

Introducción al Transistor de Unión Bipolar (BJT)

Barbosa E. Liliana M., Ocampo R. Angée L.

Resumen - Durante el desarrollo del presente preinforme, se procede a elaborar un análisis, mediante el uso de herramientas de simulación como Proteus y Pspice, además material bibliográfico y Python como herramienta de cálculo, del comportamiento y aplicación del transistor de unión bipolar 2N2222A. Ello se realiza para facilitar afianzar los conocimientos sobre estos dispositivos y comprender detalles relevantes del mismo.

I. INTRODUCCIÓN

Los transistores 2N2222 y 2N3906 son dos tipos de transistores de juntura bipolar (BJT), la juntura hace referencia a un cristal semiconductor de silicio que separa el material n, del material p; por otro lado, se denomina bipolar, debido a que dentro del transistor, se encuentran las dos cargas o polos, la negativa, conocida como electrones, y la positiva o “huecos” que hace referencia a la falta de los mismos. Al realizar la comparación entre las hojas de datos de estos componentes se observaron las siguientes diferencias:

- ❖ El 2N2222 puede manejar corrientes más altas que el 2N3906 y tiene una ganancia de corriente similar a la del 2N3906.
- ❖ El 2N2222 es un transistor NPN, mientras que el 2N3906 es un transistor PNP, lo que los hace complementarios y adecuados para su uso en circuitos de amplificación y conmutación complementarios.
- ❖ Ambos transistores son adecuados para aplicaciones de baja tensión.
- ❖ Puede notarse de acuerdo a las hojas de datos que el 2n2222 es muy similar al 2n2222A; sin embargo, se presentan variación en las distintas tensiones entre las terminales del transistor, por lo que el 2n2222A funciona mejor en lo referente al voltaje, no obstante, esta característica solo es relevante, si en la aplicación es requerida altas tensiones.

Como consecuencia, estas diferencias significan que el 2N2222 es el elemento más apto para circuitos en los cuales las corrientes sean muy altas, mientras que el 2N3906 es más eficiente para aplicaciones de baja corriente.

Características	2N2222	2N3906	2n2222A
Tensión Colector-Emisor	30V	40V	40V

¹El presente documento corresponde al preinforme de la séptima práctica de laboratorio de la materia “Electrónica Analógica I” presentado en la Universidad de Antioquia de Medellín en el periodo académico 2023-02.

máxima (VCEO)			
Tensión Colector-Base máxima (VCEO)	60V	40V	75V
Tensión emisor-base máxima (VEBO)	5V	5V	6V
Corriente continua máxima del colector (IC)	800mA	200mA	800mA
Disipación de potencia máxima (PD)	625mW	625mW	625mW
Ganancia de corriente DC mínima (hFE)	100	100	100
Tensión de saturación colector-emisor máxima (VCEsat)	1V	1V	1V

Tabla. 1. Comparación entre tres diferentes tipos de transistores BJT.

II. ANÁLISIS, DISEÑO Y SIMULACIÓN

A. Análisis DC de un BJT

- Caracterización de Transistores (Análisis DC)

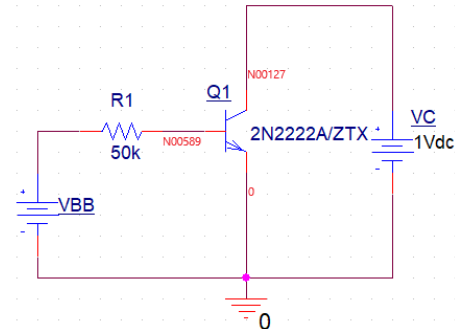


Fig. 1. Circuito para caracterización de transistor npn (variando solo Vbb). Para el circuito mostrado en la figura 1, se procede a serle realizado un barrido en DC con la herramienta de simulación Pspice. Así, se procede a realizar la fuente VC fija mientras que varía VBB entre 0 y 5V con un tamaño de paso de 0.01V. Como resultado de lo anterior, se obtiene lo siguiente:

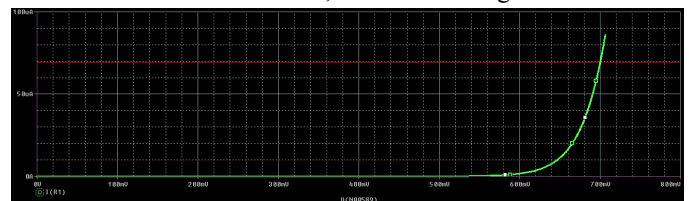


Fig. 2. Curva característica del circuito base-emisor del transistor. Vale resaltar que en el eje horizontal de la curva característica se encuentra $V(N00589)$ que corresponde precisamente V_{BE} mientras que en el eje vertical se encuentra la corriente de base o I_B (la cual es la misma corriente que atraviesa $R1$).

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	700.062m	545.508n	700.062m
CURSOR 1,2	I(R1)	69.279u	-10.910p	69.279u

Fig. 3. Medición en la curva de la figura 2.

Asimismo, al analizar la curva característica, para un valor aproximado de 0.7V (exactamente de 700.062mV) se obtiene una corriente base de 69.279μA.

Por otra parte, vale resaltar que para que un transistor bipolar npn se encuentre en fase activa debe cumplir con:

$$V_{BE} \geq 0.65V - 0.7V$$

$$V_{CE} \geq 0.2V - 0.3V$$

Además, al observar que en este caso $V_{BE} = 0.7V$ y $V_{CE} = V_{CC} = 1V$, el transistor analizado se encuentra precisamente en esta fase activa mencionada. Conviene subrayar que $I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R1} = \frac{V_{BB} - 0.7V}{50000}$ corresponde a la ecuación que modela la corriente de base en el circuito analizado, la cual se encuentra en términos de V_{BB} que es una variable independiente y como ya se mencionó, los valores van de 0V a 5V. Así, la corriente de base:

V_{BB} (V)	I_B (A)
4.10	68μ
4.12	68.4μ
4.14	68.8μ
4.16	69.2μ
4.18	69.6μ

Tabla. 2. Cambio de la corriente de base con respecto a la fuente Vbb.

Así, para alcanzar la corriente de base que se pudo medir en Pspice se necesita $V_{BB} \approx 4.16V$.

Por otro lado, al ya haber identificado que con la información proporcionada, el transistor a evaluar se encuentra en fase activa, se puede hacer uso de la siguiente fórmula que modela I_B :

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

De la fórmula anterior es importante tener en cuenta la información específica del transistor 2N2222A:

```
Q2N2222A/ZTX
NPN
LEVEL 1
IS 30.611000E-15
BF 220
```

Fig. 4. 2 características del transistor 2N2222A en Pspice.

Además de que el voltaje térmico de la fórmula corresponde a

$$V_T = \frac{kT_k}{q} = \frac{(273.15 + 27^\circ C)(1.3806 \cdot 10^{-23})}{(1.6022 \cdot 10^{-19})} = 25.8636mV \approx 26mV$$

Así, con los datos se procede a calcular la corriente en cuestión:

$$I_B = \frac{30.611 \cdot 10^{-15}}{220} e^{\frac{0.7}{26 \cdot 10^{-3}}} = 68.5485 \mu A$$

Así, al comparar el valor obtenido teóricamente y el medido de forma simulada, se obtiene un %Error = 1.065 donde ello se puede atribuir precisamente a la cantidad de decimales con los que se trabaja, así como falta de total precisión al medir en el simulador.

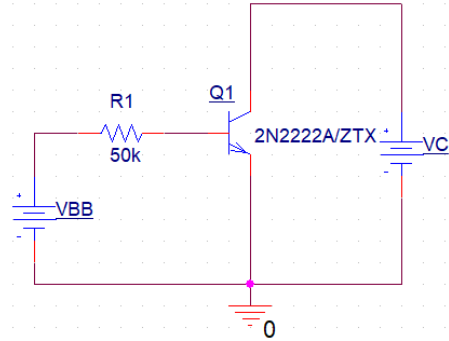
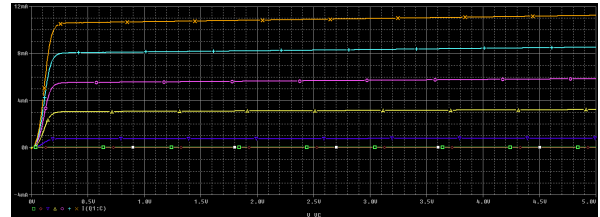


Fig. 5. Circuito para caracterización de transistor npn (variando ambas fuentes).

