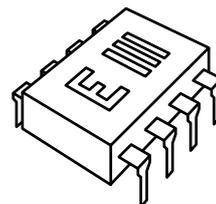




Universidad Nacional de Rosario  
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura  
Escuela de Ingeniería Electrónica  
Departamento de Electrónica



## **ELECTRÓNICA III**

---

# **OSCILADORES SENOIDALES**

## **Práctica resuelta**

**Javier Ghorghor**

**Año 2006**

B14.00

Código interno de publicación: B14.00  
Primera edición: 2006  
Publicado en Internet  
Rosario, Argentina  
Año 2004  
<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/oscil-pr.pdf>

# Problemas resueltos sobre osciladores

## Problema 1

A continuación se planteará un sistema electrónico que se utiliza para la medición de impedancia  $Z$  a partir de la determinación de su componente real e imaginaria. El mismo posee dos partes constitutivas, un circuito conocido como detector sincrónico y un oscilador que genera dos ondas senoidales en cuadratura. Cada uno será analizado en detalle y en la última parte de este desarrollo se estudiará como interactúan en función de la aplicación mencionada.

a) Detector sincrónico.

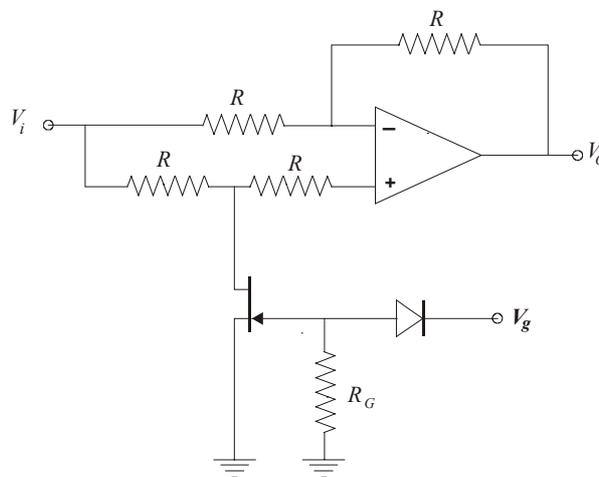


Figura 1.

Con el circuito de la figura 1 es posible obtener un amplificador cuya ganancia será positiva o negativa según la tensión de control  $V_g$  aplicada al gate del J-FET. Esto se logra gracias a la conmutación del transistor: primer estado  $R_{ds} \rightarrow 0$  ( $V_g$  tensión positiva), segundo estado  $R_{ds} \rightarrow \infty$  ( $V_g$  tensión negativa).

▪  $R_{ds} \rightarrow 0$ :

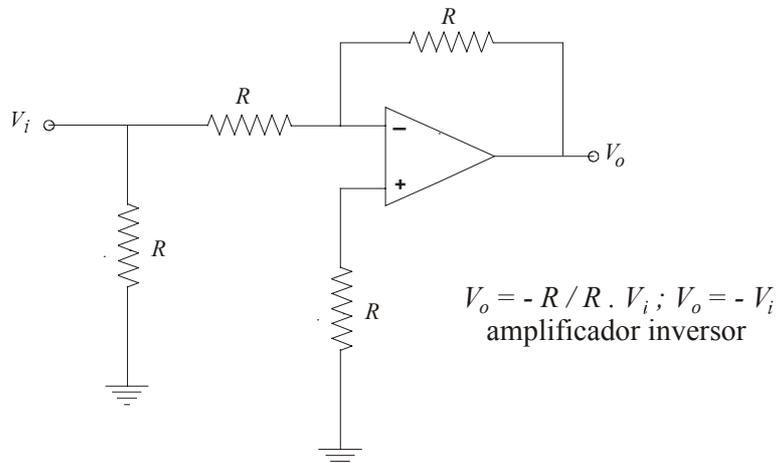
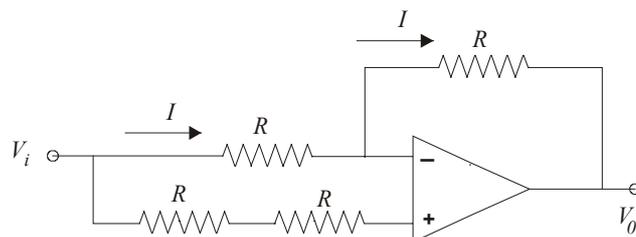


Figura 2.

