

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA E INFORMÁTICA  
**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE MASSACHUSETTS**  
CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS 02139

6.101 Práctica introductoria de electrónica analógica  
Práctica 3

**TRABAJO DE LECTURA**

En esta práctica, investigará el funcionamiento de circuitos de transistor bipolar simple y de circuitos de amplificador JFET. Antes de comenzar, deberá leer todos los trabajos de lectura asignados para el curso en el punto 4, *Transistores bipolares: polarización del transistor*; y 5, *Transistores de efecto de campo* (lea las secciones sobre *antecedentes* y *características V-I*, y también la de *polarización*). Además, lea las fotocopias de clase sobre el circuito equivalente híbrido- $\pi$  y la polarización del transistor. **Nota: le rogamos que lea toda la información sobre la práctica antes de comenzar para así ahorrar tiempo después en los experimentos en los que tenga que repetir ciertos pasos.**

**Experimento 1: esquemas de polarización del transistor.**

En este experimento tendrá que comparar dos esquemas diferentes de polarización de transistor para la estabilidad DC del "punto Q". Construirá los circuitos de las Figuras 1a y 1b y medirá la tensión de colector a tierra [ $V_{CG}$ ] para cada uno de los circuitos, utilizando los cuatro transistores 2N3904. En todos los circuitos,  $R_E$  y  $R_L$  tienen un valor de 1,2 k $\Omega$ . El valor de la corriente del colector debería ser de 4,1mA para proporcionar aproximadamente 5 voltios de caída a través de cada resistencia y de la unión colector-emisor del transistor. [Necesitará los cuatro transistores 2N3904 que marcó en la práctica y para los que midió  $\beta_F$ . 2. Tenga cuidado de no "freír" uno de estos dispositivos ya que los necesitará todos].

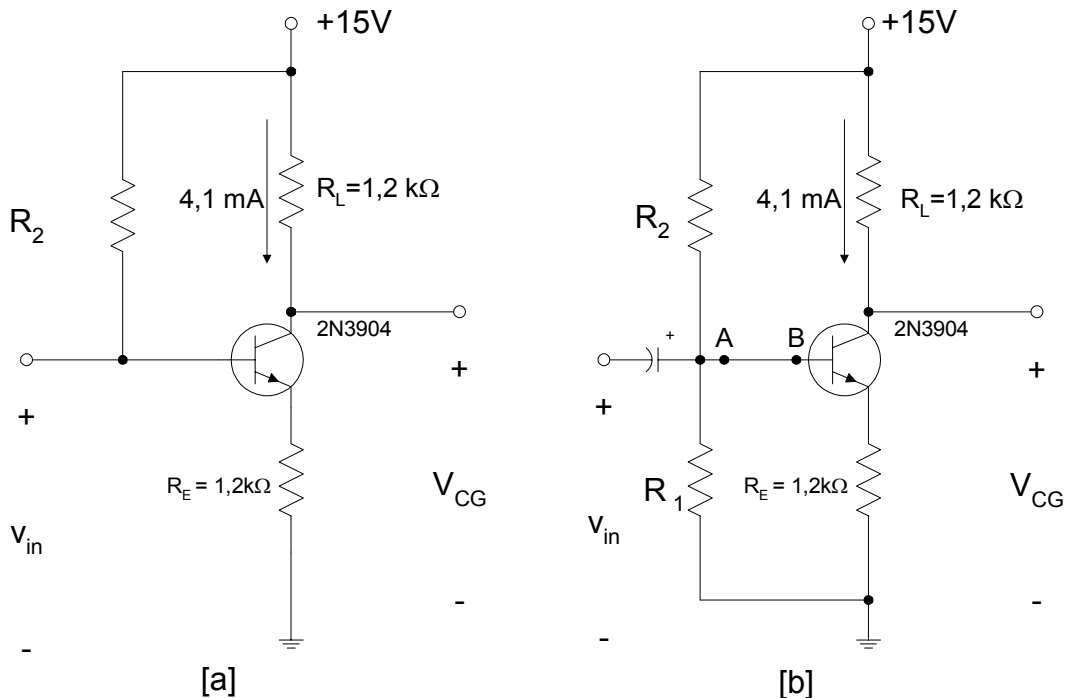
Realice los siguientes pasos para cada uno de los circuitos:

1. Analice la corriente directa (DC) Beta [ $\beta_F$ ] de los cuatro transistores 2N3904. Para obtener mejores resultados en este experimento, el grupo de transistores debería tener unos valores de propagación  $\beta_F$  de 1,5:1 ó 2:1. Si sus dispositivos no muestran estos valores, intercambie los transistores con los de otro estudiante del curso, cambie algunos por otros iguales de los cajones 38-601 o en la ventanilla del almacén. Tendrá que medir de nuevo la ganancia de corriente DC en el trazador de curvas si tiene nuevos dispositivos, o puede tomar prestado el medidor de beta del profesor para seleccionar nuevos dispositivos. [El profesor adjunto también tiene uno de estos medidores].
2. Construya el circuito de la Figura 1a y calcule  $R_2$  para obtener la corriente de polarización correcta para el 2N3904 que tenga el menor valor de  $\beta_F$  medido. El valor de  $R_2$  será probablemente impar y no uno de los valores estándar de resistencia disponibles en su *nerdkit* o ni siquiera uno de los valores de 5% de los cajones. Complete este valor impar colocando valores estándar en serie o en paralelo hasta que consiga el valor entero de kilohmio que más se aproxime al valor que ha calculado. Coloque la sonda de su osciloscopio y del multímetro digital (DMM) entre el colector y la toma de tierra  $V_G$ ; el resultado debería ser de unos 10 voltios [5 voltios a través de la unión C-E + 5 voltios a través de  $R_E$ . Registre el valor para  $V_{CG}$  y, a continuación, conecte los otros tres transistores y registre el valor para  $V_{CG}$  que obtenga de cada uno de ellos. Coloque el interruptor de potencia del kit en "off" cuando esté insertando y quitando los transistores. **P.1.1 ¿Qué ocurriría si conectase la sonda de su osciloscopio de conector a emisor en lugar de conectarla de colector a toma de tierra? P.1.2 ¿Qué ocurriría si**

conectase su DMM de colector a emisor en lugar de hacerlo de colector a toma de tierra?

**P.1.3** Explique por qué varía tanto el valor de  $V_{CG}$  de un dispositivo a otro.

3. A continuación, tendrá que repetir el procedimiento anterior para el circuito de la Figura 1b. Utilice las mismas resistencias de colector y de emisor e  $I_C = 4,1$  mA y, comenzando con el transistor de menor valor  $\beta_F$ , calcule los valores de  $R_1$  y  $R_2$  utilizando un valor Thevenin de  $12.000\Omega$  para  $R_1$  y  $R_2$ . [Esta es la combinación paralela de  $R_1$  y  $R_2$ ]. Debería poder acercarse al valor  $V_{CG} = +10$  V con la ayuda de la red de polarización de dos resistencias. Esta vez, debe utilizar los valores estándar más cercanos a  $\pm 5\%$  para  $R_1$  y  $R_2$ . repita el proceso anterior midiendo y registrando el valor de  $V_{CG}$ . Conecte los números 2-4 del transistor y registre de nuevo el valor de  $V_{CG}$  que proporcione cada transistor.



Amplificadores de emisor común

Figura 1. Circuitos de polarización de transistor.

**P.1.4** ¿Cómo explicaría las diferencias menores en el valor de  $V_{CG}$  que se dan al utilizar el circuito de dos resistencias en comparación con el de resistencia única?

4. Dibuje la línea de carga para el circuito de la Figura 1b en las características  $V_{CE}$  vs.  $I_C$  que dibujó para el transistor de la práctica 2. Marque claramente el punto Q o punto de funcionamiento, así como las corrientes base de escalón.

**Experimento 2: mediciones de un amplificador AC de transistor.**

En este experimento se utiliza el circuito de la Figura 1b y los mismos valores de resistencia que calculó anteriormente. El circuito se conoce como amplificador de emisor común y se caracteriza por tener una

ganancia de tensión  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{cg}}{V_{in}} \approx A_v \approx \frac{-\beta_o R_L}{R_S + r_\pi + (\beta_o + 1)R_E}$ , una ganancia de corriente elevada, una impedancia de media a baja y una impedancia media de salida, generalmente igual a  $R_L$ . Esta ecuación se mantiene

mientras  $R_B$  [la combinación paralela de las dos resistencias de polarización] sea grande comparado con  $R_S$  y  $r_{\pi}$ . Sin embargo, cuando la resistencia del emisor no está desviada, el segundo término en el denominador  $[(\beta_0 + 1)R_E]$  es, generalmente, tan grande comparado con los dos primeros, que se puede reducir la ecuación de ganancia a  $A_v = \frac{R_L}{R_E}$ . Observe que esta ecuación es totalmente independiente de

la polarización del transistor [corriente del colector] y beta del transistor, una situación muy buena, ya que las resistencias de 5% son mucho más estables en valor de parte a parte que los parámetros del transistor.