El circuito de la figura 5, se analiza en DC con la herramienta de simulación Pspice. Lo anterior se lleva a cabo a través de un barrido de voltaje entre 0 y 5V con un tamaño de paso de 0.01V en la fuente VC, para un recorrido paramétrico de VBB de -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5V. Como resultado de lo anterior, se obtiene lo siguiente:

Fig. 6. Curva característica de la salida del transistor (V_{CE} vs I_C)

Por otro lado, para identificar los modos de operación del transistor BJT, se debe tener en cuenta la siguiente tabla que expresa en qué dirección debe ir la corriente que pasa a través de las junturas EBJ (Emitter-Base Junction) y CBJ (Collector-Base Junction):

Modo	EBJ	CBJ
Corte	Reversa	Reversa
Activo	Directa	Reversa
Saturación	Directa	Directa

Tabla. 3. Diferentes regiones de un transistor BJT.

Asimismo, en base de la tabla anteriormente presentada y análisis matemáticos del transistor BJT npn, se concluye el siguiente diagrama de flujo:

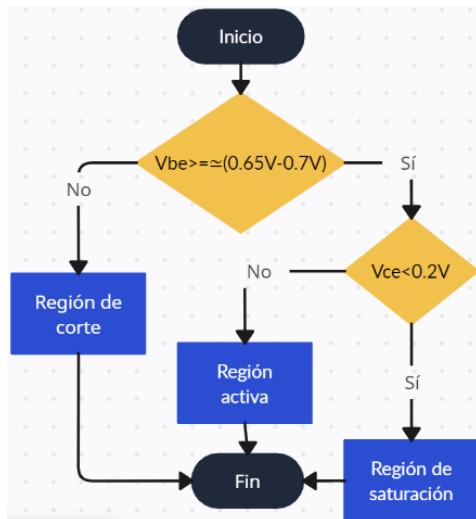


Fig. 7. Diagrama de flujo para determinar la región de operación de un transistor BJT.

Así, partiendo de la información anteriormente presentada, se puede identificar en la curva característica de la salida que cuando: $V_{CE} < 0.2V$ se trata de la región de saturación, $5V > V_{CE} \geq 0.2V$ es la región activa, mientras que cuando $V_{CE} \geq 5V$ ó cuando $V_{BE} < 0.65V$ es el valor de es la región de corte.

Ahora, tomando un valor exacto de $V_{BB} = 3V$, se debe identificar el valor de la corriente de saturación (o sea, I_B más alta que se puede alcanzar con $V_{BB} = 3V$), se procede a hacer un análisis de simulación en el *software* Pspice.

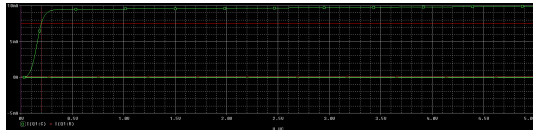


Fig. 8. Curvas I_b e I_c con respecto a V_{ce} .

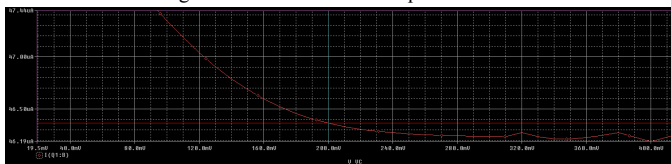


Fig. 9. Zoom en I_b con respecto a V_{ce} .

Trace Color	Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
	X Values	200.000m	0.000	200.000m
	I(Q1:C)	7.5418m	-46.627u	7.5884m
	I(Q1:B)	46.365u	49.226u	-2.8604u

Fig. 10. Resultados de las medidas de las curvas de las imágenes 8 y 9.