- $R_{ds} \rightarrow \infty$ :



$V_o = V_i$ , pues  $e(-) = e(+) = V_i$  e  $I = 0$   
 amplificador no inversor

Figura 3.

Ahora bien, si  $V_g$  es una onda cuadrada de valor medio nulo y  $V_i$  una onda senoidal estando la primera adelantada con respecto a la segunda un ángulo  $\varphi$ , se tienen las gráficas de la figura 4.

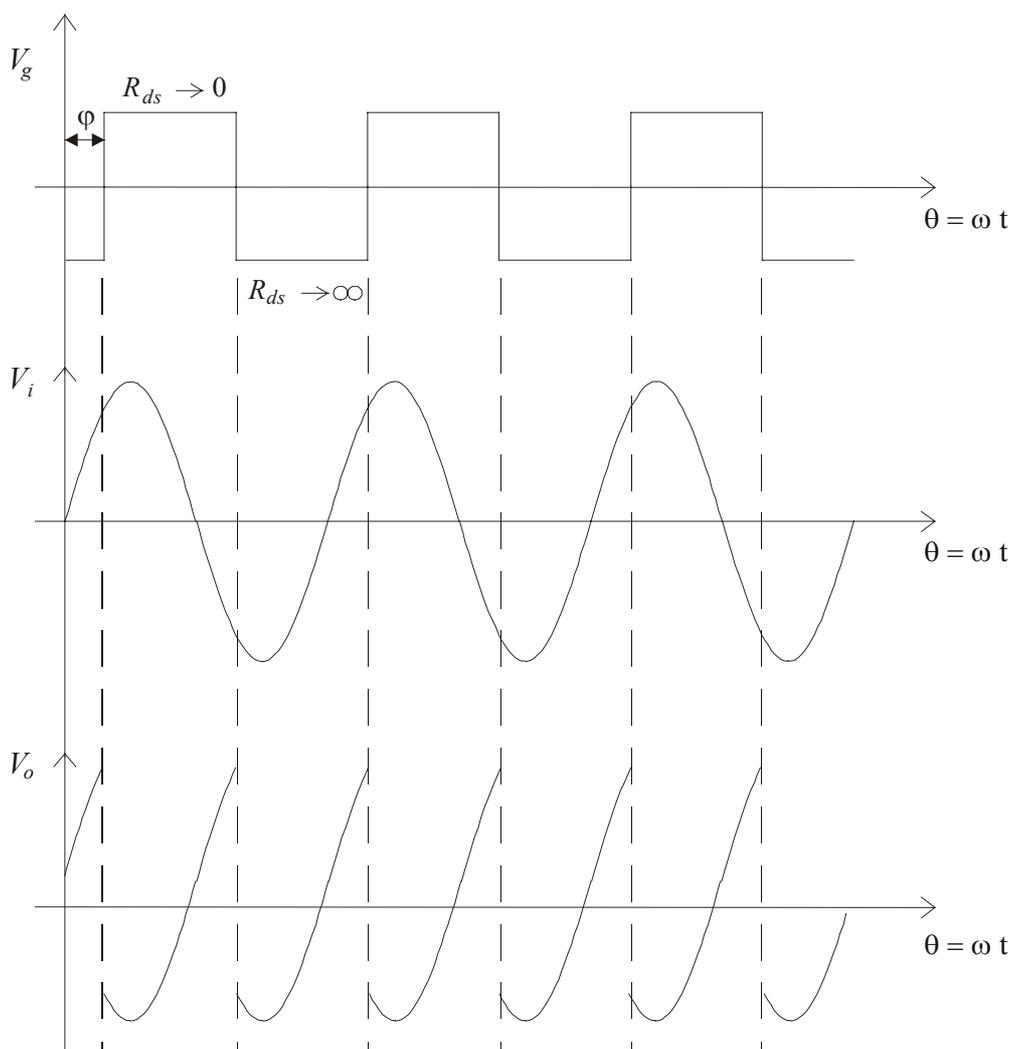


Figura 4.

Si  $V_i = E_{max} \text{ sen } \omega t$ , el valor medio de  $V_o$  será:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \left( \int_0^\varphi E_{max} \text{ sen } \omega t \, d\omega t + \int_\varphi^\pi -E_{max} \text{ sen } \omega t \, d\omega t \right) =$$

$$= -\frac{2}{\pi} E_{max} \cos \varphi$$

Con lo que se llega a que  $|V_o| = K \cos \varphi$ , el valor medio a la salida del amplificador es proporcional al  $\cos \varphi$  siendo,  $\varphi$  el desfase de la onda de entrada  $V_i$  y la de control  $V_g$ .

