

Universidad Central de Venezuela
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

Prelaboratorio N° 11: Multivibradores

Emerson Warhman
C.I. 25.795.480
10 de marzo de 2025

Índice

| | |
|--|----------|
| 1. Objetivos | 2 |
| 2. Marco Teórico | 2 |
| 2.1. Osciladores | 2 |
| 2.2. Oscilador de puente de Wien | 3 |
| 2.3. Controles de amplitud | 4 |
| 3. Metodología | 5 |
| 3.1. Trabajo de preparación | 5 |

1. Objetivos

Objetivo General

- Analizar los efectos de la realimentación positiva cuando la ganancia del lazo es mayor que la unidad.

Objetivos Específicos

- Analizar circuitos no lineales utilizando el concepto de comparador.
- Reconocer las diferencias entre un dispositivo comparador y un Amplificador Operacional usado como comparador.

2. Marco Teórico

2.1. Osciladores

Existen distintos sistemas capaces de generar señales por sí solas, tales como: triangulares, cuadráticas, sinusoidales, etc. Las dos categorías principales de generadores de señales son los osciladores sinusoidales y los osciladores de relajación. El primero emplea un lazo de realimentación positiva compuesto por una red RC o RL, utilizando el fenómeno de resonancia. También se conoce como oscilador lineal. El segundo caso, se conoce como oscilador no lineal y emplean bloques conocidos como multivibradores.

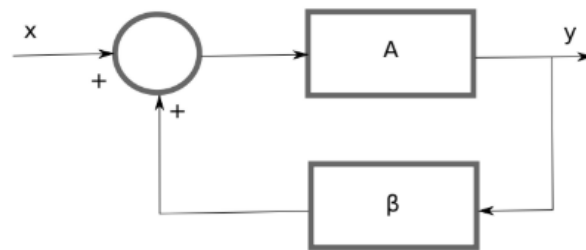


Ilustración 1: Circuito realimentado.

Para el sistema de la ilustración 1, se tiene que la salida está dada por:

$$y = A(x + y\beta) \quad (1)$$

Donde:

- y es la salida del sistema
- x es la entrada del sistema
- A es la ganancia del amplificador
- β es el factor de realimentación

Por lo tanto, la ganancia del sistema realimentado está dada por:

$$A_{fb} = \frac{y}{x} = \frac{A}{1 - A\beta} \quad (2)$$

Cuando el resultado en el denominador es cero, entonces el sistema se encuentra en el límite de la estabilidad. Recordemos que un sistema con realimentación negativa es estable y el sistema con realimentación positiva es inestable.

Para que un sistema oscile, debe cumplirse la condición de Barkhausen:

$$A(j\omega_o)\beta(j\omega_o) = 1 \quad (3)$$

Esta condición establece que para que exista oscilación, la ganancia de lazo debe ser unitaria a la frecuencia de oscilación ω_o . Esto significa que:

- La magnitud del producto $A\beta$ debe ser igual a 1

- El ángulo de fase del producto $A\beta$ debe ser 0° o un múltiplo entero de 360°

Por lo tanto,

$$A(s)\beta(s) = 1 + 0j \quad (4)$$

donde

$$\beta A = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0} \quad (5)$$

Sustituyendo $s = j\omega$, se puede deducir que los términos pares serían números reales y los términos impares serían imaginarios. Al agruparlos se puede simplificar en la siguiente ecuación.

$$\beta A = \frac{N_p(s) + jN_i(s)}{D_p(s) + jD_i(s)} \quad (6)$$

Donde $N_p(s)$ y $D_p(s)$ son los términos pares del numerador y denominador respectivamente, y $N_i(s)$ y $D_i(s)$ son los términos impares del numerador y denominador respectivamente.