Con base en el análisis de las regiones del transistor, se procede un análisis de la corriente en el colector y la base cuando $V_{CE} < 0.2V$, por lo cual, se obtiene que la corriente en la base debe ser $I_B > 46.365\mu A$ siendo $I_{B-MAX} = 49.226\mu A$.

Por otra parte, a través de la ley de ohm, se procede a calcular la corriente que pasa por R_1 , por esto, se tiene que:

$$I_B = \frac{3V - V_{BE}}{50000}, \text{ donde } V_{BE} \geq 0.7V$$

$$I_B = \frac{3V - 0.7}{50000} = 46\mu A$$

Al cuantificar el %Error con el propósito de contrastar la corriente obtenida mediante la herramienta de simulación y el cálculo teórico se obtiene que este es igual a %Error = 7.013, este se le atribuye al voltaje base-emisor considerado para elaborar el cálculo, puesto que si se considera un $V_{BE} = 0.65V$, la corriente de base es equivalente a $I_B = 47\mu A$, lo que corresponde a %Error = 4.736.

• Análisis teórico del Punto de Operación

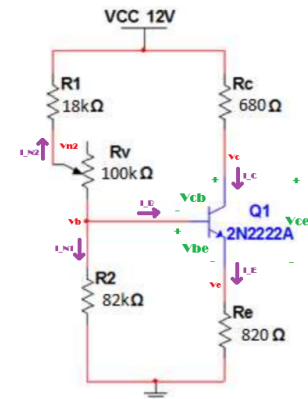


Fig. 11. Circuito a analizar con todas los voltajes y corrientes a determinar. Con base en la figura 11, se procede a realizar un análisis teórico del comportamiento DC de ese circuito considerando R_v con los siguientes valores: (5, 10, 20, 50, 70 y 100) KΩ.

Se comienza por simplificar el circuito mediante el teorema de Thevenin, este teorema establece que es posible hacer una sustitución de una parte del circuito por uno equivalente compuesto por una fuente de voltaje y una resistencia en serie, de la siguiente manera:

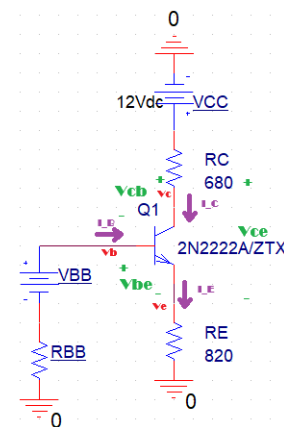


Fig. 12. Circuito simplificado de la figura 11.

Aquí se puede identificar que el voltaje de Thevenin (V_{BB}) corresponde a un divisor de voltaje en la resistencia R_2 , llegando a la siguiente ecuación:

$$V_{TH} = V_{BB} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 + R_v} V_{CC} \quad (1)$$

Por otro lado, se puede identificar como la resistencia de

Así, tomando ese valor y reemplazarlo en Pspice, se puede corroborar la veracidad de los cálculos:

Fig. 17. Resultados de simular el circuito original con R_v de la figura 16.

