



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
Año 2017 - 2<sup>do</sup> Cuatrimestre

## TRABAJO DE LABORATORIO 2 ETAPAS CON TRANSISTORES DISCRETOS

**Fecha:** 18 de octubre de 2017

**Integrantes:**

**Padrón:**

Federico Verstraeten ..... 92892

Ezequiel Ignacio Pepe ..... 89908

## A) ETAPA AMPLIFICADORA CON UN TRANSISTOR

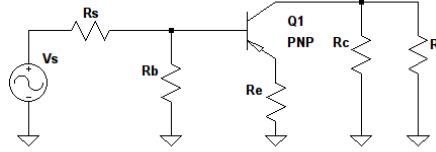
Consigna:

**Obtenga una configuración que brinde  $R_i > 10\text{ k}\Omega$ ,  $A_v = \pm 50$  o lo más cercano posible. Trabajando con PNP.**

Viendo que se nos pide  $A_v$  y  $R_i$  elevados determinamos que nos conviene trabajar en modo emisor común.

Para tener  $R_i$  elevado y mantener la amplificación estable a pesar de variaciones en  $\beta$  decidimos tener una realimentación por emisor en señal.

Proponemos un circuito que en señal se vería como el siguiente:



**Figura 1:** Circuito en señal

vemos que

$$A_v = \frac{v_c}{v_b} = \frac{-g_m v_{be} R_C \parallel R_L}{v_b} = \frac{-g_m v_b \frac{r_\pi}{r_\pi + \beta R_E} (R_C \parallel R_L)}{v_b} = -\frac{g_m r_\pi (R_C \parallel R_L)}{r_\pi + \beta R_E} = -\frac{g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + g_m R_E}$$

Y a la vez

$$R_i = \frac{v_b}{i_b} = \frac{i_b R_\pi + i_e R_E}{i_b} = \frac{i_b (r_\pi + (\beta + 1) R_E)}{i_b} \sim r_\pi + \beta R_E$$

Con  $I_{CQ} = 1\text{ mA}$  tenemos que  $r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = 7.5\text{ k}\Omega$  así que con tener un  $\beta R_E > 2.5\text{ k}\Omega \implies R_E > \frac{2.5\text{ k}\Omega}{\beta}$  cumplimos la primera restricción.

Viendo la hoja de datos vemos que  $\beta \sim 300$

$$R_E > 8.33\text{ }\Omega$$

A la vez vemos de  $A_v = -\frac{g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + g_m R_E}$  que para tener un  $|A_v| = 50$  necesitamos que  $(R_C \parallel R_L)$  sea lo más grande posible para que pueda ser 50 veces más grande que  $1 + g_m R_E$ .

Viendo los valores de capacidades disponibles en la placa nos quedamos con

$$R_C = 4.7\text{ k}\Omega$$

y

$$R_L = 10\text{ k}\Omega$$

a la vez tenemos que  $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = 0.04$  por lo que nos queda que

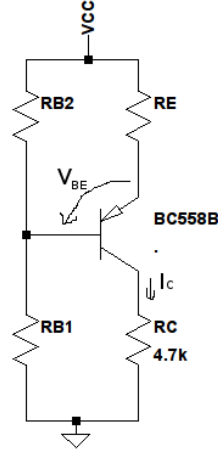
$$|A_v| = \frac{g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + g_m R_E} \implies R_E = \frac{(R_C \parallel R_L)}{50} - \frac{1}{g_m} = 38.94\text{ }\Omega$$

Viendo la placa vimos que si bien no hay una resistencia tan baja hay la posibilidad de desacoplar parcialmente  $R_E$  y utilizando un resistor externo. Decidimos hacer esto con un resistor de  $39\ \Omega$ .

Esto nos deja con

$$R_i = 19.2\ \text{k}\Omega$$

Pasamos a estudiar el circuito en continua.