Ahora, si analizamos el amplificador de la figura 5 con  $Z = R + jX$  y  $V_o = -Z/R_1 V_i$ , se tiene  $V_o = -R/R_1 V_i - jX/R_1 V_i$ , siendo  $R = |Z| \cos \varphi$  y  $X = |Z| \text{ sen } \varphi$ , es decir, una componente en fase y otra en cuadratura con la señal de entrada  $V_i$ .

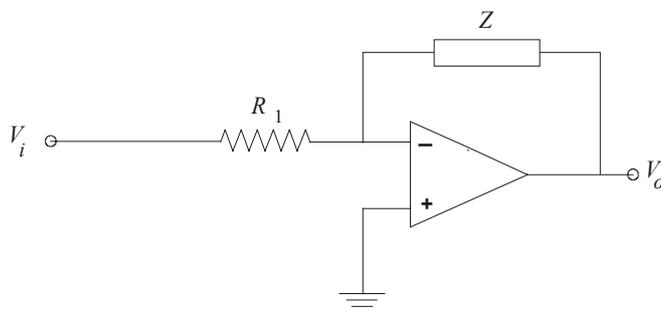


Figura 5.

Si se utiliza un circuito de detección sincrónica a la salida del amplificador de la figura 5, se pueden observar dos casos, ilustrados en la figuras 6 y 7.

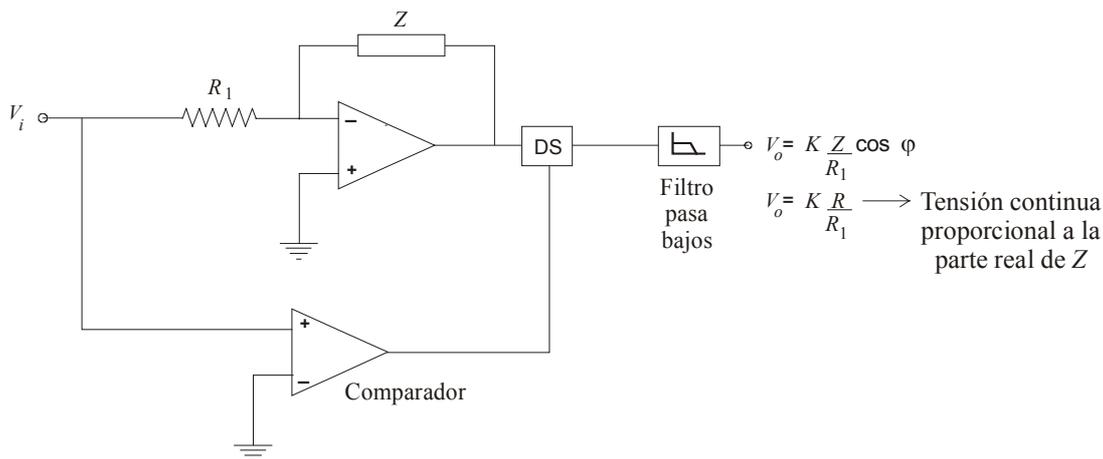


Figura 6. Caso 1.

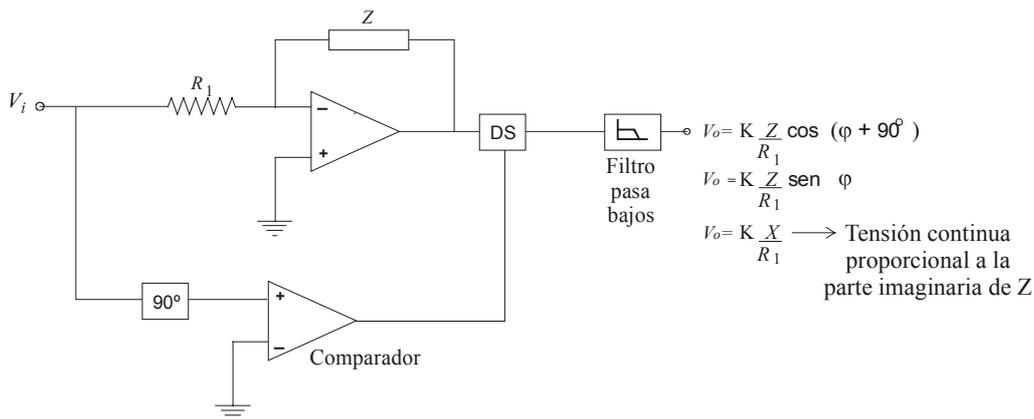


Figura 7. Caso 2.