Ahora bien, se sigue con analizar el montaje de la figura 11 mediante la herramienta de simulación Pspice e incluyendo el punto de operación del transistor (comando .OP).

```

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS **** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS **** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME Q_Q1 NAME Q_Q1 NAME Q_Q1
MODEL Q2N2222A-ZTX MODEL Q2N2222A-ZTX MODEL Q2N2222A-ZTX
IB 1.20E-04 IB 8.39E-05 IB 1.1E-04
IC 7.85E-03 IC 7.85E-03 IC 7.82E-03
VEE 6.84E-01 VEE 6.83E-01 VEE 6.83E-01
VBC 5.55E-05 VBC 5.55E-05 VBC 5.44E-01
VCE 1.29E-01 VCE 1.48E-01 VCE 2.39E-01
BETA DC BETA DC BETA DC
BETAD 6.65E+01 BETAD 6.65E+01 BETAD 6.99E+02
GM 3.01E-01 GM 3.00E-01 GM 1.97E-01
RPI 6.69E+02 RPI 6.74E+02 RPI 6.84E+02
RFX 1.30E-01 RFX 1.30E-01 RFX 1.30E-01
RO 4.30E+02 RO 8.87E+02 RO 1.08E+03
CBE 1.42E-10 CBE 1.41E-10 CBE 1.40E-10
CJC 2.43E-10 CJC 2.25E-10 CJC 1.95E-11
CJS 0.00E+00 CJS 0.00E+00 CJS 0.00E+00
BETA AC BETA AC BETA AC
BETAC 2.01E+02 BETAC 2.02E+02 BETAC 2.03E+02
CBE/CEBK CBE/CEBK CBE/CEBK
FT/FT2 1.24E+08 FT/FT2 1.80E+08 FT/FT2 2.97E+08

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS **** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS **** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME Q_Q1 NAME Q_Q1 NAME Q_Q1
MODEL Q2N2222A-ZTX MODEL Q2N2222A-ZTX MODEL Q2N2222A-ZTX
IB 2.78E-05 IB 2.34E-05 IB 1.87E-05
IC 8.89E-03 IC 8.40E-03 IC 4.07E-03
VEE 6.74E-01 VEE 6.70E-01 VEE 6.64E-01
VBC -2.47E+00 VBC -3.00E+00 VBC -5.23E+00
VCE 1.15E+00 VCE 1.47E+00 VCE 5.68E+00
BETA DC BETA DC BETA DC
BETAD 2.11E+02 BETAD 2.14E+02 BETAD 2.17E+02
GM 2.25E-01 GM 3.91E-01 GM 1.32E+01
RPI 9.37E+02 RPI 1.12E+03 RPI 1.40E+03
RFX 1.30E-01 RFX 1.30E-01 RFX 1.30E-01
RO 7.77E+04 RO 2.10E+04 RO 1.36E+04
CBE 1.16E-10 CBE 1.05E-10 CBE 9.32E-11
CBC 4.60E-12 CBC 4.03E-12 CBC 3.63E-12
CJS 0.00E+00 CJS 0.00E+00 CJS 2.13E-15
CJT 2.11E+02 BETAC 2.17E+02
BETAC 2.00E+00 CBE/CEBK 2.04E+02
FT/FT2 4.7E+07 FT/FT2 8.00E+07

```

R_v	I_B	I_C	V_{BE}	V_{BC}	V_{CE}	Beta DC	Modo de operación
5k Ω	0.12m	7.85m	0.684	0.555	0.129	65.5	Saturación
10k Ω	83.9 μ	7.86m	0.683	0.535	0.148	93.6	Saturación
20k Ω	41.3 μ	7.82m	0.683	0.444	0.239	189	Activa
50k Ω	27.8 μ	5.89m	0.674	-2.47	3.15	211	Activa
70k Ω	23.4 μ	5.01m	0.67	-3.8	4.47	214	Activa
100k Ω	18.7 μ	4.07m	0.664	-5.22	5.88	217	Activa

De la tabla se puede corroborar que el valor de beta no es un valor constante como se había expresado de forma superflua anteriormente, de igual manera se debe resaltar que este valor va aumentando a medida que aumenta R_v y en la región de saturación este valor es menor a 100. Vale mencionar que la variación del valor de beta se debe precisamente a que la resistencia del colector es estática, puesto que R_C no se modifica, además de que llega a un punto en el cual se vuelve muy pequeña comparada con la resistencia de la base; sin embargo, en la base se produce una disminución en la

Asimismo, se puede resaltar que V_{BE} tampoco se mantiene constante sino que va disminuyendo a medida que va aumentando R_v . Vale mencionar que este valor (V_{BE}) es de gran importancia para definir si el modo de operación es corte (tal como se puede apreciar en el diagrama de flujo de la figura 7). Sin embargo, para los cálculos teóricos se propone V_{BE} como una constante aproximada de 0.7V, ya que para los casos expuestos, este circuito no se encuentra en corte en ningún momento; mientras que el valor de beta ya no se toma como una constante de 220 sino con el valor apropiado para cada R_v .

