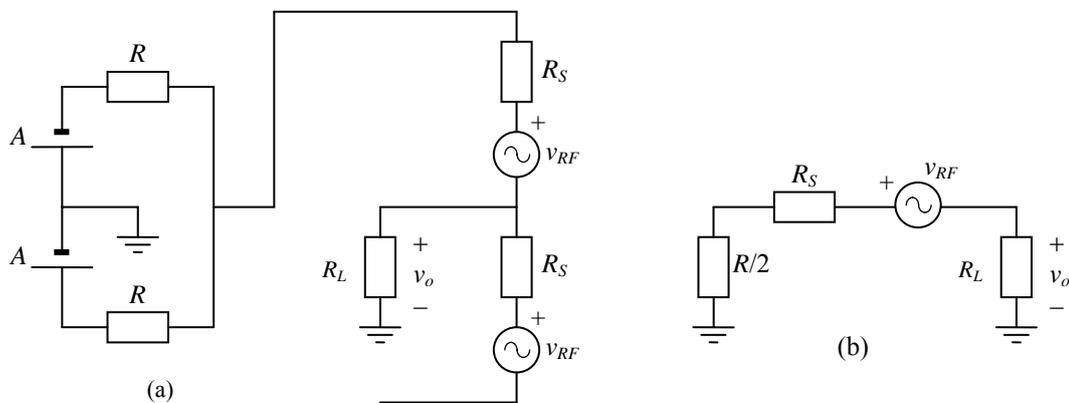


Fig. 5.16 Circuitos equivalentes del representado en la figura 5.14 cuando $v_{OL} = -A$

Analizando el circuito de la figura 5.16b se observa que

$$v_o = -v_{RF} \frac{R_L}{R_L + R_S + R/2}$$

Luego, en general podemos escribir que

$$v_o = v_{RF} \frac{R_L}{R_L + R_S + R/2} \text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$$

Si $v_{RF} = g(t)\cos(\omega_{RF}t)$, después de filtrar con un pasa bajo (no indicado en el circuito) obtendremos

$$v_{FI} = \frac{2}{\pi} \frac{R_L}{R_L + R_S + R/2} g(t) \cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t]$$

En el caso mejor: $R, R_S \ll R_L$, las ganancias de conversión (en este caso pérdida) con las potencias medidas sobre R_L , será

$$G = \left(\frac{v_{FI}}{v_{RF}}\right)^2 = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 = -4 \text{ dB}$$

5.7 Célula de Gilbert

Los mezcladores que se vamos a ver a continuación usan el mismo principio que los anteriores, pero emplean dispositivos activos como BJT o MOSFET. Limitaremos nuestro análisis a los que emplean MOSFET, pero el funcionamiento con BJT es similar.

El esquema más simple es el que se muestra en la figura 5.17, es un mezclador activo y equilibrado para la RF. El transistor $M3$ convierte la tensión de RF en una corriente proporcional, mientras que $M1$ y $M2$ trabajan en conmutación conectando esta corriente alternativamente a R_{D1} y R_{D2} .

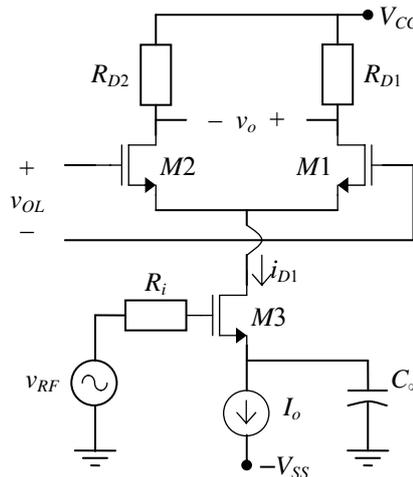


Fig. 5.17 Circuito mezclador con MOSFET

$M3$ trabaja en saturación y en pequeña señal, por eso podemos aplicar superposición para calcular su corriente total

$$i_{D1} = I_{DQ1} + i_d(\text{c.a.}) = I_o + g_m v_{RF}$$

v_{OL} es una señal cuadrada de amplitud $\pm A$, suficiente para que $M2$ y $M3$ estén alternativamente en corte.