**Figura 2:** Circuito de continua

Con  $I_{CQ} = 1\ \text{mA}$  tenemos que  $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = 3.33\ \mu\text{A}$

Calculando los equivalentes de Thevenin de la red de polarización tengo que:

$$V_{B_{TH}} = V_{CC} \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$R_{B_{TH}} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Viendo la malla de polarización:

$$V_{CC} - V_{B_{TH}} = I_{BQ} R_{B_{TH}} - V_{BE} + I_{EQ} R_E$$

$$V_{CC} - V_{B_{TH}} = I_{BQ} R_{B_{TH}} - V_{BE} + I_{EQ} R_E$$

$$V_{CC} - V_{B_{TH}} + V_{BE} = I_{BQ} R_{B_{TH}} + (\beta + 1) I_{BQ} R_E$$

$$V_{CC} \left( 1 - \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) = I_{BQ} \left( \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} + (\beta + 1) R_E \right) - V_{BE}$$

Reemplazando los valores de  $I_{CQ}$ ,  $\beta$  y  $V_{BE}$  y tomando  $R_E = 1\ \text{k}\Omega$  por ser el más alto y darnos mayor estabilidad llegamos a:

$$V_{CC} = \frac{R_{B1} + R_{B2}}{R_{B2}} \left( 3.33\ \mu\text{A} \left( \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} + 301\ \text{k}\Omega \right) + 0.7\ \text{V} \right)$$

Viendo la placa probamos primero con los valores más altos de  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$ :

$$R_{B1} = 820\ \text{k}\Omega$$

$$R_{B2} = 100\text{ k}\Omega$$

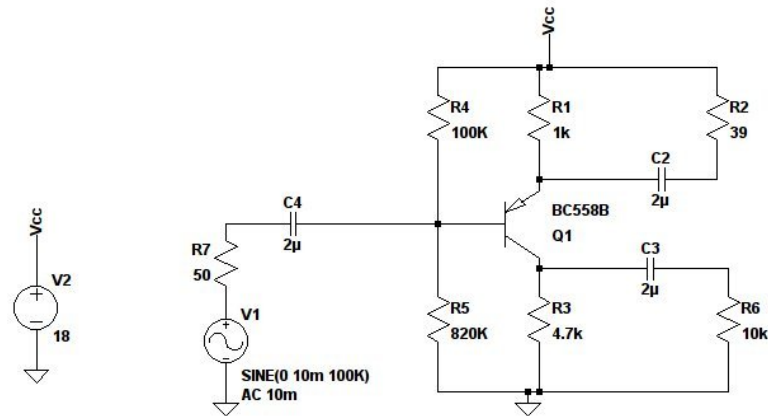
que nos deja:

$$V_{CC} = 18.39\text{ V}$$

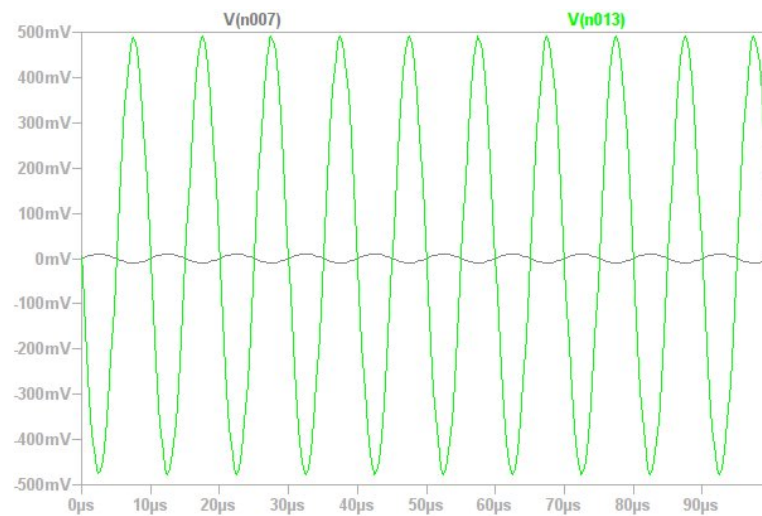
Lo redondeamos a 18 V la cual es una tensión de fuente nominal.