Multiplicando numerador y denominador por el conjugado del denominador:

$$\beta A = \frac{N_p(s) + jN_i(s)}{D_p(s) + jD_i(s)} \cdot \frac{D_p(s) - jD_i(s)}{D_p(s) - jD_i(s)} \quad (7)$$

$$\beta A = \frac{N_p(s)D_p(s) + N_i(s)D_i(s) + j(N_i(s)D_p(s) - N_p(s)D_i(s))}{D_p(s)^2 - D_i(s)^2} \quad (8)$$

de manera que igualando con la ecuación 4 se tiene que:

$$\begin{cases} \frac{N_p(s)D_p(s) + N_i(s)D_i(s)}{D_p(s)^2 - D_i(s)^2} = 1 \\ \frac{N_i(s)D_p(s) - N_p(s)D_i(s)}{D_p(s)^2 - D_i(s)^2} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

resolviendo el sistema de ecuaciones 9 se tiene que:

$$\begin{cases} N_i = D_i \\ N_p = D_p \end{cases} \quad (10)$$

2.2. Oscilador de puente de Wien

Este circuito es uno de los osciladores más usados, por su sencillez y estabilidad. Está realimentado negativamente por un circuito resistivo y positivamente por dos redes RC, en serie y paralelo.

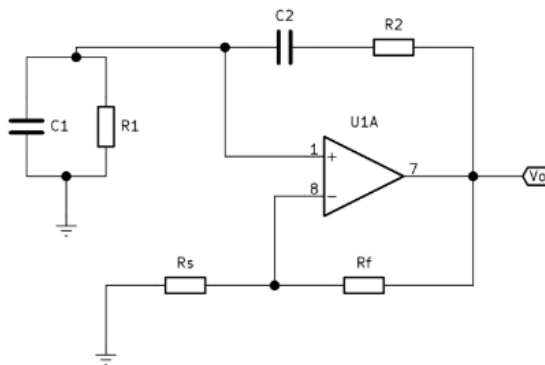


Ilustración 2: Oscilador de puente de Wien.

Simplificando el circuito, tomando la ganancia del amplificador no inversor, resulta el circuito de la ilustración 3 con

$$K = 1 + \frac{R_f}{R_s} \quad (11)$$

Ahora, utilizando el método del amplificador desvanecido para resolver el sistema,

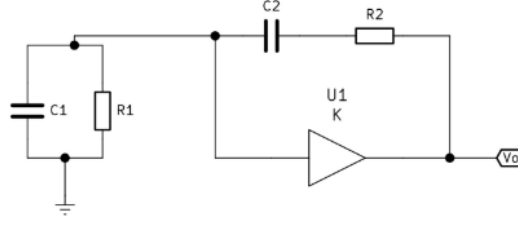


Ilustración 3: Oscilador de puente de Wien simplificado.

$$x_{31} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \quad (12)$$

Donde, $Z_p = 1/sC_1 \parallel R_1$ y $Z_s = R_2 + sC_2$.

Por lo tanto, sustituyendo estos términos y simplificando la ecuación, se tiene:

$$\beta A = A \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{s}{s^2 + s \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1 + R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (13)$$

Identificando los términos:

$$N_p(s) = 0 \quad (14)$$

$$N_i(s) = A \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s \quad (15)$$

$$D_p(s) = s^2 + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (16)$$

$$D_i(s) = s \left(\frac{R_2 C_2 + R_1 C_1 + R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) \quad (17)$$

Partiendo de la igualdad $N_p = D_p$

$$s^2 + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0 \quad (18)$$

Se obtiene la frecuencia de oscilación del circuito,

$$\omega_o = \pm \sqrt{\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (19)$$

Y de la igualdad $N_i = D_i$, se obtiene la ganancia del circuito

$$A = \frac{R_2 \cdot C_2 + R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2}{R_1 \cdot C_2} \quad (20)$$

En la vida real, los variaciones de temperatura de los componentes dificulta mantener la estabilidad del puente de Wien. Una manera de disminuir este efecto consiste en utilizar valores de resistencias iguales y de la misma tecnología, lo cual disminuye el efecto de oscilación debido a la temperatura.

Si $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$, entonces la ganancia del circuito y su frecuencia de corte se vuelven:

$$A = 3 \quad (21)$$

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad (22)$$

2.3. Controles de amplitud

Para un oscilador, no es posible garantizar que mantenga las características de oscilación durante toda su vida útil.

Para lograr esto, es necesario garantizar que la oscilación tenga un factor de amortiguamiento no nulo, $Ae^{\alpha t} \sin(\omega t)$, de manera que pueda crecer y decrecer en amplitud.

Se desea entonces que en el arranque, ese factor α sea mayor que cero, y que crezca en magnitud hasta lograr niveles utilizables. Cuando esta señal sea grande, entonces el factor de amortiguamiento será menor que cero, evitando que el oscilador llegue a la zona no lineal.

