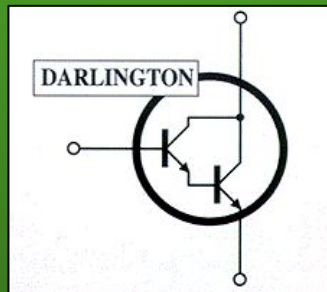
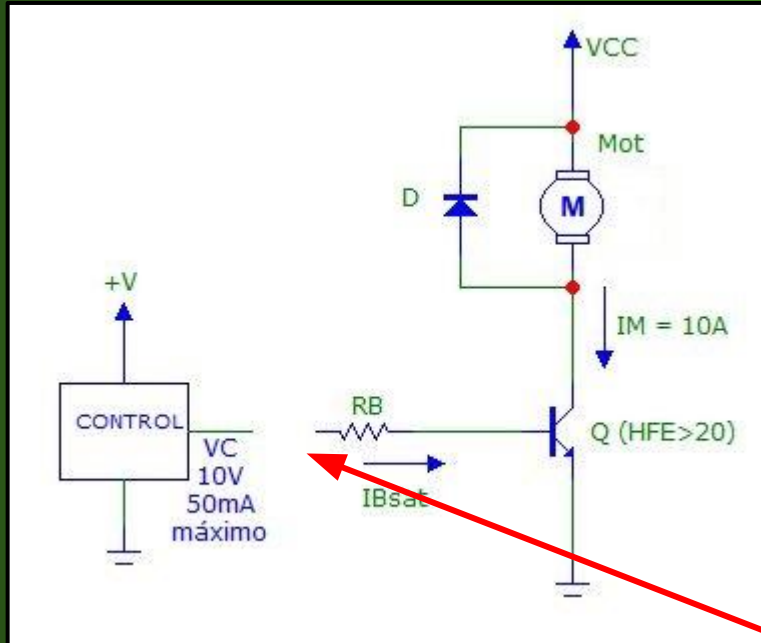


TRANSISTORES BIPOLARES (BJT) EN CONMUTACIÓN

TERCERA PARTE:
CONEXIÓN DARLINGTON - CONEXIÓN EN CASCADA



ANALICEMOS EL SIGUIENTE CASO:



Si calculamos la corriente de base necesaria para saturar al transistor tenemos:

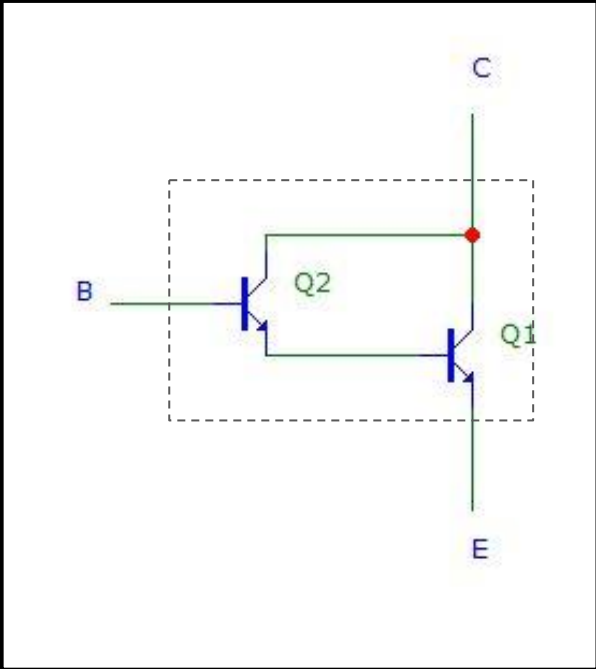
$$I_{Bsat} = 2 \times I_M / H_{FE} = 2 \times 10 / 20 = 1A$$

Necesitamos 1A en la base pero el circuito de control no puede entregar más de 50mA. **Por lo tanto no podríamos realizar la conexión.**

Esta situación se puede presentar cuando tenemos que controlar corrientes de carga elevadas, ya que los transistores de potencia tienen HFE bajo (cuanto más corriente manejan menor es su HFE) y esto hace que la corriente de base necesaria sea elevada

LA CORRIENTE DE BASE NO DEBE SUPERAR A LA MÁXIMA QUE PUEDE ENTREGAR EL CONTROL

En estos casos debemos recurrir a configuraciones con varios transistores con el fin de reducir la corriente que debe proveer el circuito de control

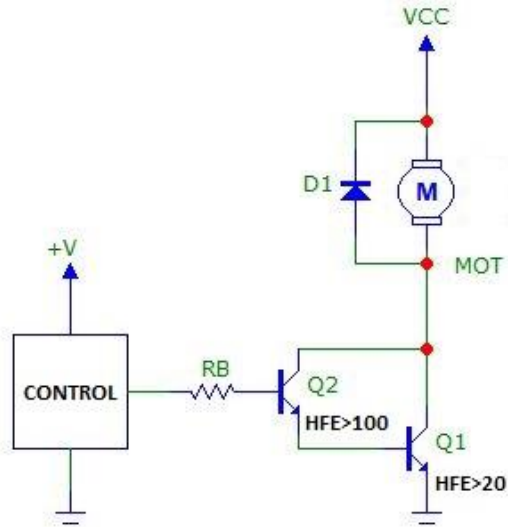


CONEXIÓN “DARLINGTON”

- Q1 es el que maneja la corriente de la carga.
- Q2 maneja la corriente de base para Q1 (por eso suele ser de menor potencia que Q1).
- Podemos ver que la conexión tiene los 3 terminales como si fuera un único transistor (existen transistores Darlington que tienen esta conexión dentro del encapsulado).
- El HFE de la conexión es aproximadamente el producto de los HFE de los transistores que la forman.
- La VBE es aproximadamente igual a la suma de las VBE de los transistores que la forman.

Volvamos al ejemplo anterior:

Como la corriente de base es muy grande para la capacidad del circuito de control, podemos buscar un transistor que pueda manejar esa corriente y armar una conexión Darlington



Calculamos los parámetros del Darlington:

$$HFE_D = HFE1 \times HFE2 = 20 \times 100 = 2000$$

$$VBE_D = VBE1 + VBE2 = 1 + 0,7 = 1V \text{ (ejemplo)}$$

Luego terminamos el cálculo como si fuera un único transistor:

$$RB = HFE_D (VC - VBE_D) / (2 \times I_{MOT})$$

$$RB = 2000 (10 - 1,7) / (2 \times 10)$$

$$RB = 830\Omega \text{ (820}\Omega\text{)}$$

$$PRB = (VC - VBE_D)^2 / RB = (10 - 1,7)^2 / 820 = 84 \text{ mW}$$

$$IB_{SAT} = (VC - VBE_D) / RB = (10 - 1,7) / 820 = 10\text{mA}$$

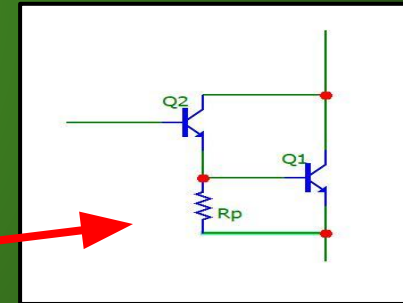
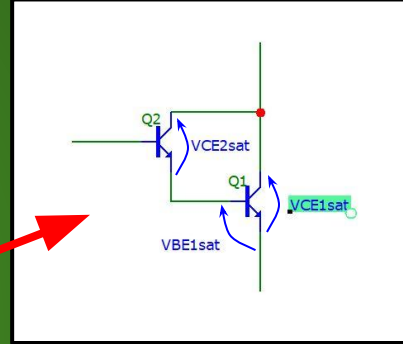
Podemos ver que con el Darlington la demanda de corriente desde el control disminuye (antes era 1A)

ALGUNAS DESVENTAJAS DE LA CONEXIÓN DARLINGTON (O PAR DARLINGTON)

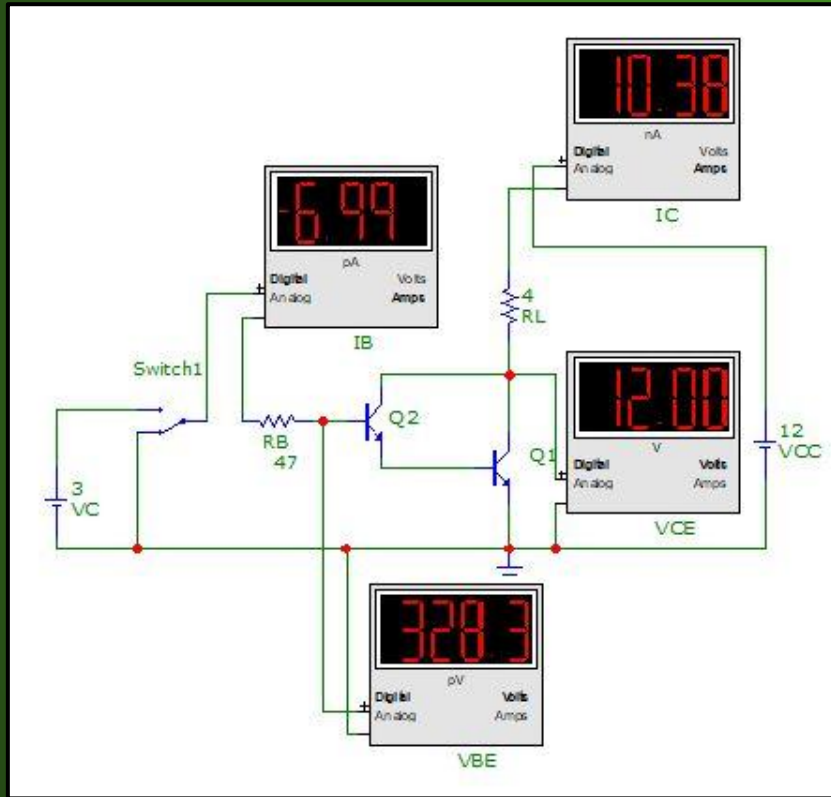
La V_{BE} es la suma de las de los transistores que lo forman, por lo que si la tensión de control en la base no es lo suficientemente elevada no podrá activarlo. Es decir, si la tensión de control es chica no puedo usar Darlington.

La V_{CEsat} es la suma de la V_{CE2} y V_{BE1} , por lo que su valor puede ser mayor a la de un transistor solo. Esto hace que la potencia que disipa $Q1$ en conducción pueda llegar a ser elevada.

Una conexión Darlington puede volverse inestable por el elevadísimo valor del HFE, ya que se amplificarán también las corrientes de fuga de los transistores. Generalmente se usan resistencias de polarización para reducir las inestabilidades.

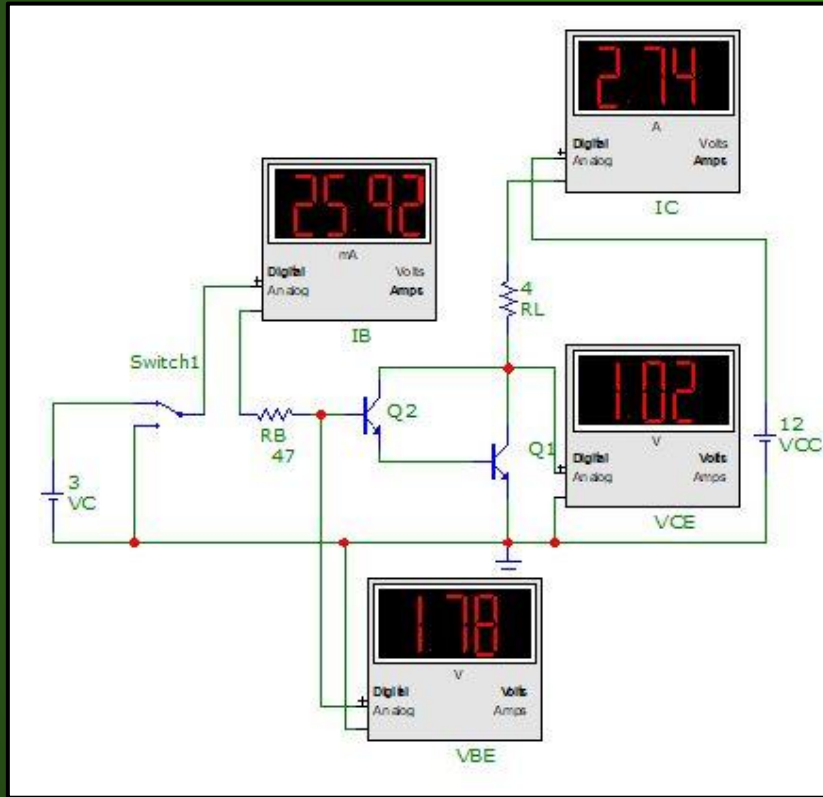


EJEMPLO DE FUNCIONAMIENTO DEL DARLINGTON (APAGADO)



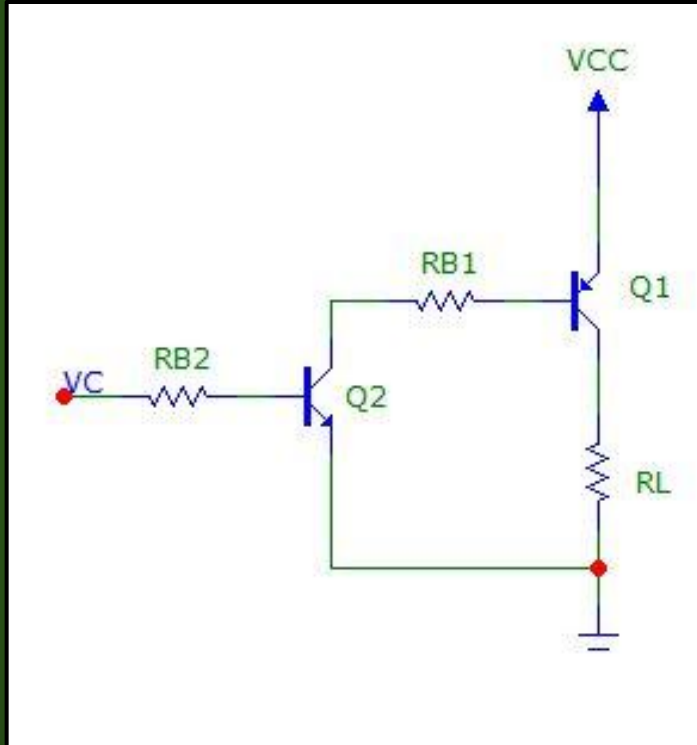
En esta situación no hay tensión de comando y el Darlington está en corte. Podemos ver que la tensión colector - emisor es la de la fuente de alimentación y circulan corrientes “de fuga” muy pequeñas (pico A)

EJEMPLO DE FUNCIONAMIENTO DEL DARLINGTON (ENCENDIDO)



Ahora aplicamos una tensión de comando y gracias al valor adecuado de R_B el Darlington pasa a saturación. Podemos ver la V_{CEsat} de alrededor de 1V en este caso (el transistor Q1 estaría disipando una potencia de 2,75W aproximadamente). Observemos también el valor de la V_{BE} (recordemos que es aproximadamente la suma de las V_{BE} de los dos transistores)

TRANSISTORES EN CASCADA



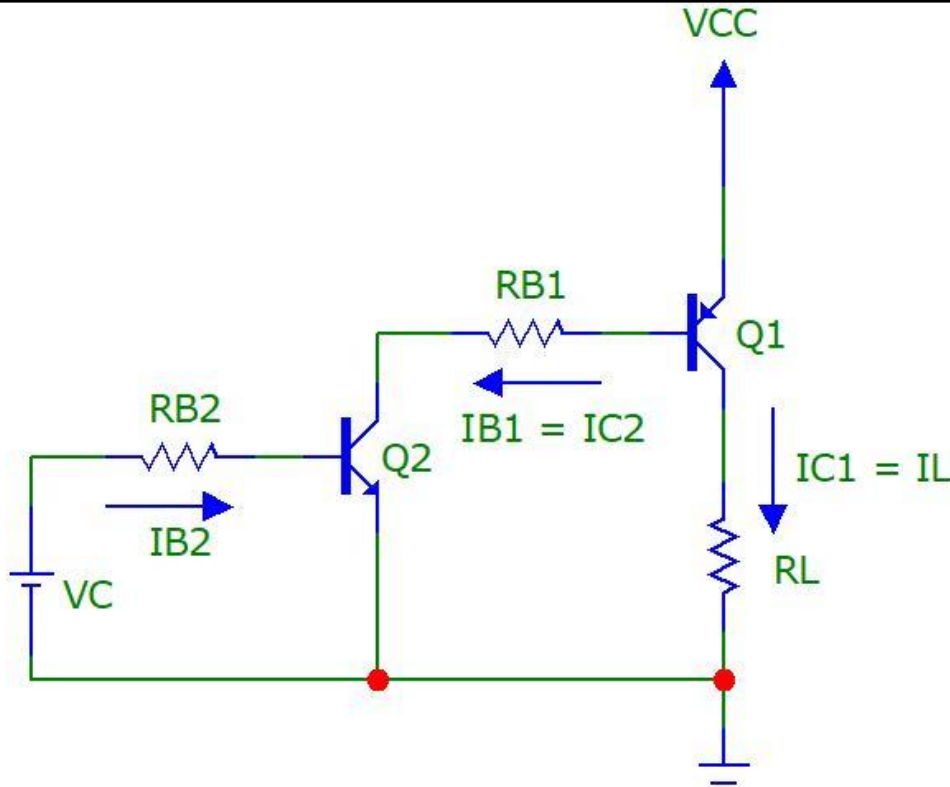
En este caso utilizamos un transistor PNP de potencia para manejar la corriente de la carga:

La corriente de base de Q1 es conducida por Q2 cuando se activa, haciendo que Q1 sature.

Entonces la corriente de base de Q1 es la de colector de Q2.

Como Q2 maneja una corriente menor a la de la carga, será un transistor de menor potencia.

ANÁLISIS DEL CIRCUITO



El transistor PNP es la “llave” que activa la carga. Su I_B es conducida por Q2 cuando satura. Como este maneja una corriente menor a la de la carga, es un transistor más chico (mayor HFE) y precisa menos I_B para saturar. Es decir, desde la carga hasta el control la corriente se divide por $HFE1$ y después por $HFE2$, o sea por $(HFE1 \times HFE2)$.

AHORA LAS EXPRESIONES...

Del circuito podemos ver que Q1 recibe su corriente de base desde la fuente VCC a través de Q2. Es decir cuando Q2 sature quedará conectada VCC como tensión de control a la base de Q1 a través de RB1.

Podemos utilizar entonces las expresiones que ya conocemos para calcular RB1 teniendo a VCC como tensión de control:

$$RB1 = \frac{HFE1(VCC - VBE1)}{2 \times IC1}$$

$$RB1 = \frac{HFE1(VCC - VBE1)}{2 \times IL}$$

Porque IC1 será la corriente de la carga IL.
Luego:

$$PRB1 = \frac{(VCC - VBE1)^2}{RB1}$$

$$IB1 = \frac{(VCC - VBE1)}{RB1}$$

Para calcular RB2 aplicamos directamente la expresión ya conocida:

$$RB2 = \frac{HFE2(VC - VBE2)}{2 \times IC2}$$

Pero IC2 es IB1, ya que Q2 maneja a Q1, y además:

$$IB1 = \frac{2 \times IC1}{HFE1}$$

Para asegurar que Q1 sature. Podemos reemplazar esta expresión en la de arriba:

$$RB2 = \frac{HFE2(VC - VBE2)}{2 \times \frac{2 \times IC1}{HFE1}}$$

$$RB2 = \frac{HFE1 \times HFE2(VC - VBE2)}{4 \times IC1}$$

$$RB2 = \frac{HFE1 \times HFE2(VC - VBE2)}{4 \times IL}$$

Luego con el mismo procedimiento de antes calculamos la potencia de RB2 y la corriente de base que necesita Q2:

$$PRB2 = \frac{(VC - VBE2)^2}{RB2}$$

$$IB2 = \frac{(VC - VBE2)}{RB2}$$

En resumen el procedimiento de cálculo es el siguiente:

- 1) Calculamos la corriente de la carga IL y junto con su tensión de alimentación VL seleccionamos el transistor Q1 (PNP) adecuado.

$$2) RB1 = \frac{HFE1(VCC - VBE1)}{2 \times IL}$$

$$3) PRB1 = \frac{(VCC - VBE1)^2}{RB1}$$

$$4) IB1 = \frac{(VCC - VBE1)}{RB1}$$

Con esta corriente y con VCC seleccionamos el transistor Q2 (NPN) apropiado. Luego:

$$5) RB2 = \frac{HFE1 \times HFE2 (VC - VBE2)}{4 \times IL}$$

$$6) PRB2 = \frac{(VC - VBE2)^2}{RB2}$$

$$7) IB2 = \frac{(VC - VBE2)}{RB2}$$

Esta IB2 es la corriente que deberá entregar el circuito de control.

OBSERVACIONES:

- EL HFE DE LA CASCADA ES ($HFE1 \times HFE2$) COMO EN EL DARLINGTON.
- DEL LADO DEL CONTROL ESTÁ PRESENTE SÓLO LA VBE DE Q2, QUE COMO ES UN TRANSISTOR MÁS CHICO PUEDE SER BAJA. POR ESTO LA CASCADA SE PUEDE ACTIVAR CON TENSIONES DE CONTROL MENORES QUE PARA EL DARLINGTON.
- RB1 PUEDE LLEGAR A SER DE ALTA DISIPACIÓN DE POTENCIA, YA QUE LA CORRIENTE DE BASE DE Q1 PUEDE NO SER PEQUEÑA Y LA TENSIÓN DE CONTROL ES LA ALIMENTACIÓN DE LA CARGA.



VEAMOS UN EJEMPLO

Queremos controlar el encendido de un motor de 12V / 40W mediante un puerto de salida de un microcontrolador (3V / 10mA máximo).

Vamos a usar una conexión en cascada.

Primero calculamos la corriente de la carga:

$$I_L = P_L / V_L = 40 / 12 = \mathbf{3,3A}$$

Aclaración: si el motor en algún momento es frenado por demasiada carga mecánica en su eje, la corriente aumenta. Si bien es una situación no deseable, debe tenerse en cuenta. De todas formas los transistores soportan corrientes transitorias (de corta duración) mucho mayores a las que soportan en forma continua o permanente.

Para manejar esa corriente podemos usar un transistor PNP TIP42

$$(6A / 110V / HFE > 15 / VBE = 2V)$$

Calculamos ahora RB1:

$$R_{B1} = HFE1 (VCC - VBE1) / (2 \times I_L)$$

$$R_{B1} = 15 (12 - 2) / (2 \times 3,3) = 22,7\Omega \text{ (22}\Omega\text{)}$$

$$P_{RB1} = (VCC - VBE1)^2 / R_{B1}$$

$$P_{RB1} = (12 - 2)^2 / 22 = 4,5W \text{ (7W)}$$

$$I_{B1} = (VCC - VBE1) / R_{B1}$$

$$I_{B1} = (12 - 2) / 22 = \mathbf{455mA}$$

Con esta corriente y con VCC seleccionamos Q2 (NPN). En este caso podemos usar un BC337-25 (800mA / 45V / HFE > 100 / VBE = 0,7V).

Calculamos RB2:

$$R_{B2} = HFE1 \times HFE2 (V_C - VBE2) / (4 \times I_L)$$

$$R_{B2} = 15 \times 100 (3 - 0,7) / (4 \times 3,3) = 261\Omega \text{ (270}\Omega\text{)}$$

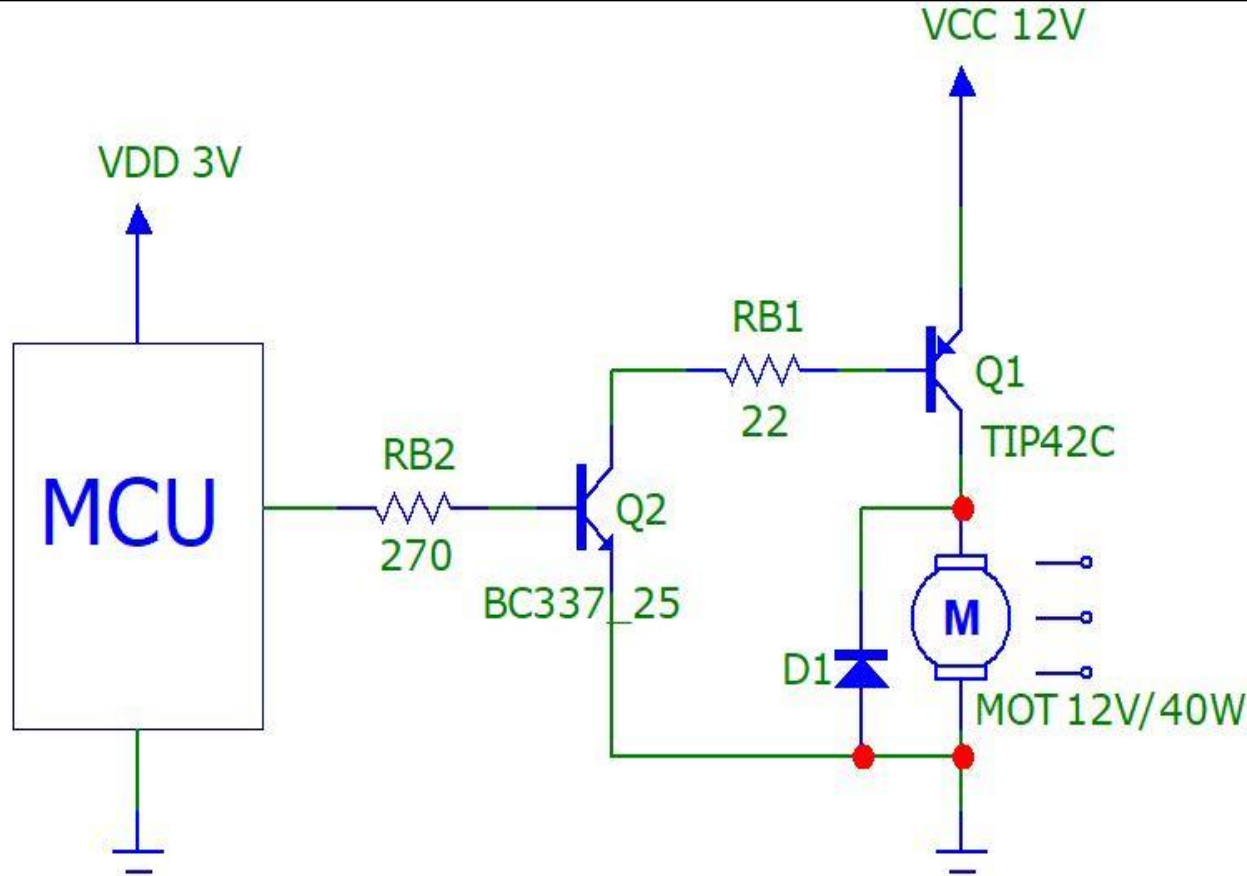
$$P_{RB2} = (V_C - VBE2)^2 / R_{B2}$$

$$P_{RB2} = (3 - 0,7)^2 / 270 = 19,6mW \text{ (1/8W)}$$

$$I_{B2} = (V_C - VBE2) / R_{B2}$$

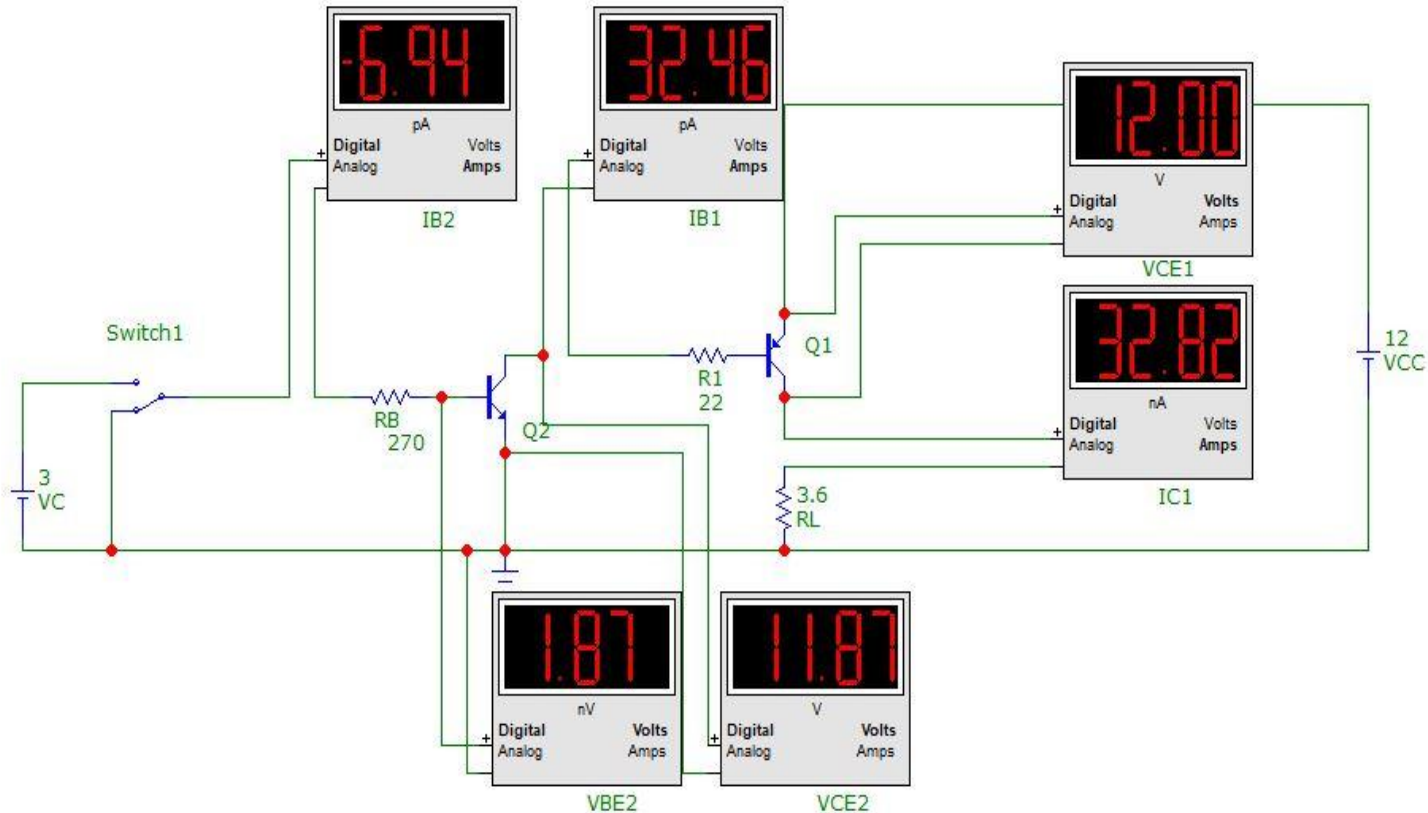
$$I_{B2} = (3 - 0,7) / 270 = \mathbf{8,5mA}$$

Esta es la corriente que demandará del microcontrolador (un poco justa pero por debajo del límite)



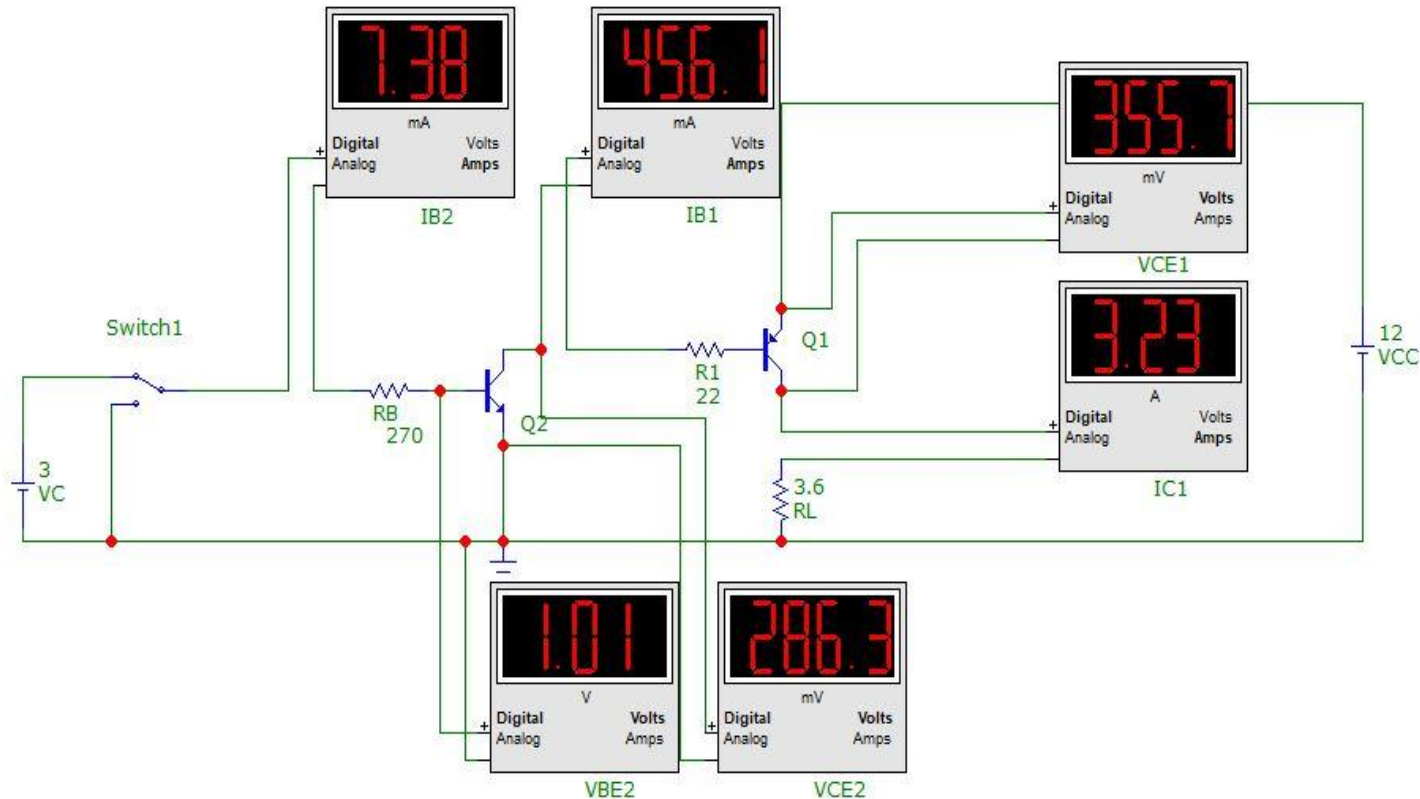
Debemos tener en cuenta que en los transistores de potencia la V_{CEsat} no es chica, puede ser mayor a 1V. Esto hace que el dispositivo disipe una cantidad de potencia considerable, lo que puede hacer necesario el uso de un disipador de calor. Además la caída de tensión hace que la carga no reciba la tensión VCC sino $(VCC - V_{CEsat})$, que puede ser considerablemente menor a la necesaria.

EJEMPLO DE SIMULACIÓN (APAGADO)



Este circuito corresponde al ejemplo anterior. Se reemplazó al motor por una resistencia de carga equivalente. En esta situación no hay tensión de control por lo que ambos transistores se encuentran en corte y la carga está apagada. Observar con atención los valores de los instrumentos.

EJEMPLO DE SIMULACIÓN (ENCENDIDO)



Al aplicar la tensión de control ambos transistores saturan activando la carga. Podemos ver que el circuito maneja una corriente de carga de más de 3A con una demanda al control de menos de 8mA