## SIMULACIÓN

Con estos datos proponemos el circuito y simulamos:



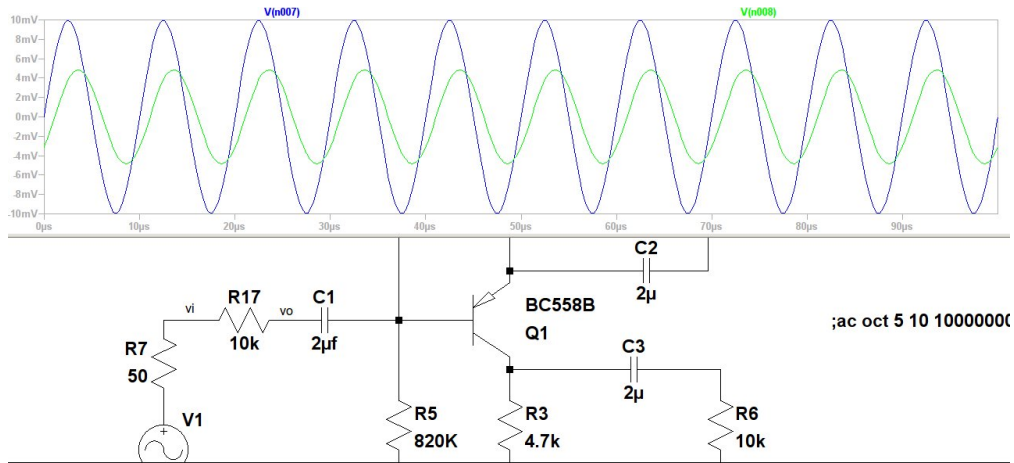
**Figura 3:** Circuito propuesto



**Figura 4:** Resultados de la simulación

Con una señal de 10mV a la entrada tenemos una de 500mV a la salida por lo que vemos que se cumple con la amplificación pedida.

Para poder medir  $R_i$  colocamos una resistencia auxiliar de 10k $\Omega$  en serie con la fuente y medimos de la salida de la misma. Esta resistencia está en serie con la  $R_i$  por lo que formará un divisor de tensión con la misma. Si la caída de tensión del divisor resistivo es mayor a la mitad de la de entrada podremos concluir que  $R_i > 10\text{ k}\Omega$ .



**Figura 5:** Simulación en la entrada y salida del divisor de tensión

Como se ve la salida es casi exactamente de la mitad de la tensión de entrada. Esto que implica que  $R_i \sim 10\text{ k}\Omega$ .

Se nos hace algunas preguntas sobre el amplificador:

**¿Está realimentada para la señal?.**

Sí está realimentada por emisor.

**Si lo está, ¿qué se muestrea a la salida y qué se suma a la entrada?. De acuerdo con esto, ¿qué parámetro de transferencia del amplificador es el que se quiere estabilizar si la realimentación fuese negativa?.**

Se muestrea corriente y se suma tensión. La realimentación estabiliza la variación en  $g_m$  causada por la variabilidad de  $\beta$ .

Calculo  $R_O$

$$R_O = R_C \parallel r_o \left( 1 + \frac{\beta(R_E \parallel R_{ES})}{R_E \parallel R_{ES} + r_{\pi 2} + R_{BTH}} \right) \sim R_C$$

## MEDICIÓN

Se procedió a armar el circuito y medir entrada y salida.