3. Metodología

3.1. Trabajo de preparación

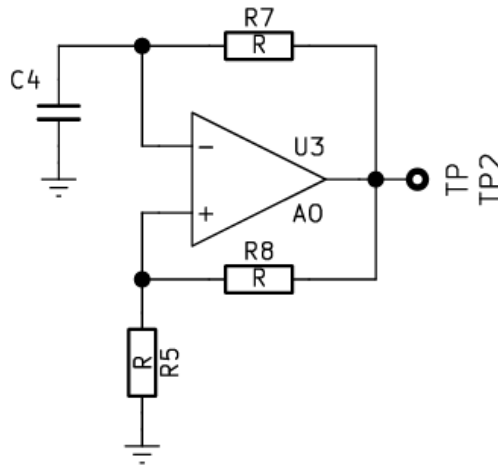


Figura 1: Multivibrador Astable con base en A.O

Para el circuito de la figura 1, diseñar con el fin de obtener una oscilación de frecuencia 5.0kHz y amplitud 2V.

Al usar un amplificador operacional UA741 alimentado con voltajes $+V_{CC}=10\pm 1V$ y $VEE=-10\pm 1V$ este tendrá tensiones de saturación $+V_{sat} = 8,005 V$ y $-V_{sat} = -8,005 V$, dichos valores fueron estudiados y comprobados en prácticas anteriores por lo cual serán utilizados como datos para esta práctica y para la práctica 3.3 del capítulo siguiente.

$$V_p = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \cdot V_{o_{max}} \quad (23)$$

Sustituyendo $V_p = 2V$ y $V_o = V_{sat}+$ se tiene

$$2 = \frac{R_5}{R_5 + R_8}$$

$$R_8 = (6,005)R_5$$

si $R_5 = 3,3k$
entonces

$$R_8 = 10k$$

La frecuencia requerida es de 5,0kHz, despejando T de la ecuación (3) se obtiene el período.

$$f = \frac{1}{T}$$

$$T = \frac{1}{f} = 0,2ms$$

El periodo está dado por

$$\mathcal{T} = t_1 + t_2 = -2R_7C_4 \ln \left(\frac{R_8}{2R_5 + R_6} \right)$$

Asumiendo que $C_4 = 10nF$ se tiene

$$R_7 = -\frac{T}{2C_4 \ln \left(\frac{R_8}{2R_5 + R_6} \right)} = \frac{0,2 \times 10^{-3}}{2(100 \times 10^{-9}) \ln \left(\frac{1500}{2 \times 510 + 1500} \right)}$$

$$R_7 = 22k\Omega$$

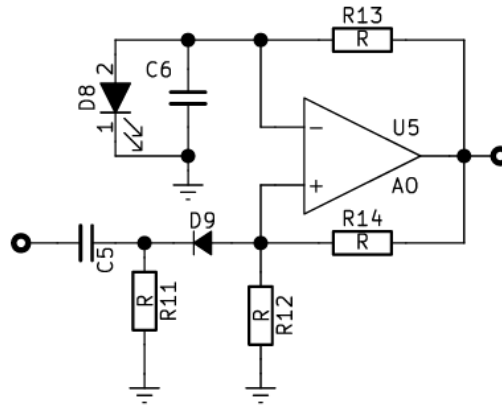


Figura 2: Multivibrador Monostable con base en A.O

Para el circuito de la figura 2, diseñar con el fin de obtener un tiempo de pulso de 10ms. El voltaje en la salida no inversora del amplificador (V_p), en el momento que ocurre el pulso negativo y D9 no conduce, está dado por la siguiente expresión:

$$V_{p3} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} V_{omin}$$

Suponiendo $R_{12} = 5,1k$ y $R_{14} = 10k$

$$V_{p3} = \frac{5,1k}{10k + 5,1k} (-8,005) = -6,38 V$$

$$V_p = 2,9$$

R_{11} tiene que ser menor que R_{12} por ejemplo $1k$

$$R_{13} = \frac{t_c}{C_a \ln \left(\frac{V_{P3} - V_{SAT}}{V_{DB} - V_{SAT}} \right)} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{(100 \cdot 10^{-9}) \ln \left(\frac{-6,38 - (-8,005)}{1,5 - (-8,005)} \right)}$$

$$R_{13} = 152k\Omega$$