Notar que en ambos circuitos se utiliza un comparador para cuadrar la onda senoidal de entrada ya sea sin desfase o con un adelanto de 90°. De esta forma se obtiene la señal de control del detector sincrónico.

Lo que se concluye hasta acá es que a través de los circuitos analizados es posible medir valores de impedancia mediante la determinación de su parte real e imaginaria.

b) Oscilador seno-coseno.

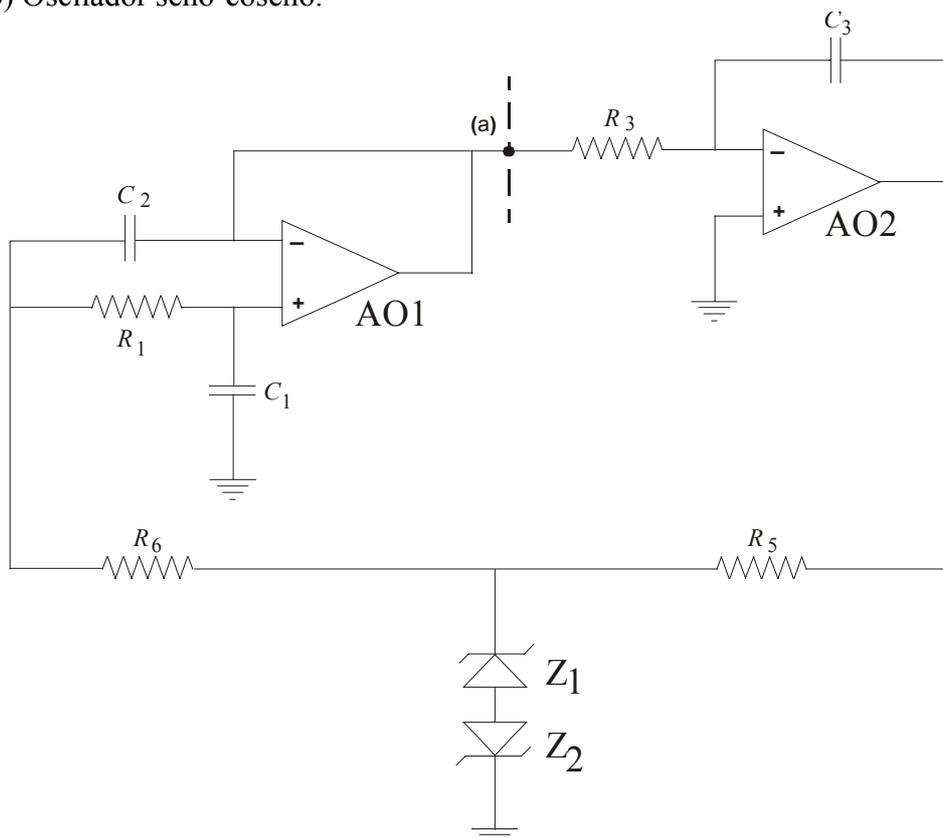


Figura 8.

En el circuito de la figura 8, se muestra un circuito tomado del manual de Amplificadores Operacionales de National (pág 1-185). Se observan, como partes constitutivas, un circuito integrador, conformado por  $R_3$ ,  $C_3$  y el amplificador operacional 2 y un filtro de 2° orden constituido por  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $C_2$ ,  $R_6$  y el amplificador operacional 1. El mismo se conoce como circuito pasabajos Sallen-Key, y aporta como

máximo un desfase de  $-180^\circ$ . Teniendo en cuenta además que el circuito integrador desfasa  $-90^\circ$ , es posible encontrar una frecuencia finita a la cual se cumple el criterio de Barkhausen.

Planteando la función de transferencia del circuito en el punto (a) a lazo abierto, nos queda:

$$\frac{V_1}{V_1'} = \frac{-1}{[(s^2 C_1 R_1 C_2 R_6 + s C_1 (R_6 + R_1) + 1] (s R_3 C_3)}$$

Ahora, analizando la condición de oscilación, es decir  $\text{Im}(V_1/V_1') = 0$ , obtenemos:

$$s^2 C_1 R_1 C_2 R_6 + 1 = 0$$

$$(j\omega_o)^2 C_1 R_1 C_2 R_6 = 1$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 R_1 C_2 R_6}}$$