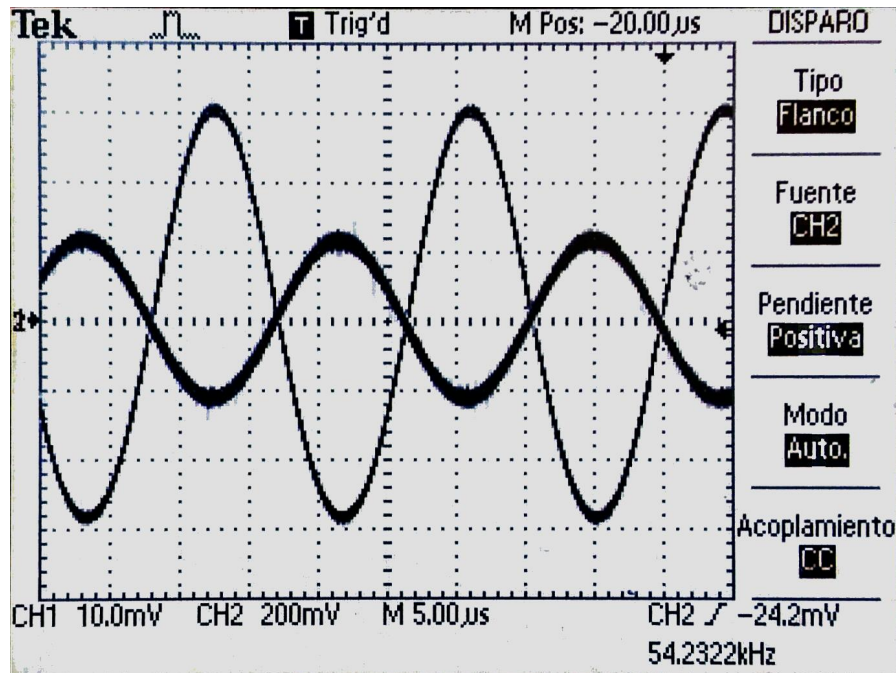


Figura 6: Medición de  $A_V$

Logramos verificar que el amplificador presenta el  $A_V$  que habíamos calculado. Así mismo al poner una resistencia de  $10\text{ k}\Omega$  en serie con el generador pudimos medir una tensión cercana al 50 % entre entrada y salida.

### Característica y parámetros de los dispositivos:

Nos tocó medir el  $V_T$  de un transistor MOSFET.

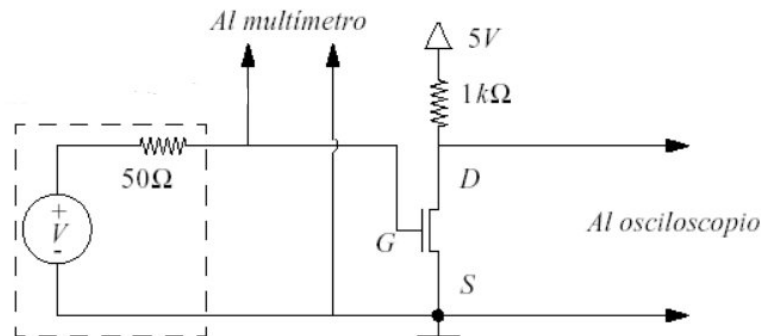


Figura 7: Banco de medición para medir  $V_T$

Fuimos aumentando  $V_{GS}$  de manera paulatina hasta encontrar el punto en que  $V_{DS}$  comienza a caer. Ese valor de tensión es  $V_T$ .

Así medimos un  $V_T = 2.2\text{ V}$

## B) ETAPA AMPLIFICADORA CON DOS TRANSISTORES

Se nos pide agregar una etapa en CC entre el generador de señal y la etapa amplificadora bajo análisis. Proponemos un circuito ajustando los resistores de base para mantener los valores de reposo lo más parecidos posible.

Vamos a referirnos como etapa 2 a la etapa original y como etapa 1 a la nueva etapa.

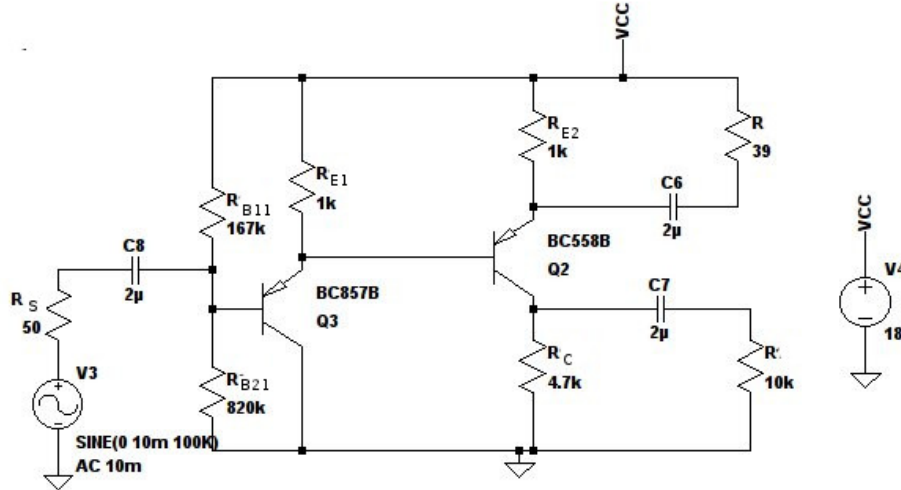


Figura 8: Circuito propuesto

El valor de la corriente de reposo de la etapa agregada, para mantener inalterados (de ser posible) los valores de reposo de la etapa amplificadora original.