Fig. 19. Código en Python para los voltajes y corrientes del circuito, variando beta y dejando fija Vbe para cada valor de Rv.

Fig. 20. Características del circuito analizado con β variando y V_{be} constante igual 0.7.

Al comparar las dos tablas de esta sección, donde una corresponde a la simulación del circuito directamente con Pspice y la otra con los cálculos teóricos con los parámetros mencionados anteriormente, se puede determinar que ambas son muy similares donde las diferencias se atribuyen precisamente a factores como que V_{be} se toma siempre como 0.7V y a los decimales con los que se trabaja.

Asimismo, al hacer un enfoque al valor de V_{BC} en ambas tablas, se puede determinar que este valor es $V_{BC} > 0.5V = V_{BE} - V_{CE}$ para la región de saturación del transistor. Ello se debe precisamente a que en esta región $V_{BE} \geq \approx 0.65V - 0.7V$ y $V_{CE} < 0.2V$.

Ahora, se procede a realizar un análisis detallado entre los valores reales (resultados de la simulación) y los valores tanto de la tabla donde beta se mantiene constante como con la tabla donde beta varía.

Porcentajes de error entre resultados simulados y resultados calculados con $\beta=220$

R_v	I_B	I_C	V_{BE}	V_{BC}	V_{CE}	BetaDC
5kΩ	63.75%	22.01%	2.34%	458.98 %	1962.2 6%	235.88 %
10kΩ	51.37%	14.20%	2.49%	310.76 %	1111.87 %	135.04 %
20kΩ	12.35%	1.84%	2.49%	52.12%	82.72%	16.40%
50kΩ	3.49%	0.22%	3.86%	1.89%	0.85%	4.27%
70kΩ	2.78%	0.1%	4.48%	0.68%	0.09%	2.80%
100kΩ	1.71%	0.64%	5.42%	0.01%	0.67%	1.38%

Tabla. 5. Comparación entre los resultados simulados y calculados con beta constante.

Porcentajes de error entre resultados simulados y resultados calculados con β variando						
R_v	I_B	I_C	V_{BE}	V_{BC}	V_{CE}	BetaDC
5kΩ	0.33%	0.19%	2.34%	0.78%	15.75%	0%
10kΩ	0.17%	0.25%	2.49%	1.27%	16.08%	0%
20kΩ	0.10%	0.28%	2.49%	2.81%	12.33%	0%
50kΩ	0.11%	0.51%	3.86%	0.72%	1.20%	0%
70kΩ	0.6%	0.64%	4.48%	0.37%	0.99%	0%
100kΩ	0.64%	0.93%	5.42%	0.33%	0.98%	0%

Tabla. 6. Comparación entre los resultados simulados y calculados con beta variando.

De las tablas inmediatamente anteriores con los porcentajes de error entre los resultados (tablas 5 y 6), se puede resaltar que con respecto a la primera tabla (donde se mantiene un beta constante en 220) existe un gran desfase entre los resultados al inicio de la información, donde se puede apreciar que los datos tienden a un error desmedido en V_{BC} , V_{CE} y BetaDC, aunque algo similar también sucede para el valor de las corrientes presentes allí, mientras que para el valor de V_{BE} inicia en un error aproximado de 2% y va aumentando su error a medida que aumenta R_v (precisamente por la disminución del valor real de V_{BE} con respecto al 0.7 que se planteó como fijo). Vale mencionar de esta primera tabla que contiene los errores respectivos, que esa aproximación de 220 es mucho más acertada a medida que se va alejando de la región de saturación y trabajando netamente en la región activa sin pasar a corte.

Por otro lado, al analizar la segunda tabla de errores porcentuales, se puede observar que los datos son mucho más cercanos. Sin embargo, nuevamente la información atribuida a V_{CE} tiene unos porcentajes un poco altos donde comienza en un error aproximado de 15% que tiende a disminuir a medida

que aumenta R_v . Lo anterior se debe precisamente al valor constante de $V_{BE} = 0.7V$ para el cálculo teórico ya que en la simulación realmente es un valor que va variando; y la relación entre V_{BE} y V_{CE} es a través de $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$.

B. Transistor como Suiche

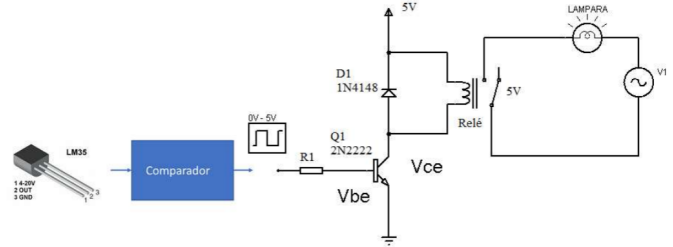


Fig. 21. Transistor usado como suiche para activar un bombillo de acuerdo con la temperatura del sensor.

Para el circuito presentado en la figura anterior, el transistor debe trabajar en la región de saturación, por lo cual, $0V < V_{CE} \leq 0.2V$ y $V_{BE} \geq 0.65V$. Asimismo, vale mencionar que la fuente V1 equivale a una fuente AC de 110V necesaria para alimentar el bombillo ahí presente cuando en la parte izquierda del transformador se detecta una temperatura de 75°C o superior. Por otra parte, es importante mencionar que la alimentación del LM35 se propone con una fuente DC de 10V (esa decisión se toma en base a la simulación realizada con el software Proteus).

Así, se procede a usar un amplificador operacional en su configuración no inversora, por lo tanto:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_i}\right) * V_{sensor}$$

Si $V_o = 3V$ y $V_{sensor} = 0.75V$, entonces:

$$3V = \left(1 + \frac{R_F}{R_i}\right) * 0.75 \rightarrow \frac{3}{0.75} - 1 = \frac{R_F}{R_i} \rightarrow$$

$$\frac{R_F}{R_i} = 3$$

$$R_i = 100k\Omega \text{ y } R_F = 300k\Omega$$

A continuación, se determina la relación de resistencias usadas en el comparador para que el circuito indique el punto en el cual el sensor detecta la temperatura de interés, que es igual a 75°C, por esto, se plantea el siguiente divisor de voltaje:

$$V_- = \frac{R_4}{R_3 + R_4} * V_{CC}$$

$$\frac{3V}{5V} (R_3 + R_4) = R_4 V_{CC} \rightarrow$$

$$0.6R_3 = 0.4R_4 \rightarrow$$

$$R_4 = \frac{3}{2}R_3$$

$$R_3 = 2.2k\Omega \text{ y } R_4 = 3.3k\Omega$$

De acuerdo a los datos entregados por el fabricante, $IC_{MAX}=150mA$ e $IB_{MAX}=150mA$, lo que corresponde a un beta igual a 10 ($=10$); por tanto, se obtiene el 80% de esta

corriente de saturación máxima en el colector que corresponde a:

$$I_C = 0.8 * I_{CMAX} \rightarrow I_C = 120mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \rightarrow I_B = 12mA$$

Y si obtiene el 50% de la corriente de saturación máxima en el colector:

$$I_C = 0.5 * I_{CMAX} \rightarrow I_C = 75mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \rightarrow I_B = 7.5mA$$

Ahora, realizando un análisis mediante la ley de voltaje de Kirchhoff, es importante resaltar que el voltaje de salida del comparador no será el voltaje de alimentación, puesto que el amplificador operacional requiere de un voltaje para poder funcionar, que es aproximadamente equivalente a 1.5V, teniendo en cuenta lo anterior, se busca establecer el valor de R_1 del siguiente modo:

$$\begin{aligned} -V_{Outcom} + V_{R_1} + V_{BE} &= 0 \\ -V_{Outcom} + I_B R_1 + 0.685V &= 0 \\ \frac{3.5-0.65}{I_B(I_C \text{ con } 80\%)} &\leq R_1 \leq \frac{3.5-0.65}{I_B(I_C \text{ con } 50\%)} \\ 237.5\Omega &\leq R_1 \leq 380\Omega \end{aligned}$$