Es esperable que la frecuencia de oscilación coincida con la frecuencia de corte del filtro, pues el integrador aporta  $90^\circ$  siempre, por lo tanto los otros  $90^\circ$  deben ser aportados por el circuito de segundo orden frecuencia mencionada. Por otro lado, se puede variar el valor de  $R_3$  para ajustar el valor de la ganancia a fin de igualarla a 1 sin alterar la frecuencia de oscilación. Si se tiene la posibilidad de cambiar el valor de  $C_2$ , por ejemplo a través de una llave conmutadora que conecta distintos valores de capacidad, es posible variar la frecuencia debido a que  $C_2$  solamente participa del valor de la misma. El inconveniente que presenta este procedimiento es que si se altera la  $f_o$ , también varía la ganancia por lo que se necesita corregir la misma por medio del ajuste de  $R_3$ . Por todo esto se concluye que para que el oscilador pueda variar su frecuencia efectivamente, será preciso conmutar o variar los valores de  $C_2$  y  $R_3$  simultáneamente.

Mediante el programa de simulación de circuitos ICAPS y con los elementos abajo detallados, elegidos a fin de obtener una frecuencia de oscilación cercana a los 10 kHz, se pudo simular el oscilador en distintos momentos de su evolución.

|                          |                         |                         |                         |                        |
|--------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|------------------------|
| AO <sub>1</sub> = LM102  | C <sub>1</sub> = 47 pF  | R <sub>1</sub> = 100 kΩ | VZ <sub>1</sub> = 8,2 V | V <sub>CC</sub> = 12 V |
| AO <sub>2</sub> = LM101A | C <sub>2</sub> = 200 pF | R <sub>3</sub> = 100 kΩ | VZ <sub>2</sub> = 8,2 V |                        |
|                          | C <sub>3</sub> = 100 pF | R <sub>5</sub> = 2 kΩ   |                         |                        |
|                          |                         | R <sub>6</sub> = 220 kΩ |                         |                        |

Como se puede apreciar el valor de la frecuencia extraído de la figura 10 es de aproximadamente 11 kHz, valor muy cercano al obtenido utilizando la fórmula de  $f_o$  expresada anteriormente ( $f_o = 11,067$  kHz). Cabe agregar que la razón por la cual las amplitudes de ambas formas de onda no son iguales es que la ganancia del integrador no es exactamente 1 a la frecuencia de oscilación.

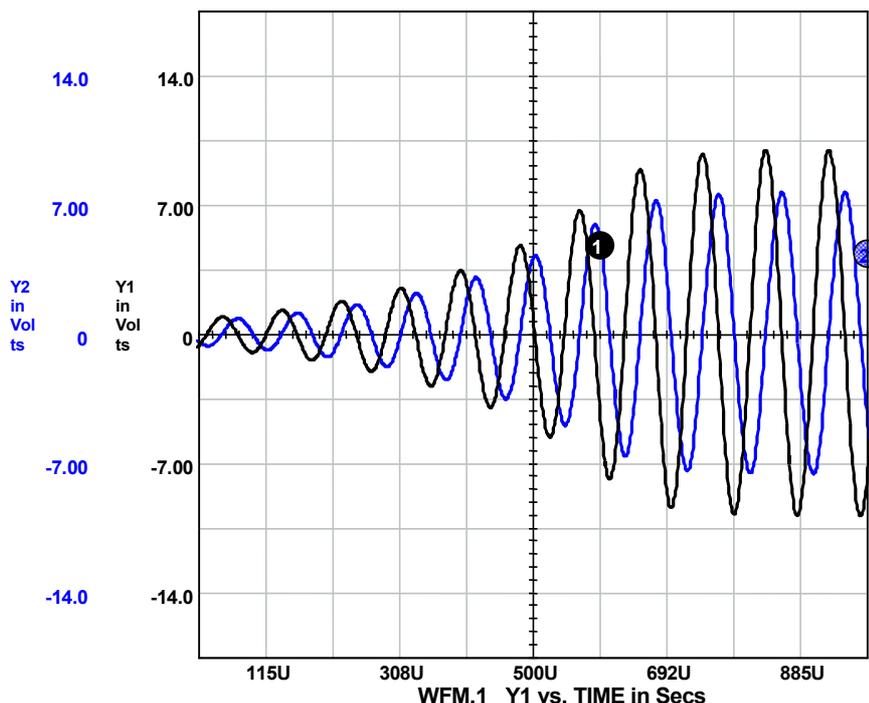


Figura 9 Régimen transitorio .Curva 1 tomada a la salida del LM101A y la curva 2 tomada del LM102.