Viendo que la tensión en la base del emisor de la etapa original es  $V_{B2} = V_{CC} - I_{CQ}R_{E2} - (-V_{BE2})$  y tomando en cuenta que  $I_{CQ1} \gg I_{BQ2}$  tengo que  $I_{R_{E1}} \sim I_{CQ1}$  y como la caída de tensión en  $R_{E1}$  es  $V_{CC} - V_{BQ2}$  voy a tener que

$$I_{CQ1} = \frac{V_{CC} - V_{BQ2}}{R_{E1}} = 1.7 \text{ mA}$$

¿Cómo se modifica el equivalente Thèvenin del generador que excita a la etapa amplificadora original cuando se agrega la etapa seguidor?.

Dado que para un seguidor el  $A_v \sim 1$  tenemos que  $V_{TH}$  del generador visto desde la etapa original se va a mantener prácticamente igual. Mientras que

$$R_{TH} = R_{E1} \parallel R_{O1} = R_{E1} \parallel \left( r_{e1} + \frac{R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_S}{\beta + 1} \right) = 0.166 \Omega$$

¿Cómo son los nuevos parámetros  $R_i$ ,  $R_o$  y  $A_v$  de esta etapa con dos transistores respecto a los obtenidos en la etapa original bajo estudio?.

Calculo el nuevo  $R_i$

$$R_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{ib}$$

$$R_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (\beta + 1)(r_{e1} + r_{o1} \parallel R_{E1}) \sim 95 \text{ k}\Omega$$

se ve que es un orden de magnitud más grande que el  $R_i$  de la parte A.

$$A_v = A_{v1}A_{v2} = \frac{g_{m1}(R_{E1} \parallel R_{i2})}{1 + g_{m1}(R_{E1} \parallel R_{i2})} 50 = 49.2$$

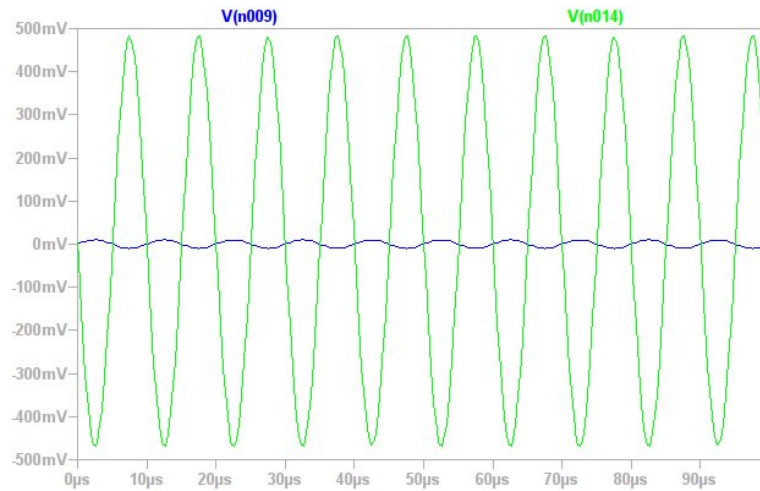
Como era de esperar  $A_v$  casi no cambia.

Calculamos el nuevo  $R_O$

$$R_O = R_C \parallel r_{o2} \left( 1 + \frac{\beta(R_E \parallel R_{ES})}{R_E \parallel R_{ES} + r_{\pi2} + R_{O1}} \right) \sim R_C$$

se ve que no hay un cambio apreciable respecto al  $R_O$  de la parte A.