Finalmente, el diseño al que se llega para detectar una temperatura igual a $75^\circ C$ ($T=75^\circ C$), es el siguiente:

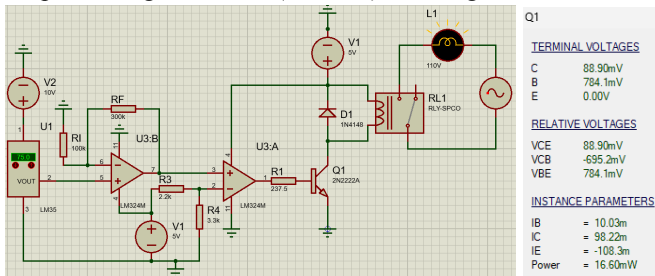


Fig. 22. Diseño en Proteus con R_1 en límite inferior.

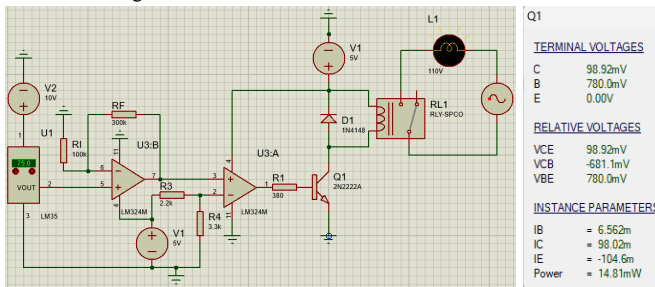


Fig. 23. Diseño en Proteus con R_1 en límite superior.

Tal como se muestra en las imágenes anteriores, la corriente de base estaría en un rango de $6.562mA \leq I_B \leq 10.03mA$ y no entre $7.5mA \leq I_B \leq 12mA$ como se plantea al inicio con el uso de $237.5\Omega \leq R_1 \leq 380\Omega$. Sin embargo, ello se debe precisamente al voltaje de consumo del amplificador LM324 en el software Proteus.

U3:A	
TERMINAL VOLTAGES	
+IP	3.007V
-IP	3.000V
OP	3.167V
V+	5.000V
V-	0.00V

Fig. 24. LM324 alimentado con 5V y tierra, usado como comparador con consumo de voltaje de 1.833V.

Asimismo, a pesar de que en el software de simulación se muestra un consumo mayor a 1.5V, en los cálculos teóricos se decide seguir trabajando con el valor mencionado, ya que permitiría calcular la resistencia R_1 en un rango de los peores casos.

Por otra parte, al hacer detalle en el diseño, se puede observar la presencia de un diodo D1-1N4148. Este componente también es conocido como “supresor de voltaje”, y es empleado como protección del relé, puesto que admite el paso de corriente solo en ciertas condiciones, por lo que al pasar el transistor de modo saturación a corte, la corriente debe circular por medio de otro componente para evitar que esta llegue a la terminal del colector y ocasione un daño en alguna parte del circuito.

CONCLUSIÓN

- Es importante resaltar la utilidad del transistor en los modos de corte y saturación, puesto que al elaborar un buen diseño para la aplicación requerida, como en este caso, la detección de temperatura, este componente puede ser utilizado como suiche, que admite o impide el paso de corriente a ciertos lugares del circuito, siempre y cuando se cumplan las condiciones planteadas en un comienzo.
- La identificación de los distintos modos de operación de un transistor BJT tipo NPN (en este caso el 2N2222A), de forma teórica, son muy similares a los resultados simulados siempre y cuando se tenga presente que beta no es un valor constante que va aumentando a medida que se acerca a la región de corte, y el voltaje BE tampoco es un valor fijo en 0.7V que va disminuyendo a medida que se aleja de la región de saturación.

REFERENCES

- [1] 2N2222A pdf, 2N2222A Description, 2N2222A Datasheet, 2N2222A view. (n.d.). ALLDATASHEET.COM. Retrieved October 29, 2023, from <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/956542/FCI/2N2222A.html>