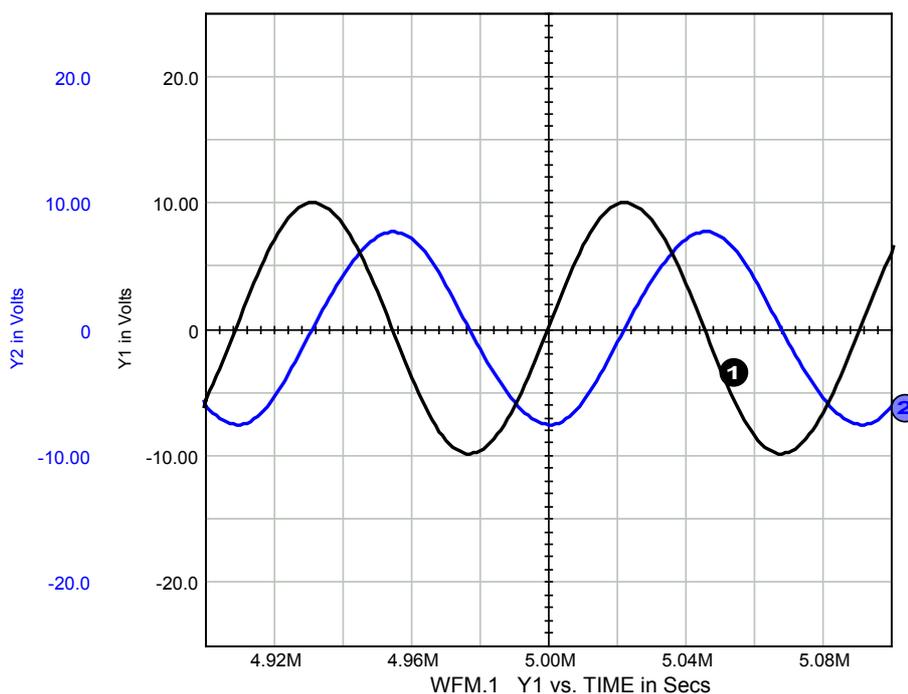


Figura 10 Régimen permanente .Curva 1 tomada a la salida del LM101A y la curva 2 tomada del LM102.

Luego de analizar el funcionamiento del circuito oscilador, se concluye que este último se puede combinar con el circuito de detección sincrónica para poder obtener valores de tensiones continuas proporcionales a la parte real e imaginaria de una impedancia  $Z$  incógnita.

Hoy en día la mayoría de los instrumentos electrónicos digitalizan las señales para luego ser evaluadas por una unidad de procesamiento la cual se encarga de mostrar el resultado o modificarlo para una aplicación determinada. Por lo tanto, sería conveniente agregar a nuestro “medidor de Z” un dispositivo conversor analógico-digital (CAD o ADC en inglés ) que a su vez podría cumplir el rol de dispositivo periférico de un microprocesador.

Podemos pensar, por ejemplo, en la determinación de valores de capacidad, por lo que se plantea el circuito de la figura 11.