## SIMULACIÓN

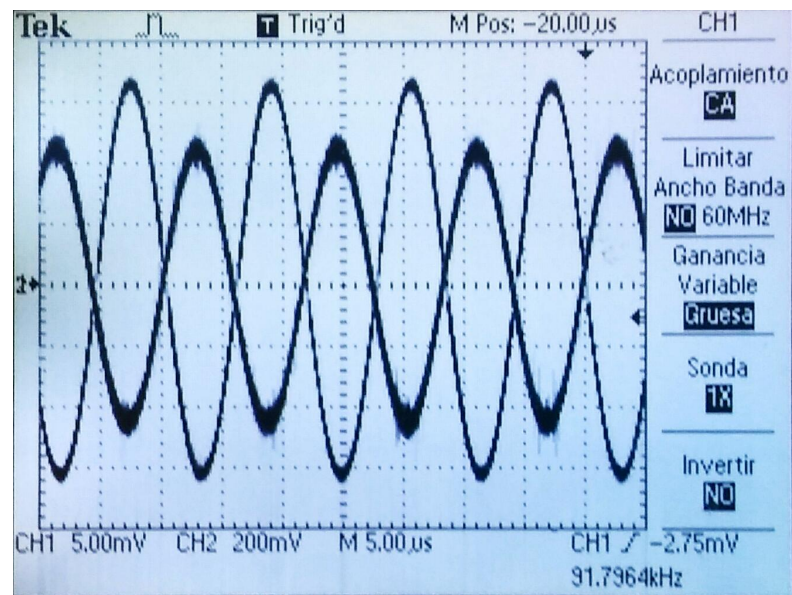


**Figura 9:** Simulación de la amplificación con el circuito multietapa

Vemos que se mantiene la amplificación. También verificamos que el  $R_i$  es del orden de  $100 \text{ k}\Omega$



## MEDICIÓN



**Figura 10:** Medición con el circuito multietapa

Vimos que se mantiene la amplificación.

## D) OSCILADOR SENOIDAL POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

A partir de un transistor TBJ NPN, polarizado como se indica en la figura y conectado a la red RC indicada se analizarán diversos aspectos de su funcionamiento.

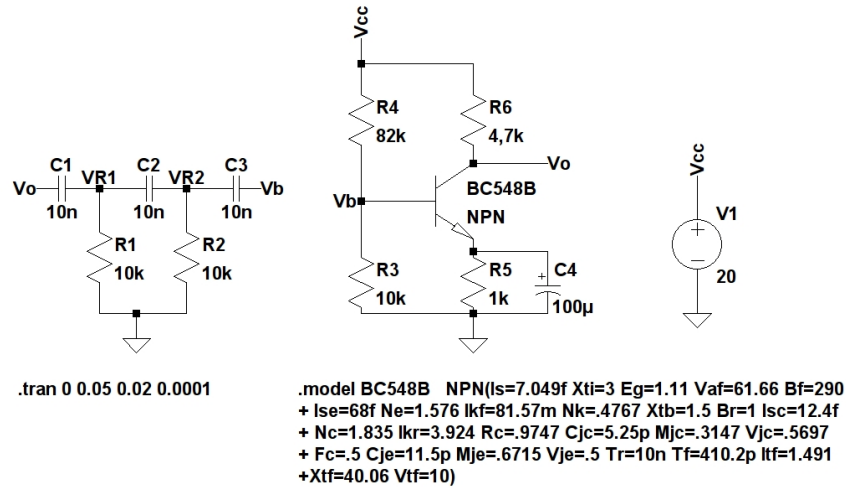


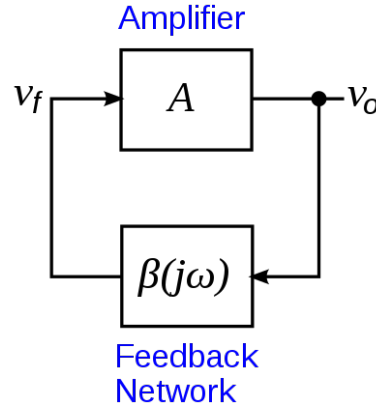
Figura 11: Circuito oscilador

### Periodicidad de la señal $v_o$

El uso de realimentación positiva que dé por resultado un amplificador con ganancia en lazo cerrado  $|A_f| > 1$  y que satisfaga las condiciones de fase hará que funcione como un circuito oscilador. Éste produce entonces una señal de salida variable, y si dicha señal varía senoidalmente, el circuito se conoce como oscilador senoidal.

Supongamos que a lazo abierto se tienen dos amplificadores  $\alpha$  (amplificador básico) y  $\beta$  (red de realimentación) de ganancia homónima. Suponiendo una señal ficticia de entrada  $v_i$ , la primera etapa arrojará  $\alpha v_i$ , que a su vez servirá de entrada a la segunda etapa y la salida será  $v_o = \beta \alpha v_i$ . Donde  $\beta \alpha$  se conoce como ganancia de lazo.