Si $v_{OL} = A$, $M1$ está en corte y toda la corriente i_{D1} circula por $M2$ y R_{D2} . La tensión de salida es

$$v_o = V_{CC} - (V_{CC} - i_{D1} R_{D2}) = i_{D1} R_{D2} = R_{D2} (I_o + g_m v_{RF})$$

Si $v_{OL} = -A$, $M2$ está en corte y toda la corriente i_{D1} circula por $M1$ y R_{D1} . La tensión de salida es

$$v_o = (V_{CC} - i_{D1} R_{D1}) - V_{CC} = -i_{D1} R_{D1} = -R_{D1} (I_o + g_m v_{RF})$$

Haciendo que $R_{D1} = R_{D2} = R_D$ podemos escribir en general que

$$v_o = R_D (I_o + g_m v_{RF}) \text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$$

Desarrollando la función $\text{sgn}[\cos(\omega_{OL}t)]$ en serie de Fourier y dado que $v_{RF} = g(t)\cos(\omega_{RF}t)$, tenemos

$$v_o = \frac{4}{\pi} [R_D I_o \cos(\omega_{OL} t) + \frac{g_m R_D}{2} g(t) \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) t + \dots]$$

Después de filtrar con un pasa bajo (no indicado en el circuito) obtendremos

$$v_{FI} = \frac{2}{\pi} g_m R_D g(t) \cos(\omega_{FI} t)$$

Notar que el filtro debe eliminar la componente de frecuencia ω_{OL} , así que sólo es equilibrado para la RF.

La ganancia de conversión con las potencias medidas sobre R_L , será

$$G = \left(\frac{v_{FI}}{v_{RF}}\right)^2 = \left(\frac{2}{\pi} g_m R_D\right)^2$$

Se puede utilizar este mismo principio para hacer un mezclador doblemente equilibrado, conocido como Célula de Gilbert en honor a su inventor. El esquema se muestra en la figura 5.18, todos los transistores tiene las mismas dimensiones.

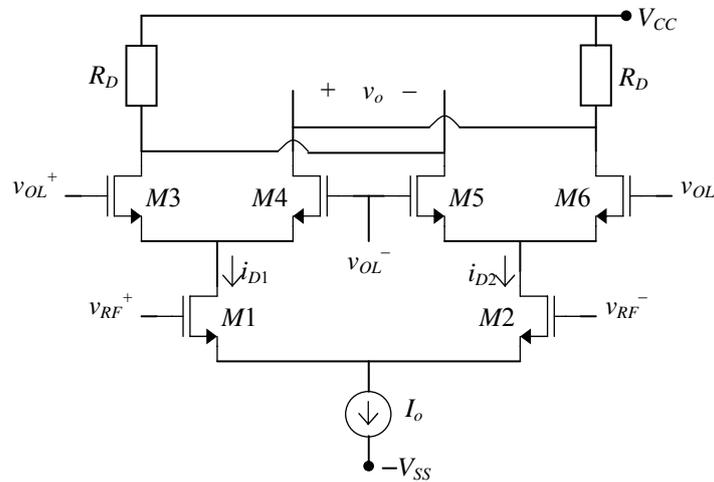


Fig. 5.18 Célula de Gilbert con MOSFET

$M1$ y $M2$ forman un par diferencial, ambos trabajan en saturación y en pequeña señal, por eso podemos aplicar superposición para calcular su corriente total. En reposo los dos transistores se reparten por igual la corriente de polarización I_o y por consiguiente, sus parámetros de pequeña señal serán iguales. El circuito equivalente para c.a. y pequeña señal se muestra en la figura 5.19, sólo se ha representado la parte que afecta a $M1$ y $M2$. En el puede observarse que

$$g_m v_1 + g_m v_2 = 0 \Rightarrow v_1 = -v_2$$

$$v_{RF} = v_1 - v_2 \Rightarrow v_1 = v_{RF}/2$$

$$i_{d1} = -i_{d2} = (g_m v_{RF})/2$$

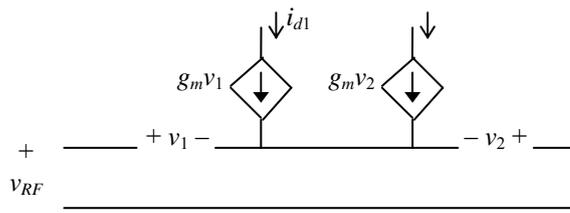


Fig. 5.19 Circuito equivalente para c.a. y pequeña señal del par diferencial en la figura anterior

Por consiguiente

$$i_{D1} = \frac{1}{2} (I_o + g_m v_{RF}) \quad i_{D2} = \frac{1}{2} (I_o - g_m v_{RF})$$