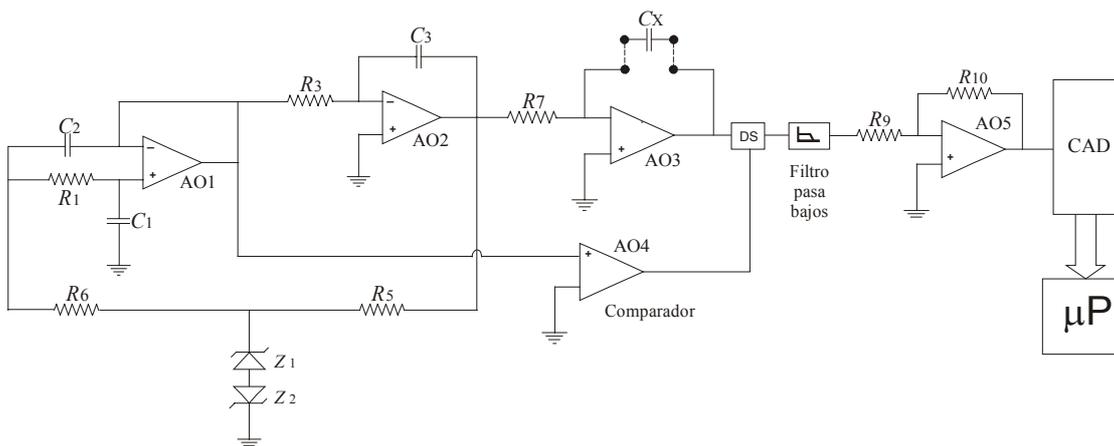


Figura 11

Se incluye a la salida del filtro pasabajos un inversor de ganancia unitaria ya que la tensión obtenida es negativa (queda para el alumno la justificación de esta última afirmación). A fines prácticos, se propone un CAD de aproximaciones sucesivas de 8 bits de resolución y una tensión de referencia ( $V_{ref}$ ) de 10V por lo que el valor analógico correspondiente a un cuanto será de 39 mV ( $10\text{ V} / 256$ ). Manteniendo los valores de las resistencias y capacidades del circuito oscilador, tenemos una frecuencia  $f_o = 11\text{ kHz}$ , adoptando  $R_7 = 10\text{ k}\Omega$  y asumiendo que la tensión máxima de salida del oscilador es 10 V, se obtiene la expresión de la tensión a la entrada del CAD en función de la capacidad. La misma se extrajo del análisis realizado del circuito de detección sincrónica.

$$V_{in\text{ CAD}} = \frac{2 V_{osc}}{\pi R_7 2\pi f_o C_X} = \frac{9,21 \times 10^{-9} V_X F}{C_X}$$

Utilizando la expresión se obtiene los siguientes valores:

| $V_{in\text{ CAD}}$ | Resultado de la conversión | $C_X$              |
|---------------------|----------------------------|--------------------|
| 39 mV               | 1                          | 0,23 $\mu\text{F}$ |
| 10 V                | 255                        | 0,92 nF            |

En la última columna se observan los valores extremos de capacidad mensurables por el circuito planteado. Hay que hacer hincapié de que el método propuesto no responde a una expresión lineal de  $C_X$  lo que encarece el objetivo final del sistema electrónico propuesto, sin embargo, esta situación puede ser compensada mediante cálculo en el microprocesador o bien, si no se tiene una gran potencia de procesamiento, se puede recurrir a una tabla de conversión almacenada en memoria o mediante simple comparación detectando los valores comerciales de capacidad.

Por último, si se desea obtener distintos alcances y resoluciones, observar que se puede lograr modificando  $R_7$  o cualquier elemento del cual dependa la frecuencia  $f_0$  del oscilador ( $C_1, R_1, C_2$  y  $R_6$ ).

### Problema 2

Estudiar si el circuito de la figura 12 oscila y hallar, en caso afirmativo, el valor de la frecuencia  $f_0$  y la ganancia  $A$  del amplificador.

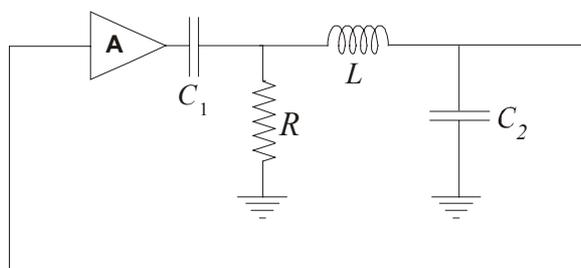


Figura 12

Pensando que una red  $RC$  puede aportar un desfase de hasta  $90^\circ$  y un circuito  $LC$  hasta  $180^\circ$  podríamos estar en presencia de un circuito oscilador por rotación de fase. Para comprobarlo, analicemos el circuito a lazo abierto tal como se muestra en la figura 13.

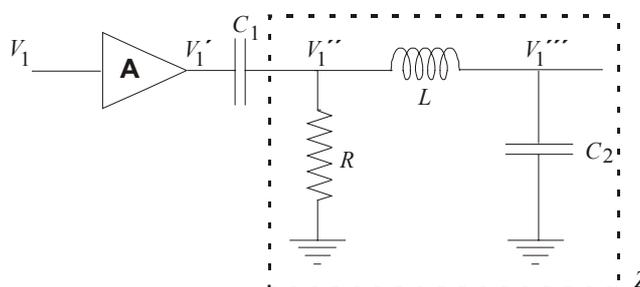


Figura 13

Se obtiene:

$$V_1' = A V_1 \quad (1)$$

$$V_1'' = \frac{V_1' Z}{\frac{1}{s C_1} + Z} \quad (2)$$

$$V_1''' = \frac{V_1'' \frac{1}{s C_2}}{s L + \frac{1}{s C_2}} = \frac{V_1''}{s^2 L C_2 + 1} \quad (3)$$