Si los circuitos otorgan una  $\beta \alpha$  de magnitud y fase correctas,  $v_o \sim v_i$ . Entonces, cuando se esté en lazo cerrado y sin el efecto de  $v_i$ , el circuito continuará operando puesto que la tensión de realimentación es suficiente para controlar los circuitos del amplificador y de realimentación, y de esta manera se obtiene una tensión de entrada apropiada para mantener la operación del lazo. Si se satisface la condición, la forma de onda de salida seguirá existiendo después de que se cierre el lazo (criterio de oscilación de Barkhausen:  $\beta \alpha = 1$ ).



**Figura 12:** Criterio de oscilación de Barkhausen

En realidad no se requiere señal alguna de entrada para hacer funcionar el oscilador. Sólo se debe satisfacer el criterio mencionado para tener oscilaciones autosostenidas. Aunque en la práctica este valor suele ser mayor a 1, los valores de saturación en el circuito real proporcionan un valor cercano a 1. Las formas de onda obtenidas nunca son exactamente senoidales, pero mientras mas se acerca  $\beta\alpha$  a 1, más senoidal es la forma de onda.

### Relación de frecuencia de $v_o$ con la red RC

Si se utiliza un transistor como el elemento activo de la etapa del amplificador, la salida de la red de realimentación se carga de manera apreciable por la resistencia de entrada relativamente baja ( $h_{ie}$ ) del transistor. En esta conexión,  $\beta = \frac{1}{29}$  y  $\alpha > 29$  para cumplir el criterio de Nyquist (desfase de 180 y magnitud 1). Cada uno de los 3 circuitos RC en el lazo de realimentación es capaz de producir un desfase máximo de 90°. La oscilación ocurre a la frecuencia donde el desfase total a través de los 3 circuitos RC es de 180°. Por otro lado el amplificador mismo aporta los 180° adicionales para satisfacer el requerimiento para la oscilación de un desfase de 360° alrededor del lazo de realimentación.

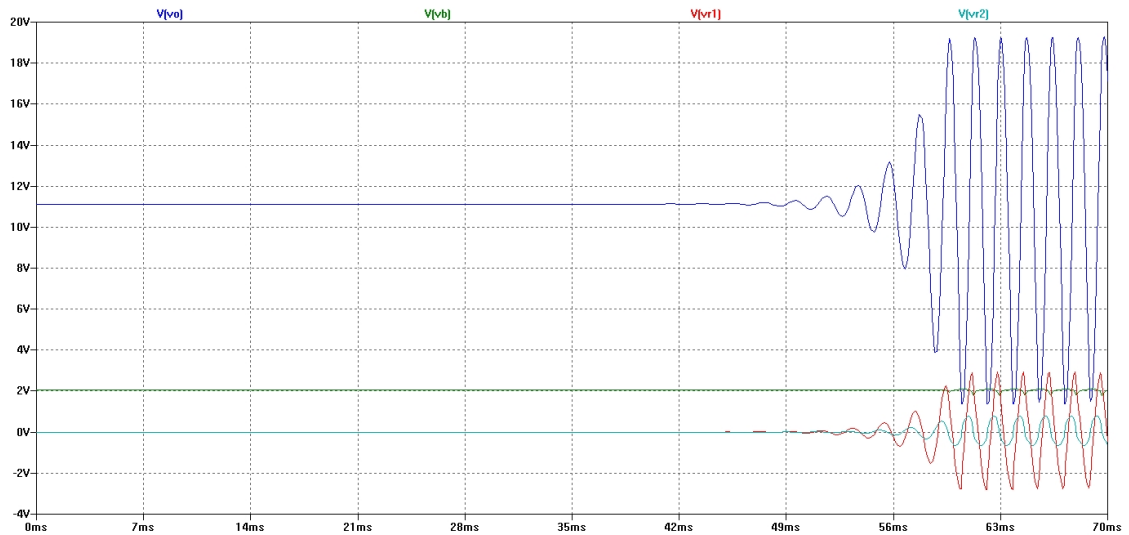
Se encuentra que la frecuencia es aproximadamente:

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4 \frac{R_C}{R}}} \sim \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6}}$$