1. Conecte un condensador electrolítico polarizado de 1  $\mu$ F 15 Voltios al circuito, como se muestra en el punto "A", con el terminal positivo de la cubierta hacia la base y conecte el cable negativo del condensador a la salida del generador de funciones [FG]. En la Figura 1b se muestra este condensador. **[P.2.1 ¿Por qué debería ser éste un condensador electrolítico polarizado en lugar de uno sin polarizar? P.2.2 ¿Bajo qué condiciones se debería utilizar un condensador sin polarizar en esta aplicación?]** Conecte el cable de tierra del generador de funciones a la toma de tierra del circuito. Asegúrese de que la tensión offset DC del generador de funciones esté desconectada. Rompa la conexión entre los puntos "A" y "B" e inserte una resistencia de 5% de 1 k $\Omega$  entre los dos puntos. Ajuste el nivel de tensión de salida del generador hasta que mida una señal de onda sinusoidal de 3V-rms a 1000 Hz en la salida del amplificador [colector a puesta de tierra]. La tensión de salida del generador de funciones es la tensión de entrada del amplificador,  $V_{in}$ . [La resistencia de 1 k $\Omega$  que ha insertado es pequeña si se compara con la resistencia de entrada del *transistor* (**P.2.3 ¿Cuál es la resistencia de entrada de este transistor?**), por lo que tiene un efecto insignificante en el circuito].

La impedancia de entrada a este transistor es bastante grande y se puede calcular utilizando el circuito equivalente híbrido- $\pi$ ; aunque se puede obtener una aproximación rápida del producto  $\beta_0 \times R_E$

Sin embargo, para poder obtener una estabilidad de polarización, el valor de  $R_B$  debe ser bajo comparado con la impedancia AC de entrada, por tanto, con  $R_B$  desviando la resistencia AC de entrada, la resistencia real de entrada al *amplificador* es sólo  $R_B$ . [Observe la distinción entre la resistencia de entrada al transistor y la resistencia de entrada al amplificador.]

Observe la salida en el colector [ $V_{c_0} = V_{out}$ ] utilizando el osciloscopio fijado en AC. Si existe algún tipo de "clipping" (recorte) o distorsión de la señal de salida, ajuste el nivel de entrada hasta que cese el *clipping*.

2. Con la ayuda de las sondas de su osciloscopio y/o el DMM fijado en AC, mida la tensión de entrada y de salida y calcule la ganancia de tensión  $A_v = v_{out}/V_{in}$ . Repita estas mediciones utilizando los mismos cuatro transistores que para las mediciones de DC del experimento 1. **P.2.4 ¿Cuánto se acercan las ganancias de tensión a la aproximación para la ganancia de tensión que se dio anteriormente?**

3. En la configuración del emisor común, además de una considerable ganancia de tensión, hay una ganancia de corriente AC,  $\beta_0$ . El objetivo de la resistencia de 1 k $\Omega$  que ha insertado es permitirle medir las corrientes de base AC y DC. Bajo ciertas condiciones, es posible insertar un medidor de corriente para medir la corriente de base, pero muchos de ellos tienen una impedancia de terminal lo suficientemente alta al fijarlos para medir corrientes bajas como para modificar considerablemente el punto de funcionamiento DC. Si coloca el DMM a través de la resistencia de 1 k $\Omega$ , podrá leer la corriente AC o DC ajustando el DMM para leer la tensión AC o DC. [25mV a través de la resistencia será igual a 25  $\mu$ A de corriente]. Seleccione uno de los transistores para el circuito y con la tensión AC de salida fijada como se indicó anteriormente, mida la corriente AC en la base. Calcule la ganancia de corriente AC,  $\beta_0$ . A continuación, desconecte la señal del generador de funciones manteniendo pulsada la tecla de Offset durante más de dos segundos y asegúrese de que no se introduce ningún offset DC. Mida la corriente DC del colector colocando el DMM a través de  $R_L$  y mida también la corriente de base DC. Calcule la ganancia de corriente DC,  $\beta_F$ .

Repita estas mediciones para los otros tres transistores que ha caracterizado en el trazador de curvas.

Rellene la tabla que se proporciona más adelante para los cuatro transistores y para los valores de las ganancias de corriente DC y AC que obtuvo en el experimento anterior y en el trazador de curvas. **P.2.5 ¿Están estos valores dentro de los límites para las ganancias de corriente que se facilitan en la hoja de especificaciones del 2N3904? P.2.6 ¿En qué se parecen el valor de  $\beta_F$  medido en el circuito en lo que respecta al porcentaje con el del valor de  $\beta_F$  medido en el trazador de curvas?**

4. Seleccione un dispositivo e instálelo en el circuito para la Figura 1b. Con una señal de 1000 Hz en la entrada, ajuste la magnitud de la señal de entrada para producir un valor conveniente de tensión de salida, por ejemplo de 1 Voltio RMS, o de 3 Voltios de pico a pico, dependiendo de si desea realizar las mediciones con el DMM o con el osciloscopio. A continuación, rebaje la frecuencia del generador de funciones hasta que la tensión de salida caiga hasta 0,707 del valor que anotó a 1000 Hz. Registre este valor.