Si $v_{OL} = A$, $M4$ y $M5$ están en corte $i_{D3} = i_{D1}$ y $i_{D6} = i_{D2}$. La tensión de salida es

$$v_o = (V_{CC} - i_{D6} R_D) - (V_{CC} - i_{D3} R_D) = R_D (i_{D1} - i_{D2})$$

$$v_o = \frac{R_D}{2} (I_o + g_m v_{RF} - I_o + g_m v_{RF}) = g_m R_D v_{RF}$$

Si $v_{OL} = -A$, $M3$ y $M6$ están en corte $i_{D4} = i_{D1}$ y $i_{D5} = i_{D2}$. La tensión de salida es

$$v_o = (V_{CC} - i_{D4} R_D) - (V_{CC} - i_{D5} R_D) = R_D (i_{D2} - i_{D1})$$

$$v_o = \frac{R_D}{2} (I_o - g_m v_{RF} - I_o - g_m v_{RF}) = -g_m R_D v_{RF}$$

En general

$$v_o = g_m R_D v_{RF} \operatorname{sgn}[\cos(\omega_{OL} t)]$$

Desarrollando la función $\operatorname{sgn}[\cos(\omega_{OL} t)]$ en serie de Fourier y dado que $v_{RF} = g(t)\cos(\omega_{RF} t)$, tenemos

$$v_o = \frac{4}{\pi} \left[\frac{g_m R_D}{2} g(t) \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \dots \right]$$

Después de filtrar con un pasa bajo (no indicado en el circuito) obtendremos la misma expresión que en el circuito anterior para v_{FI} . Pero notar que la componente de frecuencia ω_{OL} no aparece en v_o , es un mezclador doblemente equilibrado.

Notar que las señales en la célula de Gilbert: v_{RF} , v_{OL} , v_o , no están referidas a tierra, son diferenciales. Este tipo de señales se emplean cada vez más en los sistemas de procesamiento analógico de señal, porque son más inmunes al ruido, de forma que sólo al final del sistema un circuito convierte la señal diferencial en señal referida a tierra.

5.8 Mezcladores vectoriales

Los mezcladores que hemos visto hasta ahora corresponden al esquema de la figura 5.11, que reproducimos aquí en la figura 5.20. Las dos señales de entrada van a un multiplicador donde se generan dos nuevas señales con frecuencias suma y diferencia, respectivamente. Después un filtro paso banda elimina una de las dos señales.

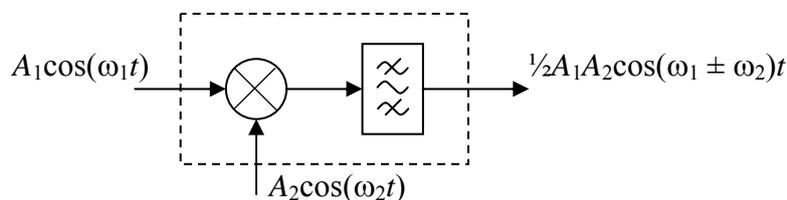


Fig. 5.20 Diagrama de bloques del mezclador doblemente equilibrado.

El filtro es fácil de diseñar si ω_1 y ω_2 son parecidas, porque entonces $(\omega_1 - \omega_2) \ll (\omega_1 + \omega_2)$. Por contra, si $\omega_1 \gg \omega_2$ entonces $(\omega_1 - \omega_2) \approx (\omega_1 + \omega_2)$ y el diseño del filtro se complica mucho.

En este caso es posible emplear un mezclador que suprime una de las dos señales, o bandas, de salida sin necesidad de filtro. Este tipo de mezclador se conoce como mezclador vectorial, de banda lateral única o con rechazo de imagen. Su esquema se muestra en la figura 5.21, contiene dos multiplicadores, dos desfasadores de 90° y un sumador

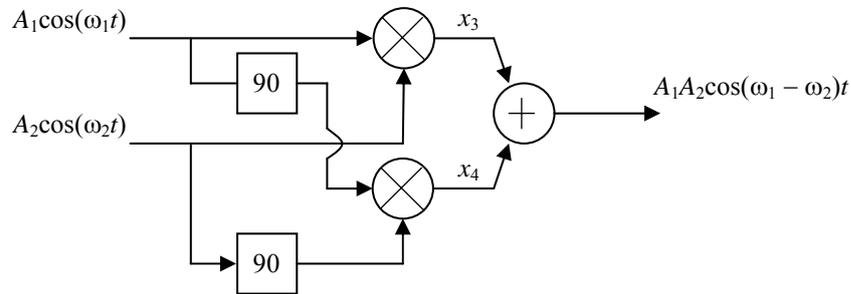


Fig. 5.21 Diagrama de bloques del mezclador vectorial.

A la salida de los desfasadores obtendremos $\cos(\omega_1 t + 90) = -\text{sen}(\omega_1 t)$ y $-\text{sen}(\omega_2 t)$, respectivamente.

A la salida de cada multiplicador obtendremos

$$x_3 = A_1 A_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t)$$

$$x_4 = A_1 A_2 \text{sen}(\omega_1 t) \text{sen}(\omega_2 t)$$

Y después del sumador

$$x_o = A_1 A_2 [\cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + \text{sen}(\omega_1 t) \text{sen}(\omega_2 t)] = A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

Si se cambia el sumador por un restador se obtiene el $\cos(\omega_1 + \omega_2)t$.