

Tema 7 (Parte B): Aplicaciones del amplificador operacional.

Gustavo Camps-Valls[†]

[†]Dept. Enginyeria Electrònica. Universitat de València. Spain.
gustavo.camps@uv.es, <http://www.uv.es/gcamps>



- 1 Resistencia negativa
- 2 Realización de funciones de transferencia
 - Método general
 - Filtro pasa baja y pasa banda
- 3 Ecualizadores
 - Realce de graves de segundo orden
 - Realce de agudos
 - Ecualizador híbrido de tercer orden
- 4 Filtros de agudos y graves
 - Filtro de agudos
 - Filtro de graves
- 5 Disparadores de Schmitt
 - El disparador de Schmitt no inversor
 - El disparador de Schmitt inversor
- 6 Generador de señales rectangular y triangular con Schmitt
- 7 Referencias

Esquema y propiedades básicas

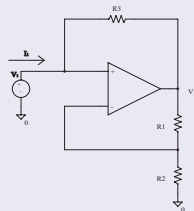


Figura: La impedancia de entrada del circuito es equivalente a una resistencia negativa.

- La impedancia de entrada equivale a una *resistencia negativa* en un amplio rango de frecuencias.
- Ecuaciones:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_3}, \quad V_3 = \frac{R_2 V_2}{R_1 + R_2}, \quad V_2 = A(V_1 - V_3)$$

Esquema y propiedades básicas (cont.)

- Eliminando V_2 y V_3 se obtiene la impedancia de entrada del sistema:

$$Z_e \equiv \frac{V_1}{I_1} = \frac{R_1 + (A + 1)R_2}{R_2 - (A - 1)R_1} R_3$$

- Si la ganancia del amplificador operacional es muy elevada, la impedancia de entrada se puede aproximar por:

$$Z_e \cong -\frac{R_2}{R_1} R_3$$

Respuesta en frecuencia

- Relación de la impedancia de entrada con la frecuencia:

$$Z_e(p) = R_3 \frac{(R_1 + R_2) Tp + R_1 + (A_0 + 1) R_2}{(R_1 + R_2) Tp + R_2 - (A_0 - 1) R_1}.$$

que tiene un polo real positivo y un cero real negativo.

- Esto indica que la impedancia de entrada es estable en cortocircuito e inestable en circuito abierto.
- Es decir, la impedancia de entrada debe excitarse con un generador de tensión, y nunca con una fuente de corriente, porque en este último caso la impedancia de entrada es inestable.

Análisis de la respuesta en frecuencia

- Las frecuencias características de Bode son:

$$\omega_B = \frac{(A_0 - 1) R_1 - R_2}{(R_1 + R_2) T}, \quad \omega_S = \frac{(A_0 + 1) R_2 + R_1}{(R_1 + R_2) T}$$

- Para frecuencias bajas ($\omega = 0$), la impedancia de entrada es:

$$Z_e = R_3 \frac{R_1 + (A_0 + 1) R_2}{R_2 - (A_0 - 1) R_1} \cong -\frac{R_2}{R_1} R_3.$$

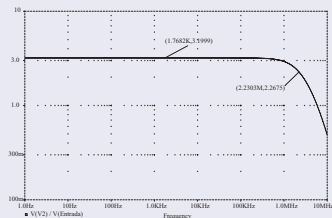


Figura: Resp. freq. de la resistencia negativa usada como amplif.

Análisis y diseño del circuito

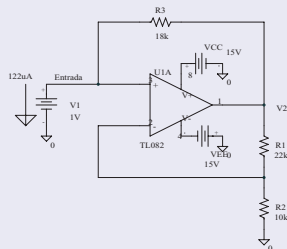


Figura: Realización de una resistencia negativa. Una tensión de 1 V en la entrada produce una corriente de $122 \mu\text{A}$ desde el terminal positivo al negativo, lo que supone una resistencia negativa de $8,2 \text{ k}\Omega$.

- Las corrientes que circulan por las distintas ramas de la red.
- La corriente que atraviesa el generador de tensión en la entrada lleva el sentido contrario al que correspondería a una resistencia positiva; es decir: desde el terminal positivo hacia el negativo del generador.
- Esto indica que la resistencia negativa suministra energía al generador, en lugar de consumirla.