5. Con la ayuda del mismo dispositivo que utilizó en el punto 4, reemplace el condensador de  $1\mu\text{F}$  con uno de  $0,1\mu\text{F}$ . De nuevo, seleccione un nivel de salida conveniente a 1000 Hz, anótelos y rebaje la frecuencia de entrada hasta que la salida sea de nuevo 0,707 de lo que era y registre la frecuencia a la que ocurre. **P.2.7 ¿Por qué obtiene diferentes valores bajos de frecuencia para los pasos 4 y 5?**

6. A continuación, mientras observa la forma de onda de salida en el osciloscopio retire el condensador de acoplamiento de entrada y sustitúyalo por un cable de puente. [Si tiene cuidado de no cortocircuitar cables cercanos, puede hacerlo con la potencia conectada]. **P.2.8 ¿Qué sucede con la señal de salida cuando se sustituye el condensador por un cable de puente? P.2.9 Explique las causas en cuanto a los elementos de otros circuitos.**

Tabla para los cálculos de la ganancia del transistor						
Circuito	Nº dispositivo del 2N3904	Trazador de curvas	Ganancia de tensión AC	Ganancia de corriente AC	Ganancia de tensión DC	Ganancia de corriente DC
Beta DC $\beta_F$ $h_{FE}$	1		XXXXXXXX	XXXXXXXX		
	2		XXXXXXXX	XXXXXXXX		
	3		XXXXXXXX	XXXXXXXX		
	4		XXXXXXXX	XXXXXXXX		
Beta AC $\beta_o$ $h_{fe}$	1				XXXXXXXX	XXXXXXXX
	2				XXXXXXXX	XXXXXXXX
	3				XXXXXXXX	XXXXXXXX
	4				XXXXXXXX	XXXXXXXX

**Experimento 3: ganancia de tensión de la resistencia del emisor en derivación, independiente de  $\beta_o$**

Si colocamos un condensador electrolítico grande a través de la resistencia del emisor,  $R_E$  y prestamos atención a la polaridad [terminal positivo del condensador en dirección al emisor], el segundo término de la ecuación de ganancia de tensión anterior,  $[(\beta_o + 1)R_E]$  llega a cero, ya que para los objetivos de AC,  $R_E$  es cero como consecuencia del condensador que lo desvía. Esto hace que nuestra

ecuación de ganancia de tensión se vea reducida de la forma 
$$A_v \approx \frac{-\beta_o R_L}{R_S + r_\pi + (\beta_o + 1)R_E} \quad \text{a}$$

$A_v \approx \frac{-\beta_o R_L}{R_S + r_\pi}$ . Ahora, esta ecuación muestra una fuerte dependencia de  $\beta_o$ , algo que no es bueno para la estabilidad de ganancia de un circuito a otro cuando se utilizan transistores de betas diferentes. Sin embargo, si  $R_S$  es pequeño comparado con  $r_\pi$ , entonces podemos ignorar el término  $R_S$  y la ecuación será

$A_v \approx \frac{-\beta_o R_L}{r_\pi}$ . Puesto que  $\beta_o = g_m r_\pi$ , la ecuación se reduce a  $A_v = -g_m R_L$ . Esto demuestra que la

ganancia de tensión es únicamente dependiente de la transconductancia que es igual a  $I_C/V_T$  y el valor de  $R_L$ . Si mantenemos  $I_C$  estable gracias a nuestro esquema de polarización estable, tenemos una ganancia de tensión que es, de nuevo, estable y dependiente del valor de  $R_L$ . Además, en lugar de limitarnos a

valores de ganancia relativamente pequeños con el método de resistencia del emisor sin derivar  $A_v = -\frac{R_L}{R_E}$ ;

[la ganancia que utiliza este método se limita prácticamente a valores de  $-10$  o inferiores, a menos que se contente con oscilaciones de tensión de salida muy pequeñas]. Con el método de resistencia del emisor derivado,  $A_v = -g_m R_L$  fácilmente obtiene ganancias de  $-200$  a  $-300$ .

1. Instale un condensador electrolítico de  $100 \mu\text{F}$  a través de  $R_E$ , prestando atención a la polaridad. **P.3.1 ¿Cuál es el margen de tensión mínimo aceptable para esta condensador? ¿Cuál sería una elección acertada para el margen de tensión si cambiase [accidentalmente o a propósito] las condiciones de polarización para este transistor?** A continuación, con el generador de funciones conectado, fije la salida de  $1000 \text{ Hz}$  del GF al valor que produce una señal de salida de  $2 \text{ V p-p}$  que no está visiblemente distorsionada en el osciloscopio. Puesto que la ganancia de este amplificador es bastante elevada, probablemente necesitará utilizar un divisor de tensión en la salida del generador de funciones, al igual que hizo en la práctica 1. Un par de resistencias en paralelo de  $10 \text{ ohmios}$  deberían funcionar bien y, además, reducirán considerablemente la impedancia del GF y ayudarán a que nuestra ecuación simplificada de ganancia sea aún más precisa. Rellene los valores en la siguiente tabla, repitiendo las mediciones para cada uno de los cuatro transistores marcados. Probablemente, podrá dejar fija la tensión de entrada en el mismo valor para todos los transistores, siempre que la salida no muestre ningún tipo de *clipping* o distorsión.

Tabla para los cálculos de la ganancia del transistor, resistencia de emisor derivada.								
Dispositivo 2N3904, $\beta_o$	$V_{CG}$ DC	$V_{ac}$ entrada	$V_{ac}$ salida	Ganancia de tensión	Cálc. $I_C$	Cálc. $g_m$	Cálc. $-g_m R_L$	Error de %

#### **Experimento 4: transistores de efecto de campo.**

En este experimento tendrá la oportunidad de investigar las propiedades de un transistor de efecto de campo, más concretamente un transistor de efecto de campo de unión 2N5459 [JFET]. Este es un dispositivo de canal n de modo de agotamiento, controlado por una tensión negativa que se aplica entre la puerta y la fuente, con la corriente drenaje-fuente en disminución a medida que la tensión puerta-fuente se vuelve más negativa, hasta que finalmente el transistor se desconecta y no fluye ninguna corriente drenaje-fuente.

1. Utilice el trazador de curvas para medir las características drenaje-fuente [ $V_{DS}$  vs.  $I_D$ ] del JFET 2N5459 de su kit de prácticas. Consulte la sección *FIELD EFFECT TRANSISTORS* (transistores de efecto de campo) en la página 25 del manual 577-177. No olvide que debe aplicar escalones de tensión negativa a la puerta del JFET. Vuelva a ajustar el control de *MAX PEAK POWER WATTS* (vatios de potencia máxima de pico) en 0,15 vatios y el control de *MAX PEAK VOLTAGE* (tensión máxima de pico) en 25 voltios. Para el modelo 575, véase la pág. 23 [adjunta] de las gráficas de montaje. **Asegúrese de igualar a cero,  $V_{GS} = 0$ , la curva utilizando el interruptor que cortocircuita la puerta [base] a la fuente [emisor]. Este interruptor se ubica en la parte inferior del área del generador de escalón base del 575. Pida ayuda si no sabe cómo realizar este proceso.**
2. Mida la tensión de estrangulamiento  $V_P$  del 2N5459, también conocida como tensión de corte puerta-fuente  $V_{GS[off]}$  y es distinta para cada dispositivo [véase la fotocopia de características del 2N5459]. Mida también  $I_{DSS}$ , la corriente que fluye a través del JFET cuando  $V_{GS} = 0$ .
3. A partir de las características de salida que se visualizan en el trazador de curvas, anote el área de las que se den alrededor de  $I_D = 1$  mA. [Las curvas serán más útiles si procura conseguir que  $I_D = 1$  mA a medio camino en dirección ascendente de la escala vertical [corriente] del trazador de curvas. Necesitará conocer el valor de  $V_{GS}$  cercano a  $V_{DS} = 6-8$  voltios, de forma que pueda calcular la resistencia  $R_S$  autopolarizada para el amplificador. Posiblemente desee reajustar las regulaciones de ganancias vertical y horizontal en la pantalla, de forma que aparezcan estos valores cerca del centro del pantalla del osciloscopio, ya que será más fácil leerlos en esta ubicación.
4. A partir de la visualización de las características de  $V_{DS} - I_D$  en el trazador de curvas, realice un diagrama en papel gráfico lineal en su cuaderno de prácticas o utilice el trazador de curvas modificado específicamente para imprimir las características en un disco.
5. Construya el circuito de la Figura 2. Conecte las sondas del osciloscopio a los terminales  $V_{IN}$  y  $V_{OUT}$ . Seleccione  $R_S$  para producir una corriente de drenaje de funcionamiento estático  $I_D = 1$  mA. Utilice las

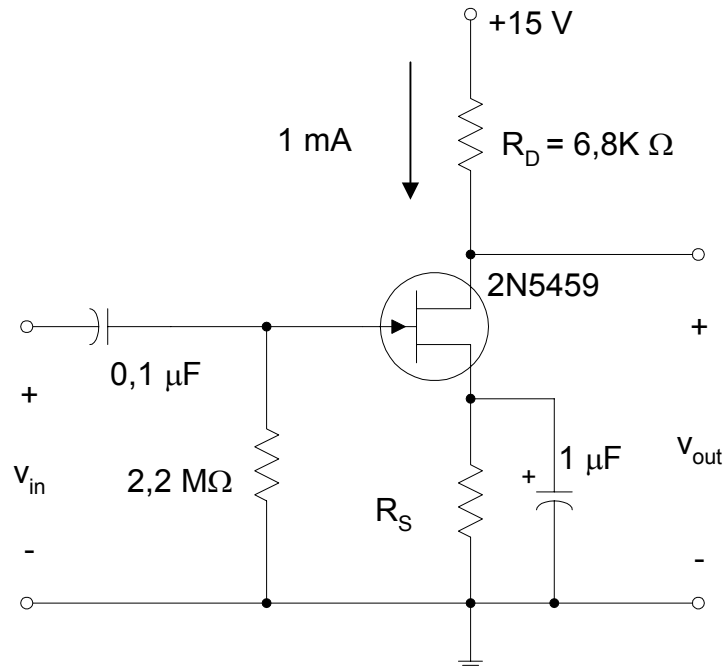


Figura 2. Circuito para el experimento 3.

curvas características que dibujó en el paso 4 como ayuda para seleccionar el valor de  $V_{GS}$ . Observe que los JFET de modo de agotamiento conducen su  $I_D$  máxima con cero voltios en la puerta ( $I_{DSS} = 0$ ). [De hecho, se puede sobrepasar ligeramente  $V_{GS} = 0$  pero la unión puerta-fuente se polarizará en unos 0,6 voltios, haciendo que la entrada se asemeje a un diodo de polarización directa, con su característicamente baja resistencia de entrada y su relación no lineal de corriente-tensión. Los FET se utilizan casi siempre por su ruido bajo, la resistencia de entrada y la corriente baja de entrada, por lo que no se recomienda polarizar la unión puerta-fuente cuando está conectada].

6. Sin ninguna señal de entrada, mida el valor DC de  $V_{OUT}$ . Reste  $V_{RS}$  de  $V_{OUT}$  y ubique el punto Q del circuito [o punto de funcionamiento] en el diagrama que realizó en el paso 4. Construya la línea de carga de salida del circuito utilizando  $R_D$ ,  $V_{DD}$ , etc. Ignore  $R_S$ .

7. Repita el paso 6, pero esta vez incluya el efecto de  $R_S$  cuando calcule la interceptación del eje de corriente para la línea de carga.

8. Basándose en el área de las características de salida de corriente constante, marque el área de funcionamiento lineal en las líneas de carga que ha construido. Aplique una onda sinusoidal de 1000 Hz a la entrada y compruebe que ve una salida limpia de onda sinusoidal en la amplitud pico-pico que marcó en la línea de carga. Aumente la tensión de entrada y observe la distorsión a medida que la mitad de la onda es conducida a la región "lineal" de las características.

9. Calcule la ganancia de tensión suponiendo que el condensador de entrada [ $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ ] y el condensador de derivación de fuente-resistencia [ $C_2 = 1.0 \mu\text{F}$ ] se comporten como cortocircuitos.

10. Mida las tensiones pico a pico de entrada y de salida mientras el dispositivo produce una salida limpia de onda sinusoidal. Calcule [a partir de las mediciones] la ganancia de tensión del circuito. Elimine  $C_2$  y repita.

**P.3.1 Razone cualquier cambio medido en la ganancia. Consejo: ¿cuál es el objetivo de  $C_2$  en el circuito?**

11. Mida o calcule la impedancia AC de entrada de este amplificador. **P.3.2 ¿En qué medida es comparable con la impedancia de entrada del amplificador de transistor que realizó en el experimento anterior?**

**Experimento 4: haga girar su propia bobina de inductancia.**

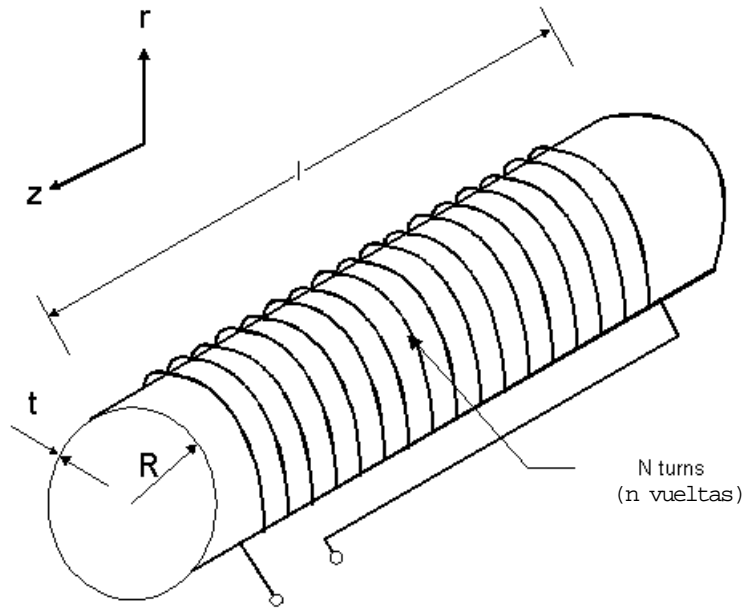


Figura 3. Bobina de inductancia solenoidal.

A partir de la teoría electromagnética elemental [por ejemplo, véase Haus y Melcher, **Electromagnetic Fields and Energy** (campos electromagnéticos y energía)] la inductancia de un solenoide largo de pared delgada viene dada por:

$$L \approx \frac{\mu_0 N^2 \pi R^2}{l} \text{ if } l \gg R, t \quad [1.]$$

Esta aproximación no es tan válida para un bobinado grueso [ $t \approx l$ ] o uno corto y grueso [ $R \approx l$ ]. Sin embargo, es un cálculo útil de orden de magnitud.

La resistencia en serie del bobinado viene dada por:

$$R_p = \frac{l_w}{\sigma_{Cu} a_w} \quad [2.]$$

donde  $l_w$  es la longitud total de cable utilizada para hacer girar la bobina de inductancia y  $a_w$  corresponde al área transversal del cable.

Tabla 1. Constantes físicas importantes.

$\mu_0$ , permeabilidad magnética de espacio libre	$4\pi \times 10^{-7}$ H/m
$\sigma_{Cu}$ , conductividad eléctrica del cobre	$5,9 \times 10^7$ ( $\Omega \cdot m$ ) <sup>-1</sup>

El modelo eléctrico tiene sentido; para frecuencias muy bajas, si aplica una fuente de tensión, la resistencia de bobinado ( $R_p$ ) del cable limitará la corriente. Para una frecuencia alta, la corriente estaría limitada por la inductancia del solenoide. La capacitancia parásita  $C_p$  se debe a la capacitancia de cada uno de los bobinados cercanos. Para una bobina de inductancia práctica, la frecuencia resonante del circuito LC será mucho mayor que la frecuencia de funcionamiento, por lo tanto, se puede ignorar  $C_p$ . Sin embargo, es relevante anotar que esta capacitancia es real y que, si accionamos el circuito desde una fuente de tensión a través de una resistencia en serie grande, podemos observar la resonancia. Este fenómeno se denomina **autorresonancia** y lo manifiestan todas las bobinas y condensadores.

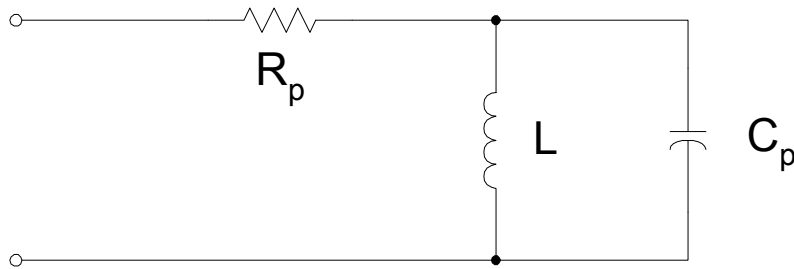


Figura 4. Modelo eléctrico de bobina de inductancia.

La impedancia que considera los terminales de la bobina de inductancia [ignorando  $C_p$ ] viene dada por:

$$Z(j\omega) = R_p + j\omega L \quad [3.]$$

**1. Gire la bobina de inductancia.** Con la ayuda de un cable magnético del 30 (puede conseguirlo en el mostrador de instrumentos), haga girar una bobina de inductancia empaquetada con  $N = 100$  vueltas de cable magnético de capa única sobre un lápiz o cualquier otra forma cilíndrica de bobinado. El diámetro de un cable de calibre 30  $\approx 0,01'' = 2,54 \times 10^{-4}$  metros. Asegúrese de que la forma de bobinado no es de metal o, de lo contrario afectará a las mediciones de  $L$  y  $R$ . Para que se sostenga la aproximación anterior, el solenoide debe ser mayor que su diámetro, por lo tanto, no utilice como forma de bobinado nada que sea demasiado grueso. Sujete los cables al lápiz con cinta adhesiva para que no se muevan durante la prueba. Mida la longitud y el radio de la bobina. Calcule la inductancia resultante y la inductancia concentrada. **Observe que el cable magnético está aislado con una capa de esmalte o barniz. Para poder utilizar o medir su bobina de inductancia, tendrá que eliminar toda la capa de esmalte de la primera pulgada a ambos extremos del cable. A continuación, sería conveniente que soldase pequeños segmentos de hilos de cableado sin revestir a los cables magnéticos. Asegúrese de hacer rotar los extremos del cable magnético a medida que raspa los cables para así eliminar toda la capa de aislante.**

**2. Mediciones.** Mida el valor de  $L$  y  $R$  en el puente de laboratorio, preferiblemente el analizador Hewlett-Packard de impedancia que hay en el área del curso 6.302, frente a la sala 38-583, o el segundo

analizador HP de impedancia frente a la sala 38-552. Utilice 1000 Hz como frecuencia de medida; permitirá que el puente resuelva valores más pequeños de inductancia. **NOTA: existe un extenso manual de instrucciones para este instrumento sujeto al analizador.**

**3. Circuito de prueba.** Construya el circuito de la Figura 5. Aplique una onda cuadrada de 10 V p-p en la entrada  $V_{in}$  y observe la salida  $V_{out}$ . Ajuste la frecuencia de la onda cuadrada sobre un margen amplio mientras observa  $V_{out}$ . **P.4.1 ¿Es lógica esta forma de onda? Explique qué sucede y añada un esquema a su informe de prácticas. Utilice las aproximaciones de ingeniería de forma sensata.**

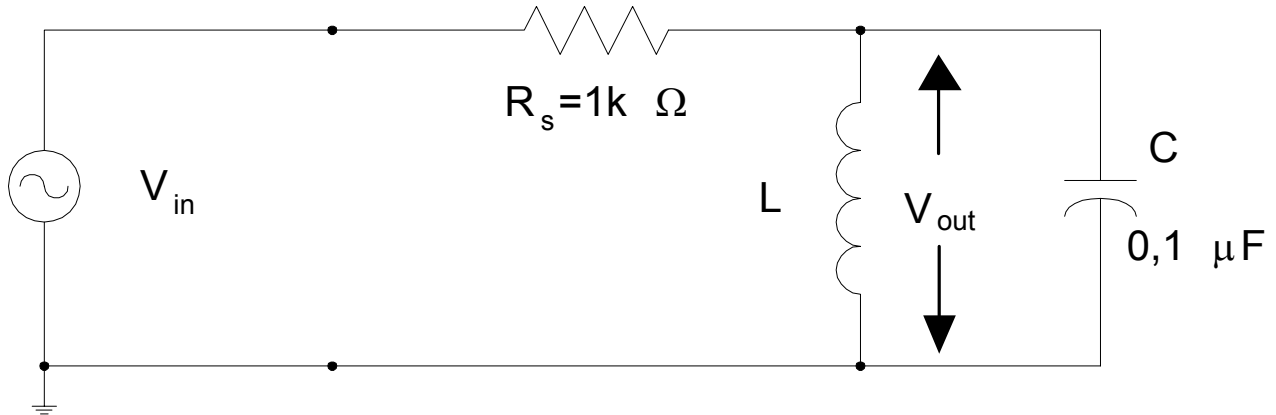


Figura 5. Circuito para el experimento 4.

**Nota:**  $R_s$  es una resistencia externa.  $R_p$  en la figura 4 se "concibe" ahora como una parte de "L" en la figura 5; C en la figura 5 es un condensador externo y  $C_p$  se "concibe" también como una parte de "L" en la figura 5.

Tabla 20.1 Datos del cable de cobre				
AWG SIZE	DIÁMETRO (MM)	$\Omega$ /KM (75°C)	KG/KM	VUeltas/CM <sup>2</sup>
0	8,250	0,392	475,00	
1	7,350	0,494	377,00	
2	6,540	0,624	299,00	
3	5,830	0,786	237,00	
4	5,190	0,991	188,00	
5	4,620	1,250	149,00	
6	4,120	1,580	118,00	
7	3,670	1,990	93,80	
8	3,260	2,510	74,40	
9	2,910	3,160	59,00	
10	2,590	3,990	46,80	14
11	2,310	5,030	37,10	17
12	2,050	6,340	29,40	22
13	1,830	7,990	23,30	27
14	1,630	10,100	18,50	34
15	1,450	12,700	14,70	40
16	1,290	16,000	11,60	51
17	1,150	20,200	9,23	63
18	1,020	25,500	7,32	79
19	0,912	32,100	5,80	98
20	0,812	40,500	4,60	123
21	0,723	51,100	3,65	153
22	0,644	64,400	2,89	192
23	0,573	81,200	2,30	237
24	0,511	102,000	1,82	293
25	0,455	129,000	1,44	364
26	0,405	163,000	1,15	454
27	0,361	205,000	1,10	575
28	0,321	259,000	1,39	710
29	0,286	327,000	1,75	871
30	0,255	412,000	2,21	1090
Kassakian, Schlecht, Verghese: "Principles of Power Electronics"				