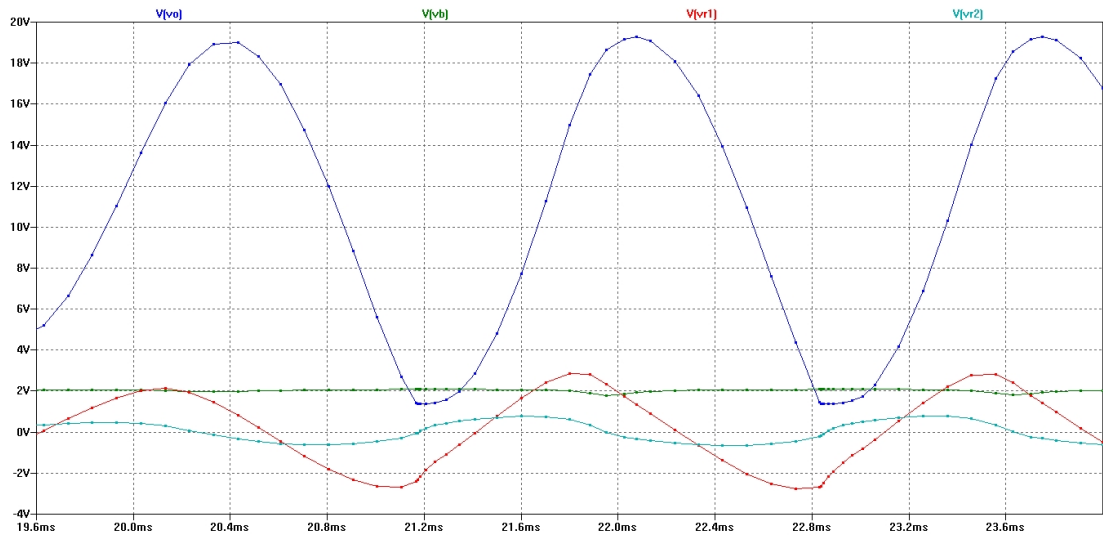
$$f = \frac{1}{2\pi(10\text{ k}\Omega)(10\text{ nF})\sqrt{6}} = 649.75\text{ Hz} \sim 650\text{ Hz}$$

### Frecuencia de oscilación

Se visualiza que el período es  $T = 1.7\text{ ms}$  y por lo tanto  $f \sim 625\text{ Hz}$ , con un error menor del 10 % cercano a los 650Hz predichos teóricamente.



**Figura 13:** Simulación cicuito oscilador con transistorio

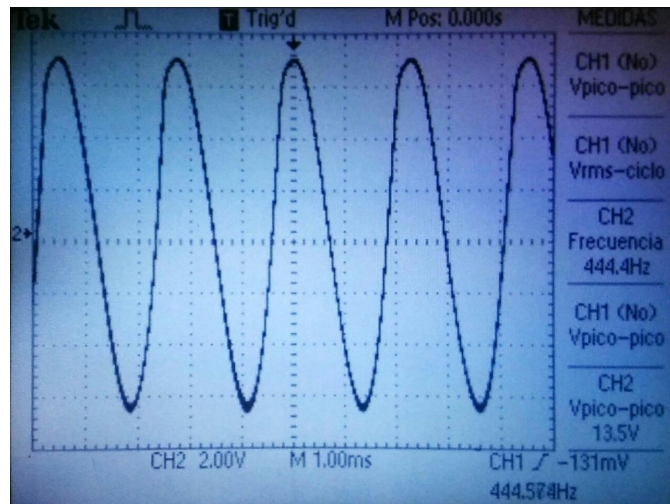


**Figura 14:** Simulación cicuito oscilador

Esto se debe a que el circuito RC en cuestión está formado por el capacitor C3 (ver esquema) próximo a la entrada del transistor y la resistencia de entrada del amplificador que, para simplificar, supusimos de un valor similar al de las demás resistencias. Siendo que la diferencia entre el valor teórico y el simulado es pequeña, podemos afirmar a posteriori que la suposición es bastante aproximada.

### Uso del oscilador en bajas frecuencias

En las mediciones se encuentra una frecuencia de oscilación de  $f \sim 444\text{ Hz}$ . Ambos resultados corresponden a bajas frecuencias y las discrepancias se deben seguramente a las aproximaciones realizadas a la hora de calcular la frecuencia teórica.



**Figura 15:** Medición frecuencia de oscilación

La frecuencia de oscilación es impuesta por los parámetros de la red de realimentación. Los mismos tienen parámetros  $\tau$  bastante altos, lo que impone una frecuencia de funcionamiento baja.