Ejemplo

- Se tiene $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 18 \text{ k}\Omega$. De acuerdo con (4) la impedancia de entrada es: $Z_e = -18 \cdot 10 / 22 = -8,18 \text{ k}\Omega$.
- La tensión de entrada es de 1 V, luego la corriente debe ser: $I = -1 / 8,18 = 122 \text{ }\mu\text{A}$, que coincide totalmente con el resultado de la simulación.
- La corriente tiene el sentido contrario al que correspondería a una resistencia convencional, como se ve en la figura.

Método general

Funciones de transferencia

- *“Una función de transferencia $H(p)$ de fase mínima, es decir, con todos los ceros en la parte izquierda del plano complejo, puede sintetizarse mediante muchos procedimientos distintos, pero uno de los más generales consiste en materializar funciones parciales de segundo orden (células cuadráticas) mediante amplificadores operacionales.”*
- Sea $H(p)$ una función de transferencia de fase mínima dada por la expresión racional:

$$H(p) = \frac{\sum_{k=0}^N A_k p^k}{\sum_{k=0}^M B_k p^k}$$

- Calculados los polos y los ceros de $H(p)$, puede expresarse esta función como producto de factores, en la forma:

$$H(p) = \prod_k \frac{a_{2k}p^2 + a_{1k}p + a_{0k}}{p^2 + b_{1k}p + b_{0k}} \equiv \prod_k H_k(p)$$

Método general

Implementación

- Dada la baja impedancia de salida de los amplificadores operacionales, puede implementarse cada función parcial y luego conectar en cascada cada circuito

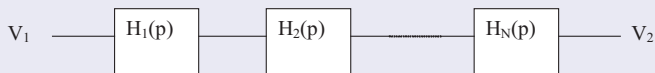


Figura: La función total se forma como conexión en cascada de funciones cuadráticas.

- Basta con sintetizar una célula cuadrática $H(p)$:

$$H(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}$$

Método general

Síntesis de células cuadráticas

- se divide numerador y denominador por p^2 :

$$H(p) = \frac{a_2 + a_1 p^{-1} + a_0 p^{-2}}{1 + b_1 p^{-1} + b_0 p^{-2}}$$

- se descompone la función en un producto:

$$H(p) = Q(p) \cdot S(p)$$

$$Q(p) = \frac{1}{1 + b_1 p^{-1} + b_0 p^{-2}} = \frac{V_0}{V_1}$$

$$S(p) = 1 + a_1 p^{-1} + a_0 p^{-2} = \frac{V_2}{V_0}$$

- Cada factor se sintetiza por separado y luego se conectan en cascada las dos funciones de transferencia

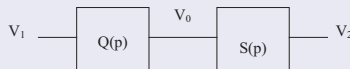


Figura: La célula cuadrática se considera una estructura en cascada.

Método general

Síntesis de células cuadráticas (cont.)

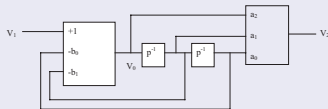


Figura: Diagrama de bloques de la célula cuadrática.

Como los sumadores analógicos tienen constantes negativas, conviene transformar ligeramente el diagrama de bloques para facilitar la síntesis efectiva de la función ...

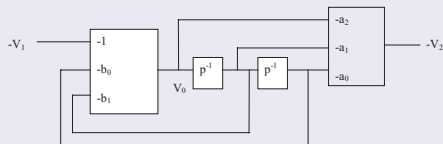


Figura: Diagrama de bloques modificado para facilitar la realización electrónica.

Este diagrama materializa la función de transferencia $H(p)$, ya que:

$$H(p) \equiv \frac{V_2}{V_1} = \frac{-V_2}{-V_1}$$

Método general

Diagrama de bloques

- Para una función con ceros en el semiplano derecho, basta con cambiar el signo del coeficiente de p en el numerador de la función de transferencia.

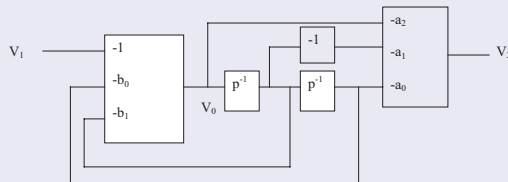


Figura: Diagrama de bloques para una función cuadrática con ceros en el semiplano derecho.

- La función sintetizada es:

$$H(p) = \frac{a_2 p^2 - a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}$$

que, combinada con las anteriores, permite sintetizar una función de transferencia no necesariamente de fase mínima.

Filtro pasa baja y pasa banda

Ecuaciones e implementación

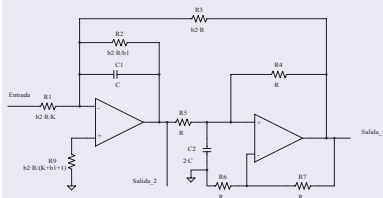


Figura: Filtro activo pasa baja en la salida 1 y pasa banda en la salida 2.

- La función de transferencia:

$$H(p) = \frac{-K}{b_2 p + b_1 p + 1}, \quad K > 0$$

- La impedancia de entrada es igual a R_1 .
- El producto RC debe ser igual a la inversa de $\omega_0 = 2\pi f_0$.
- Para respuesta en frecuencia plana, basta con hacer $b_2 = 1$ y $b_1 = 1,414213$.

Trabajo voluntario: análisis, diseño y simulación

- Documento de 3 páginas máximo.
- Estudiarlo (y presentarlo) por parejas
- Premio: 0.1 puntos

Definiciones básicas

- Son circuitos con una respuesta en frecuencia determinada capaces de acondicionar las señales de entrada en la forma que convenga.
- En esencia son controles de tono de respuesta en frecuencia fija.
- Pueden ser activos o pasivos.
- Los pasivos son similares a las redes de cruce para altavoces.
- Los activos contienen amplificadores operacionales.
- Revisaremos algunos ecualizadores sencillos basados en una estructura inversora con función de transferencia:

$$H(p) = -\frac{Z_1(p)}{Z_2(p)}$$

donde las impedancias $Z_1(p)$ y $Z_2(p)$ son de tipo RC.

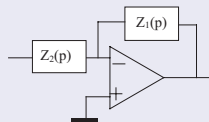


Figura: Estructura inversora.

Realce de graves de segundo orden

Definiciones y esquema básico

- Son ecualizadores cuya respuesta en frecuencia es descendente y tienen una ganancia definida a frecuencia cero, H_0 .
- Las frecuencias de bajada y subida se alternan:

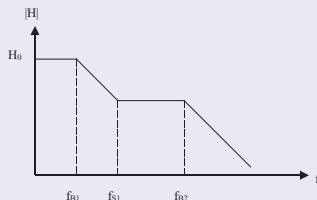


Figura: Respuesta en frecuencia de un circuito de realce de graves de segundo orden.

- El orden de un ecualizador coincide con el número de condensadores que forman parte de su circuito.

Realce de graves de segundo orden

Esquema y función de transferencia

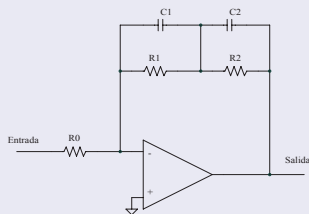


Figura: Ecuallizador de segundo orden.

- Es decir:

$$H(p) = - \sum_{k=1}^2 \frac{\frac{1}{R_0 C_k}}{p + \frac{1}{R_k C_k}}$$

- La impedancia $Z_1(p)$ es

$$Z_1(p) = \sum_{k=1}^2 \frac{R_k}{R_k C_k p + 1}$$

- De manera que la ganancia (función de transferencia) es:

$$H(p) = - \sum_{k=1}^2 \frac{\frac{R_k}{R_0}}{R_k C_k p + 1}$$

Realce de graves de segundo orden

Ecuaciones de diseño

- Descomponiendo en suma de fracciones simples:

$$-\frac{H(p)}{Q} = \sum_{k=1}^2 \frac{A_k}{p + \omega_{Bk}}$$

- Identificando:

$$QA_k = \frac{1}{R_0 C_k}, \quad \omega_{Bk} = \frac{1}{R_k C_k}$$

de donde se pueden calcular los valores de los componentes del ecualizador.

- Fórmulas de diseño:

$$A_1 = \frac{f_{S1} - f_{B1}}{f_{B2} - f_{B1}}, \quad A_2 = \frac{f_{B2} - f_{S1}}{f_{B2} - f_{B1}}$$

$$Q = 2\pi H_0 \frac{f_{B1} f_{B2}}{f_{S1}}$$

$$R_k = \frac{R_0 QA_k}{2\pi f_{Bk}}, \quad C_k = \frac{1}{A_k R_0 Q}$$

Realce de graves de segundo orden

Ejemplo

- Si me dicen: $H_0 = 10$, $f_{B1} = 50$ Hz, $f_{S1} = 200$ Hz, $f_{B2} = 5$ kHz, $R_0 = 47$ k Ω
- Se aplican las fórmulas anteriores y se obtiene: $R_1 = 356,1$ k Ω , $R_2 = 113,9$ k Ω , $C_1 = 8,94$ nF y $C_2 = 0,279$ nF.
- La impedancia de entrada es prácticamente constante e igual a R_0 .

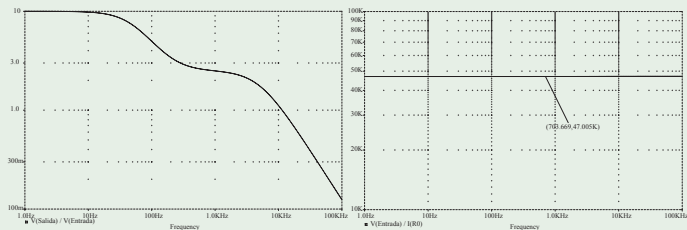


Figura: Respuesta en frecuencia y (b) impedancia del ecualizador.

Realce de agudos

Esquema y ecuaciones

- Para conseguir realce de agudos basta con intercambiar $Z_1(p)$ por $Z_2(p)$ en uno de los circuitos de realce de graves vistos anteriormente.
- Como la función de transferencia del ecualizador con realce de graves es $H_g(p) = -Z_1(p)/Z_2(p)$, la respuesta en frecuencia viene dada (en decibelios) por $R_g(\omega) = 20 \log |H_g(j\omega)| = 20 \log |H_1(j\omega)| - 20 \log |H_2(j\omega)|$.
- La respuesta en frecuencia al intercambiar $Z_1(p)$ por $Z_2(p)$ es $R_a(\omega) = 20 \log |Z_2(j\omega)| - 20 \log |Z_1(j\omega)| = -R_g(\omega)$.
- Es decir, al intercambiar las impedancias, cambia el signo de la respuesta en frecuencia, con lo cual un ecualizador con realce de graves se transforma en un ecualizador con realce de agudos.
- Las fórmulas de diseño son las mismas que en el caso ya visto con anterioridad.

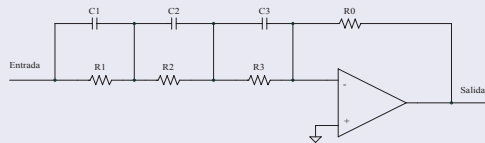


Figura: Ecualizador con realce de agudos de tercer orden.

Realce de agudos

Ejemplo

- Mismos datos, mismos resultados pero con impedancias cambiadas.

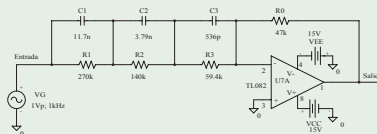


Figura: Ecuálizador diseñado.

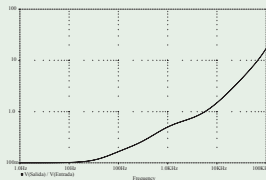


Figura: Respuesta en frecuencia del ecualizador de realce de agudos, de tercer orden.

Ecuualizador híbrido de tercer orden

Esquema y ecuaciones

- El *ecuualizador híbrido* es capaz de producir diferentes respuestas en frecuencia: realce de graves y de agudos, atenuación de graves y de agudos, además de las ya conseguidas de sólo realce de graves o sólo realce de agudos.

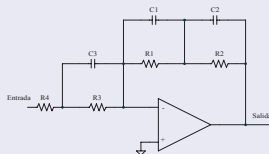


Figura: Ecuualizador híbrido de tercer orden.

- La respuesta en frecuencia que proporciona es:

$$H(p) = -Q \frac{(p + \omega_{S1})(p + \omega_{S2})}{(p + \omega_{B1})(p + \omega_{B2})(p + \omega_{B3})}$$

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot \frac{\omega_{B1}\omega_{B2}\omega_{B3}}{\omega_{S1}\omega_{S2}}$$

Ecuualizador híbrido de tercer orden

Esquema y ecuaciones (cont.)

Las frecuencias características son:

$$\omega_{S1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{S2} = \frac{1}{R_3 C_3}$$

$$\omega_{B1} = \frac{1}{R_1 C_1}$$

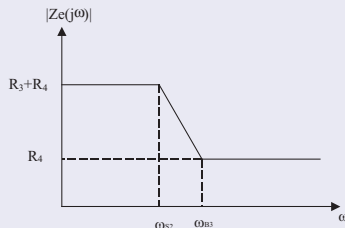
$$\omega_{B2} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\omega_{B3} = \frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4 C_3}$$

Ecuualizador híbrido de tercer orden

Ecuaciones (cont.)

- La ganancia a frecuencias bajas es $H(0) \equiv H_0 = \frac{R_1+R_2}{R_3+R_4}$
- La impedancia de entrada es $Z_e(p) = \frac{R_3 R_4 C_3 p + R_3 + R_4}{R_3 C_3 p + 1}$



- Las frecuencias ω_{B1} , ω_{S1} y ω_{B2} no son independientes, ya que se cumple siempre la desigualdad: $\omega_{B1} < \omega_{S1} < \omega_{B2}$.
- Las frecuencias ω_{S2} y ω_{B3} tampoco son independientes entre sí, ya que se cumple: $\omega_{S2} < \omega_{B3}$.

Figura: Impedancia de entrada del ecualizador híbrido de tercer orden.

- El primer grupo de frecuencias y el segundo sí son independientes.
- Hay restricciones en la elección de las frecuencias de corte (ver libro [1]).

Ecuualizador híbrido de tercer orden

Ejemplo

- Diseñar un ecualizador con respuesta de tipo C con $H_0 = 10$, $R_e = 47 \text{ k}\Omega$, $f_{B1} = 100 \text{ Hz}$, $f_{S1} = 500 \text{ Hz}$, $f_{S2} = 2 \text{ kHz}$, $f_{B2} = 4 \text{ kHz}$ y $f_{B3} = 6 \text{ kHz}$.

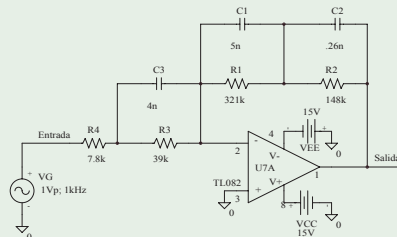


Figura: Ecuualizador híbrido diseñado.

Ecuualizador híbrido de tercer orden

Ejemplo

- A partir de $f_{S2} = 2$ kHz empieza a caer la impedancia de entrada.
- Al llegar a $f_{B3} = 6$ kHz la impedancia de entrada alcanza el valor de 7,8 k Ω .

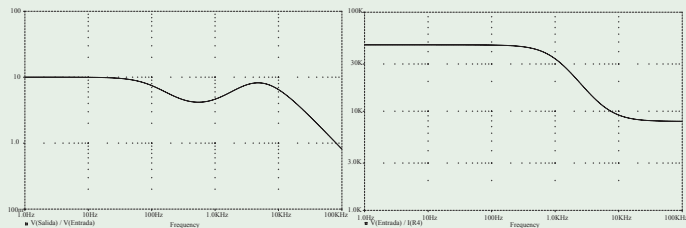


Figura: Respuesta en frecuencia y (b) impedancia de entrada del ecuualizador diseñado.

Filtro de agudos

Características esenciales y esquema

- Los filtros de agudos son filtros pasa-baja, es decir, aquellos que permiten el paso de todas las señales de frecuencia inferior a f_0 , eliminando las señales que tengan una frecuencia superior a la indicada f_0 , llamada frecuencia de corte.
- Esta respuesta en frecuencia no puede conseguirse en la práctica.
- La frecuencia de corte, f_0 , es aquella frecuencia para la cual la respuesta en frecuencia vale 0,707 del valor de la respuesta en frecuencias bajas.

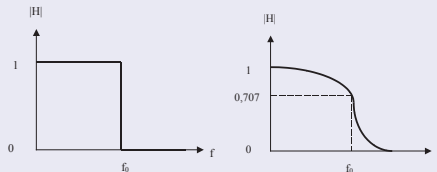


Figura: Esquema de un filtro de agudos (a) ideal y (b) real.

Filtro de agudos

Diseño

- Se utiliza una célula de Sallen-Key:

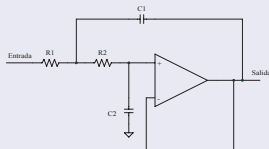


Figura: Filtro de agudos basado en el circuito de Sallen-Key.

- Tiene ganancia unidad a frecuencias bajas y nula a frecs. altas.
- Elegir las resistencias R_1 y R_2 y calcular los C con:

$$C_1 = \frac{b_2 (R_1 + R_2)}{\omega_0 b_1 R_1 R_2}, \quad C_2 = \frac{b_1}{\omega_0 (R_1 + R_2)}, \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

Ejercicio propuesto

- Demostrar estas ecuaciones y simular un ejemplo!
- Ver detalles del diseño en el Cap. 7 del libro [1].
- Premio: 0.01 puntos.

Filtro de graves

Esquema y características esenciales

- Se utiliza el circuito pasa alta de Sallen-Key:

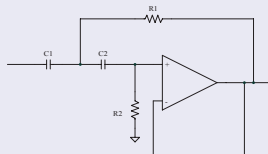


Figura: Circuito pasa alta de Sallen-Key.

- A frecuencias bajas la ganancia es cero y a frecuencias altas es la unidad.
- Las fórmulas de diseño son:

$$R_1 = \frac{b_1}{(C_1 + C_2)\omega_0}, \quad R_2 = \frac{b_2(C_1 + C_2)}{b_1\omega_0 C_1 C_2}, \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

Ejercicio propuesto

- Demostrar estas ecuaciones y simular un ejemplo!
- Hay que elegir los valores de los condensadores (Libro [1], Cap. 7).
- Premio: 0.01 puntos.

El disparador de Schmitt no inversor

Estructura

- Tiene la misma estructura que un amplificador inversor con amplificador operacional pero la realimentación es por la pata no inversora.

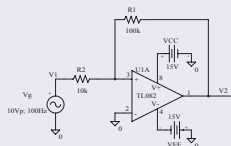


Figura: Disparador de Schmitt no inversor.

- La realimentación es, por lo tanto, positiva.
- El análisis lineal del circuito se lleva a cabo suponiendo que la impedancia de entrada del amplificador operacional es infinita:

$$\frac{V_0 - V_1}{R_2} + \frac{V_0 - V_2}{R_1} = 0$$

- Introduciendo la ganancia $V_2 = AV_0$, se tiene:

$$A = \frac{A_0}{1 + T_p}, T = \frac{1}{\omega_2}, \omega_2 = 2\pi f_2$$

El disparador de Schmitt no inversor

Ganancia y respuesta en frecuencia

- Se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G = \frac{A_0 R_1}{R_1 - (A_0 - 1)R_2 + (R_1 + R_2)Tp}$$

- El polo de dicha función de transferencia es:

$$P = \frac{(A_0 - 1)R_2 - R_1}{R_1 + R_2} \omega_2$$

- El sistema es inestable siempre que:

$$A_0 > \frac{R_1}{R_2} + 1$$

- Como A_0 es del orden de 10^5 , se puede afirmar que el sistema siempre es inestable.
- La respuesta transitoria es, en este caso, una exponencial positiva del tipo:

$$h(t) = e^{\frac{t}{\tau}}, \text{ con } \tau \cong \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{2\pi f_2 A_0}$$

El disparador de Schmitt no inversor

Ejemplo

- Para $R_1 = R_2$, $A_0 = 10^5$ y $f_2 = 10$ Hz se obtiene: $\tau = 0,31 \mu s$.
- Esto significa que en modo de funcionamiento lineal, el sistema tiene la tendencia a saturarse ante cualquier perturbación en un tiempo dado aproximadamente de $0,3 \mu s$.
- Este tiempo puede ser, en la práctica, mayor, si la rapidez del amplificador operacional, dada por su S_r , no permite transiciones tan rápidas.
- El TL082 tiene un S_r de $13 \text{ V}/\mu s$. Esto significa que una transición de 15 V se produce en un tiempo mínimo de $1,15 \mu s$. No puede producirse, pues, en $0,3 \mu s$.
- Es muy importante repetir que para que este salto se produzca el amplificador operacional debe trabajar en régimen lineal, es decir, las tensiones en las patas de entrada de operacional deben ser prácticamente iguales.
- Si esta condición no se cumple, el amplificador operacional se comporta como un elemento pasivo.

El disparador de Schmitt no inversor

Funcionamiento

- Si la tensión de entrada en el Schmitt es positiva pero muy cercana a cero, el sistema es inestable y se dispara hacia la tensión máxima de salida, que es casi de V_{CC} .
- Al saturarse el amplificador operacional ya no trabaja en régimen lineal y deja de ser inestable.
- La tensión en la pata (+) se obtiene simplemente calculando la tensión V_0 en el divisor de tensión formado por R_1 y R_2 .
- La suma de corrientes debe ser cero, de manera que se obtiene:

$$V_0 = \frac{R_1 V_1 + R_2 V_2}{R_1 + R_2}$$

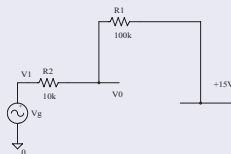


Figura: Cálculo de V_0 con el amplificador operacional saturado.

El disparador de Schmitt no inversor

Funcionamiento (cont.)

- El salto en la salida se produce cuando la tensión en las patas es muy parecida, es decir, cuando $V_0 = 0$ y, por tanto, se tiene que

$$V_1 = -\frac{R_2}{R_1} V_2$$

- En estado estable V_2 sólo puede tomar dos valores: $V_2 = +V_{CC}$ o bien $V_2 = -V_{CC}$.
- Por tanto, se pueden producir dos transiciones hacia la saturación:

$$V_A = \frac{R_2}{R_1} V_{CC}$$

$$V_B = -\frac{R_2}{R_1} V_{CC}$$

El disparador de Schmitt no inversor

Funcionamiento (cont.)

- Cuando la tensión de entrada está aumentando y alcanza el valor V_A , se produce un salto rapidísimo (recordar los $0,3 \mu s$) hacia arriba y la tensión de salida alcanza casi la tensión de alimentación. Esta tensión se mantiene aunque la tensión de entrada siga aumentando.
- Si ahora la tensión de entrada comienza a disminuir y llega a V_B , la tensión de salida baja bruscamente hacia (casi) la tensión de alimentación.
- Cuando la tensión de entrada aumenta suficientemente, la tensión de salida aumenta también; cuando la tensión de entrada baja suficientemente, la tensión de salida también baja. Por esto este circuito de Schmitt se denomina no inversor.

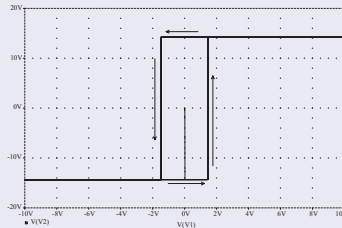


Figura: Respuesta temporal no lineal con histéresis.

El disparador de Schmitt no inversor

Funcionamiento (cont.)

- Cuando la V_e llega a 1,5 V, la V_s se dispara hacia 15 V.
- Cuando la V_e baja a -1,5 V, la V_s baja a -15 V.
- La diferencia $V_H = V_A - V_B$ se llama anchura de histéresis o simplemente histéresis del sistema:

$$V_H = \frac{2R_2 V_{CC}}{R_1} (= 3V)$$

- Si el circuito tiene mucha histéresis y la tensión de entrada no es muy grande, el circuito no se dispara y en ese caso se comporta como un amplificador inversor.

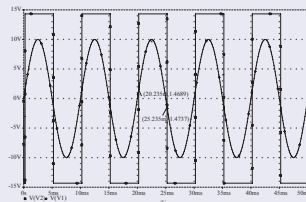


Figura: Entrada y salida del disparador de Schmitt.

El disparador de Schmitt no inversor

Ejemplo

- Las tensiones de disparo son $\pm 7,5$ V y la tensión de entrada de sólo 5 V de pico, de manera que no se alcanza nunca la tensión de disparo y el sistema actúa como un amplificador.

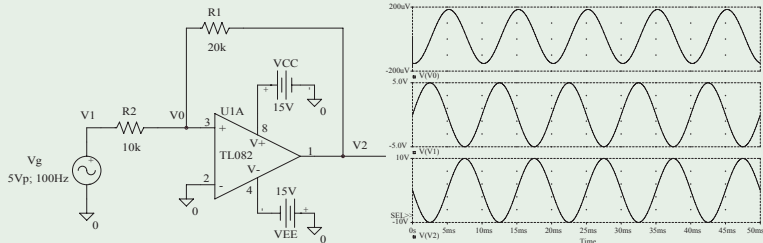


Figura: (a) Disparador no inversor con tensiones de disparo: $\pm 7,5$ V. (b) Comportamiento del disparador ante una entrada de baja amplitud.

El disparador de Schmitt no inversor

Ejemplo

- Se puede mover la histéresis cambiando la tensión en la pata inversora:

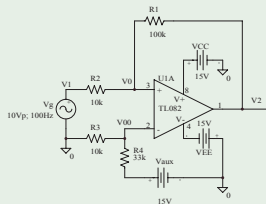


Figura: Disparador con histéresis desplazada.

- Ecuaciones de diseño:

$$V_A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_0 + \frac{R_2}{R_1} V_{CC}, \quad V_B = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_0 - \frac{R_2}{R_1} V_{CC}$$

La anchura de la histéresis sigue siendo la misma. El punto medio de la histéresis es:

$$V_M = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{V_0}{2}$$

El disparador de Schmitt inversor

Trabajo voluntario

- Analizar de igual forma que se ha realizado con el no inversor.
- Relizarlo en parejas.
- Análisis, diseño y simulación.
- Documento de 3 páginas máximo.
- Premio: 0.1 puntos máximo.

Definiciones básicas

- “Se puede realizar un generador de señal con salida rectangular y triangular simplemente conectando en cascada un disparador de Schmitt no inversor y un integrador inversor realimentado hacia la entrada del Schmitt.”

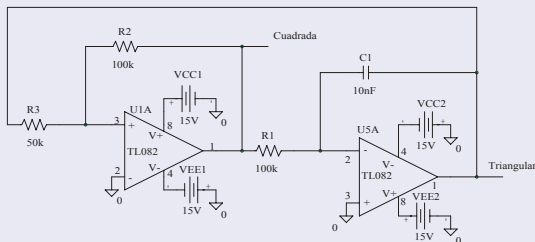


Figura: Generador de señales cuadrada y triangular con Schmitt.

- La entrada del integrador siempre es $+V_{CC}$ o $-V_{CC}$.
- La salida del integrador debe ser una rampa de pendiente $+V_{CC}/R_1 C_1$ o $-V_{CC}/R_1 C_1$.

Funcionamiento

- Dicha rampa cambia el estado del Schmitt cuando se alcanza una de las tensiones de disparo: $\pm R_3 V_{CC}/R_2$.
- Como la forma de onda es simétrica, el semiperiodo viene dado por:

$$t_0 = \left(\frac{R_1 C_1}{V_{CC}} \right) \left[\frac{R_3 V_{CC}}{R_2} - \left(-\frac{R_3 V_{CC}}{R_2} \right) \right] = \frac{2R_3}{R_2} R_1 C_1$$

- El periodo y la frecuencia vienen dadas por:

$$T = \frac{4R_3}{R_2} R_1 C_1, \quad f = \frac{1}{T}$$

Se obtiene $T = 2 \text{ ms}$ y $f = 500 \text{ Hz}$

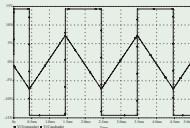


Figura: Señales de salida del generador.

Referencias



“Fundamentos de Electrónica Analógica”

José Espí López, Gustavo Camps-Valls, y Jordi Muñoz-Marí
Servicio de Publicaciones - Universidad de Valencia
1ª edición, 2006. **TEMA 7**



“Electrónica”

Allan R. Hambley. Prentice Hall. 2ª edición, 1999. **TEMA 1-2**



“The Art of Electronics” + “Student Manual”

Paul Horowitz y Winfield Hill. Cambridge University Press
2ª edición, 1989. **TEMA 4 (y un poco del 5)**
<http://www.artofelectronics.com/>



“Electrónica Analógica. Problemas y Cuestiones”

José Espí López, Gustavo Camps-Valls, y Jordi Muñoz-Marí
Prentice Hall, Serie Prentice/Practica. 1ª edición, 2006. **TEMA 5**

¿Y ahora qué?

- Los próximos días haremos ejercicios en clase de los boletines.
- Teneis una serie de proyectos propuestos/tutelados (0.05 - 0.1 puntos).