$$Z = \frac{R + (s L + \frac{1}{s C_2})}{R + s L + \frac{1}{s C_2}} = \frac{R (s^2 L C_2 + 1)}{s^2 L C_2 + s R C_2 + 1} \quad (4)$$

reemplazando (4) en (2), (1) en (2) y (2) en (3) y operando, queda:

$$\frac{V_1'''}{V_1} = \frac{A s R C_1}{s^3 R C_1 C_2 L + s^2 L C_2 + s (C_2 + C_1) R + 1} \quad (5)$$

planteando la condición  $V_1'''/V_1 > \approx 1$  con la expresión (5), y teniendo en cuenta que  $s = j\omega$ , queda:

$$s^2 L C_2 + 1 = 0 \quad \rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_2}}$$

para la frecuencia de oscilación y utilizando la expresión (5), se plantea la siguiente condición para la ganancia:

$$A \gtrsim \frac{C_2}{C_1}$$

❖ **Análisis final.**

No solamente se pudo comprobar que el circuito es un oscilador, sino que se obtuvo que la frecuencia de oscilación es independiente de los valores de  $R$  y  $C_1$ . Esto es debido a las condiciones eléctricas del circuito a la frecuencia de resonancia de la red formada por  $L$  y  $C_2$ .

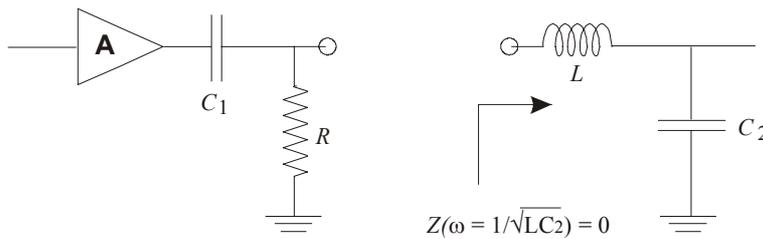


Figura 14.

En la figura 14 se observa que al valor de resistencia indicado  $R$  no produce ningún efecto sobre el circuito, pues la misma se encuentra en paralelo con una impedancia de valor  $Z = 0$ , en consecuencia el amplificador ve como carga a su salida al capacitor  $C_1$  (figura 15).

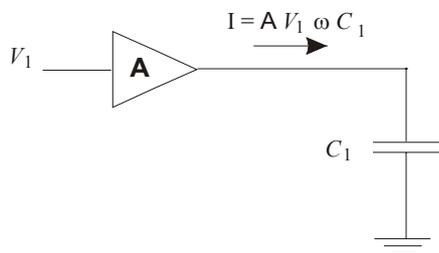


Figura 15.

Sin embargo, la corriente a la salida del amplificador es la misma que la que circula por el circuito resonante, por lo que la tensión a la entrada del mismo queda como se muestra en la figura 16.

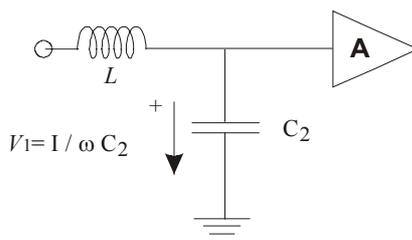


Figura 16.

Reemplazando en la ecuación de la corriente  $I$ , la expresión de  $V_1$ , obtenemos la condición de oscilación  $A = C_2/C_1$  que solamente se cumple para la frecuencia de resonancia.

❖ Ejemplo numérico.

Si se desea diseñar un oscilador como el de aquí analizado con la finalidad de que la frecuencia de oscilación sea próxima a 10 kHz, conviene comenzar adoptando valores comerciales de capacitores, de forma que el valor de inductancia necesaria para lograr

dicha  $f_0$  pueda lograrse mediante el diseño de una bobina (de hecho en electrónica es común el diseño de bobinas dedicadas a un circuito específico). Adoptando  $C_2 = 22 \text{ nF}$ , se necesita  $L = ((2\pi 10 \text{ kHz})^2 22 \text{ nF})^{-1} = 11,5 \text{ mH}$  y la condición para la ganancia del amplificador es  $A > C_2 / C_1$ , con lo que eligiendo para  $C_1$  el valor de  $2,2 \text{ nF}$  solo restaría diseñar un amplificador de ganancia algo superior a 10, que puede lograrse fácilmente mediante un amplificador operacional, por ejemplo. El valor de  $R$  es arbitrario, pues no influye en el funcionamiento del oscilador, por lo tanto podemos adoptar  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .