

# Conexión de transistores en paralelo

## Connection of transistors in parallel

Félix Mateo Lázaro<sup>1</sup>

### Resumen

El objeto del presente trabajo es el estudio de las técnicas existentes para la conexión de transistores de potencia en paralelo, así como el estudio de técnicas nuevas basadas en resistencias de control.

### Palabras clave

Transistor BJT, transistor MOSFET, conexión en paralelo.

### Abstract

The object of this work is the study of existing techniques for connecting power transistors in parallel, as well as the study of new techniques based on control resistors.

### Keywords

BJT transistor, MOSFET transistor, parallel connection.

Recibido/received: 28/06/2024    Aceptado/accepted: 27/10/2024

[1] Ingeniero Técnico Industrial (electrónica). Ha trabajado en EGI Audio Solutions, en el departamento de fabricación (diseño de máquinas para la verificación de circuitos basadas en conexiones de cama de clavos).

Autor para correspondencia: Félix Mateo Lázaro; E-mail: [ateing25@gmail.com](mailto:ateing25@gmail.com)

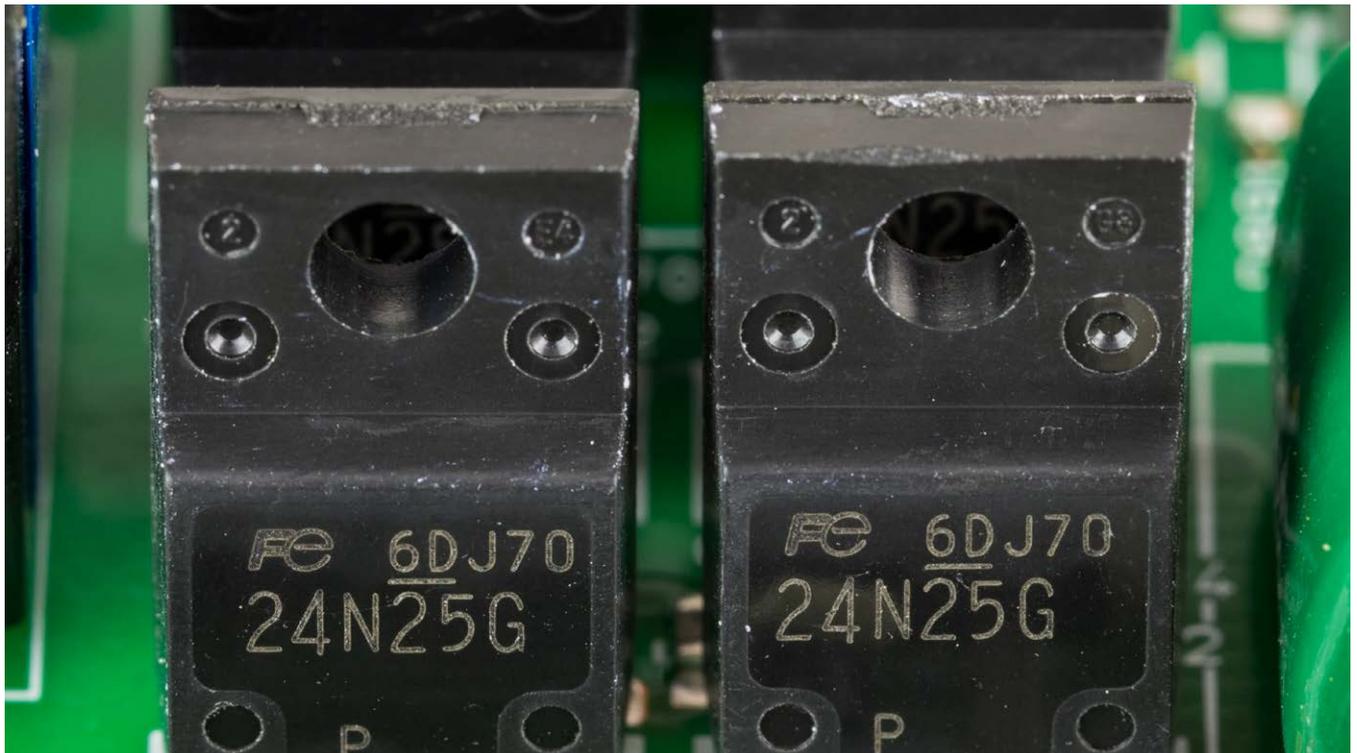


Imagen facilitada por el autor del artículo. Attribution: © Raimond Spekking / CC BY-SA 4.0 (via Wikimedia Commons): [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Ep-son\\_EB-U04\\_-\\_power\\_supply\\_board\\_2\\_-\\_Fuji\\_Electric\\_24N25G-4710.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Ep-son_EB-U04_-_power_supply_board_2_-_Fuji_Electric_24N25G-4710.jpg)

## 1. INTRODUCCIÓN

En circuitos en los que se requieren altas corrientes de control es usual disponer conexiones de transistores en paralelo, con el objeto de conseguir elevadas corrientes de carga con componentes que no las soportan totalmente por sí solos.

Normalmente, la disposición de transistores en paralelo se ha venido haciendo con transistores de unión bipolares, pero actualmente con más frecuencia se están utilizando estas disposiciones con transistores MOSFET. En este estudio se tratan varias técnicas disponibles para la conexión de transistores, tanto bipolares como MOSFET, en paralelo, sin perjuicio de los parámetros de funcionamiento de un solo transistor con respecto al resto de transistores por diferencias de construcción o temperatura de funcionamiento entre ellos, aun cuando se trate de transistores con las mismas características y modelo.

Antes de continuar con el estudio, se procede a realizar una puntualización con respecto a la diferencia principal de usar transistores bipolares o MOSFET.

### 1.1. Funcionamiento en régimen lineal

En principio, en un funcionamiento

en régimen lineal, el comportamiento de cara a la corriente principal de un transistor bipolar y un transistor MOSFET es muy parecida. La potencia que tiene que disipar el transistor será igual a:

$$P_b = I_c \cdot V_{ce} \quad \text{Potencia igual a corriente de colector por voltaje colector-emisor}$$

$$P_m = I_d \cdot V_{ds} \quad \text{Potencia igual a corriente de drenador por voltaje drenador-fuente}$$

Las corrientes y los voltajes de los transistores pueden alcanzar cualquier valor dentro de los límites de alimentación y control de la carga, lo que significa que las potencias disipadas pueden ser considerablemente grandes, aun para corrientes y voltajes relativamente bajos.

Dado que normalmente el circuito de control de cada transistor (bipolar o MOSFET) se encarga de mantener la corriente  $I_c$  o  $I_d$  al valor de interés, no es relevante el uso de transistores bipolares o transistores MOSFET en un circuito de potencia.

### 1.2. Funcionamiento en régimen de conmutación

Como se sabe, en régimen de conmutación, las pérdidas en potencia

de un transistor son mínimas tanto para transistores bipolares como MOSFET, aunque hay que tener en cuenta las siguientes cuestiones:

Las pérdidas en régimen de corte para ambos tipos de transistor son prácticamente nulas, y se pueden considerar cero para ambos transistores:

- Las pérdidas en régimen de saturación para un transistor bipolar son:

$$P_b = V_{cesat} \cdot I_c$$

En este caso, el voltaje colector-emisor permanece prácticamente constante, aun cuando la corriente de colector sea muy elevada, por lo que la potencia de pérdida (y que tiene que disipar en forma de calor) es lineal con la corriente  $I_c$  de colector.

- Las pérdidas en régimen de conducción total para un transistor MOSFET son:

$$P_m = R_{on} \cdot I_d^2$$

En este caso, la resistencia  $r_{on}$  del transistor es constante y de un valor muy bajo (del orden de 0,010 Ohms), por lo que la potencia de pérdida (y que tiene que disipar en forma de calor) es de forma cuadrática con la corriente de drenador.

De los dos planteamientos realizados, se deduce que para corrientes muy grandes el comportamiento de

transistores bipolares es más adecuado, ya que la potencia disipada será menor a la disipada por un transistor MOSFET.

Puede establecerse el punto para la corriente de carga desde el cual la potencia del transistor bipolar será menor que la del transistor MOSFET. Este será cuando las corrientes de colector y de drenador sean iguales:

$$P_b = P_m \quad \text{de donde}$$

$$V_{cesat} \cdot I_c = R_{on} \cdot I_d^2$$

Puesto que las corrientes deben de ser iguales a I se tiene:

$$V_{cesat} \cdot I = R_{on} \cdot I^2 \quad \text{de donde}$$

$$I = V_{cesat} / R_{on}$$

Si se considera una  $V_{cesat} = 1 \text{ V}$  y una  $R_{on} = 0,010$ , se obtiene una  $I = 100 \text{ A}$ .

Esto quiere decir que para corrientes menores a 100 A la potencia disipada será menor por el transistor MOSFET que la disipada por el transistor bipolar, mientras que para corrientes mayores de 100 A, la potencia disipada será menor por el transistor bipolar que la disipada por el transistor MOSFET. De aquí se extrae que para corrientes muy grandes es mejor utilizar transistores bipolares.

No obstante, hay que tener en cuenta que los transistores bipolares y los transistores IGBT (bipolares de puerta aislada) de alta corriente suelen ser del tipo Darlington, lo que significa que el voltaje  $V_{ce}$  suele ser del orden de 2 V o más, lo que no los hace tan atractivos como en un principio pudiera parecer.

## 2. TRANSISTORES BJT EN PARALELO

En una conexión de transistores bipolares en paralelo el problema principal es que un transistor conduce más que otro, debido a diferencias de construcción (principalmente la ganancia de corriente de cada transistor), por lo que uno de ellos se calienta más y da como resultado menor  $V_{be}$ , pues acapara más corriente de base y, por tanto, de colector y conduce aún más y se llega a producir avalancha térmica o acaparamiento de corriente.

Este problema se presenta mayormente cuando los transistores trabajan en la zona central del régimen lineal. Algunas soluciones para evitar el acaparamiento de corriente se describen a continuación.

### 2.1 Compensación por resistencia de emisor

Una resolución del problema es la

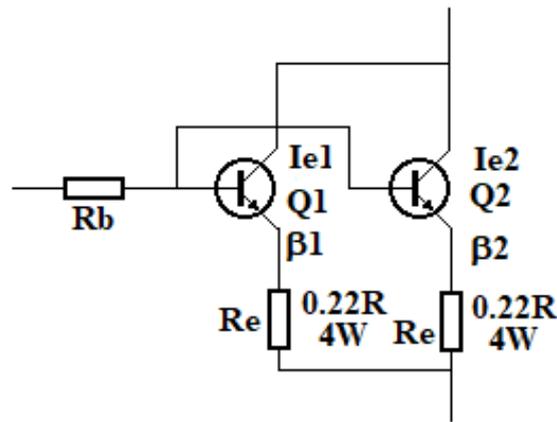


Figura 1. Compensación por resistencia de emisor con bases unidas.

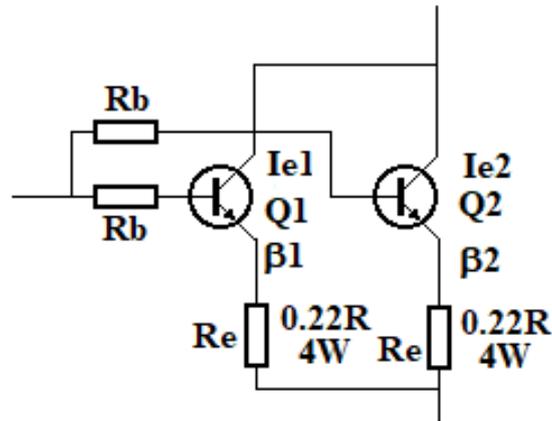


Figura 2. En este montaje las resistencias de emisor no tienen efecto.

inserción de resistencias de emisor (de  $0,22 \Omega$  o  $0,33 \Omega$ ) que produzcan una caída de voltaje entre 0,3 y 0,5 V con la corriente máxima en cada uno de los transistores.

Se deben de poner resistencias de emisor con los colectores y las bases unidas (fig. 1).

Un aumento de la corriente  $I_e$  en un transistor produce mayor caída de voltaje en la resistencia  $R_e$ , con lo que la  $V_{be}$  disminuye y, por tanto, la corriente de base con respecto al otro transistor se compensa.

Una diferencia de 0,5 A en emisores provoca una diferencia de 0,1 V en los voltajes  $V_{be}$ , y se compensa la diferencia al compensarse las corrientes de base.

El efecto de la resistencia de emisor con resistencia de base común es mayor que con resistencias de base separadas. En consecuencia, es importante no utilizar resistencias de base separadas, ya que el efecto de compensación producido por la resistencia de emisor se enmascara y el efecto de compensación

no es apreciable. Por ejemplo, para una diferencia de corriente de emisor de 0,5 A habrá una caída en la  $R_e$  de 0,1 V, pero la diferencia  $V_{be}$  no afecta al transistor contiguo, ya que las resistencias de base lo impiden (el efecto es inapreciable), pues las corrientes de base permanecen prácticamente iguales (fig. 2).

A título de ejemplo, en un montaje para dos transistores 2N3055 de  $h_{fe}$  15 y 120, con resistencia de emisor y base separadas se obtiene una relación de corrientes de emisor del orden de 3,6. Sin embargo, en los mismos transistores con las bases unidas, la relación obtenida es del orden de 1,3. En caso de que el ajuste no sea todo lo necesariamente preciso, es posible sobredimensionar cada transistor multiplicando la corriente por un factor de seguridad (p. ej., corriente de emisor esperada  $I_{e-1,3}$ ).

### 2.2 Compensación por ajuste de resistencia de base

Una solución alternativa a la resistencia de emisor consiste en variar la resistencia

de base de cada transistor de manera que se compensen las corrientes de base con el  $h_{fe}$  de cada transistor, lo que da como resultado corrientes de colector (y, por tanto, de emisor) iguales.

Para montajes de transistores “con resistencia de base independiente”, se ha de usar una resistencia ajustada del valor adecuado.

Para montajes de transistores “con resistencia de base común”, se ha de usar una resistencia de base personalizada que provoque caída de voltaje de 1 V (mínima) en cada transistor para la corriente de colector máxima (fig. 3).

Por ejemplo, si se quiere que  $I_{c1} = 5A$  e  $I_{c2} = 5A$ ,

$h_{feQ1} = 20$   $h_{feQ2} = 33$ , se tendrá  
 $I_{b1} = 0,25 A$   $I_{b2} = 0,1515 A$ , por lo que las  $R_b$  serán

$R_{b1} = 1/0,25 A = 4 \Omega$  de  $0,25 W$

$R_{b2} = 1/0,1515 A = 6,6 \Omega$  de  $0,15 W$

Otra forma sería fijar la resistencia menor a  $3,3 \Omega$  ( $0,2 W$ ) y hacer la resistencia mayor con la relación de los  $h_{fe}$ . En este caso, sería  $R_{b2} = R_{b1} \cdot 33/20 = 5,45 \Omega$  ( $0,15 W$ ).

A título de ejemplo, la resistencia de base  $R_{bi}$  debe ser del orden de  $h_{fe}$  veces mayor a la resistencia que se utilizaría de emisor. Cuanto mayor sea el voltaje en las resistencias  $R_{bi}$ , mayor será la estabilidad respecto a la temperatura. Unas resistencias  $R_{bi}$  muy pequeñas pueden no tener efecto compensatorio.

Después de estas resistencias de base independientes, se puede poner una resistencia de base común  $R_{bc}$  por la que circulen las dos corrientes de base, o usar dos resistencias de base separadas completamente de la relación adecuada (fig. 4).

En un montaje para dos transistores 2N3055 de  $h_{fe}$  15 y 120, con resistencia de base ajustada, la relación de corrientes de emisor que se obtiene es prácticamente 1.

### 2.3. Conexión en paralelo en régimen de conmutación

En régimen de conmutación la conexión en paralelo de transistores bipolares presenta los mismos inconvenientes que en régimen lineal. Pero hay que tener en cuenta que la corriente de base es mucho mayor (del orden de dos o tres veces o mayor) a la corriente de base máxima en régimen lineal para la misma carga, con el fin de saturar completamente el transistor.

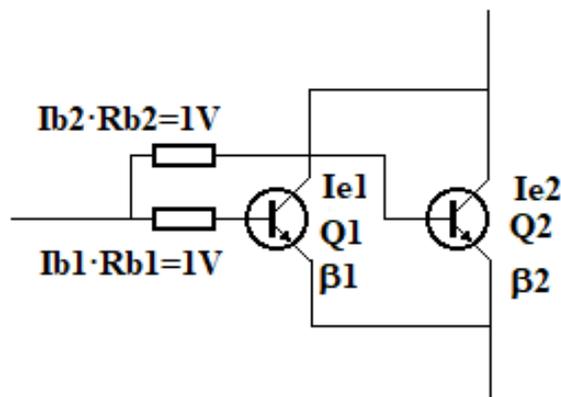


Figura 3. Resistencias compensadoras de base pequeñas. También pueden ser grandes.

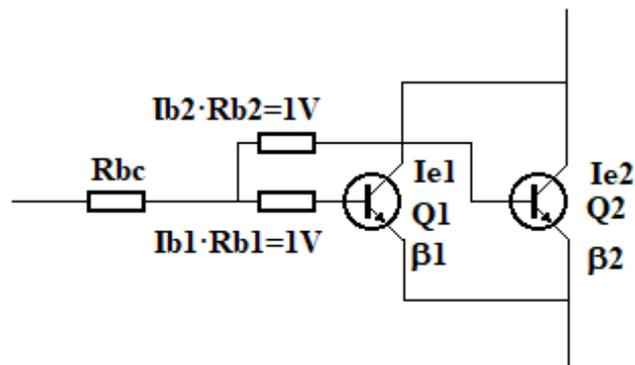


Figura 4. Resistencias de base ajustadas con resistencia común.

Si se observan las curvas de características de transistores bipolares, se ve que el voltaje  $V_{ce}$  de saturación aumenta con la corriente de colector. Esto realiza un efecto compensatorio entre la distribución de las corrientes entre transistores, pero no es suficiente esta compensación para igualar las corrientes.

A título de ejemplo, para dos transistores 2N3055 con  $h_{fe}$  de 15 y 120, en paralelo y sin resistencia de emisor, la relación de las corrientes de colector llega a ser del orden de 3, lo que hace necesario también el uso de alguna técnica de compensación.

### 3. TRANSISTORES MOSFET EN PARALELO

El mayor problema se presenta cuando los MOSFET trabajan en régimen lineal, ya que en régimen de conmutación una diferencia en la corriente tiende a autocompensarse por presentar una resistencia  $r_{ds(on)}$  muy parecida en todos los transistores. Incluso si un transistor

se calienta más, al poseer  $R_{on}$  un coeficiente de temperatura positivo, este produce un efecto de autocompensación.

En régimen lineal cada transistor tiene un voltaje  $V_{gs}$  umbral ligeramente diferente, que provoca corrientes  $I_{ds}$  diferentes para cada transistor para  $V_{gs}$  iguales. En el caso de solicitar la máxima potencia al circuito, el transistor que conduzca más puede dañarse si no se tienen las consideraciones necesarias.

#### 3.1. Compensación por resistencia de fuente

En principio la resistencia de emisor utilizada para los transistores bipolares también es válida para transistores MOSFET (resistencia de source). Pero el valor de esta resistencia tiene que ser mucho mayor para que tenga efecto compensatorio (fig. 5).

En simulaciones realizadas con NgSpice se comprueba que esta resistencia tiene que ser considerablemente grande para que tenga un efecto apreciable. Si se considera que el voltaje umbral entre

transistores puede diferir en hasta 2 V, en un caso de mayor desventaja, el voltaje diferencia de  $R_{s1}$  y  $R_{s2}$  por diferentes corrientes de fuente debe de proporcionar una compensación de  $V_{gs1}$  y  $V_{gs2}$  de hasta 2 V para igualar las corrientes, lo cual significa que el valor de  $R_s$  debe de ser de varios ohmios para que sea apreciable.

En una simulación se comprueba que la eficacia de esta compensación es mínima para valores de  $R_s$  en torno a  $0,33 \Omega$ ; incluso el funcionamiento está fuera de la zona lineal. A título de ejemplo, para resistencias de fuente de  $10 \Omega$  la relación de corrientes en el punto crítico (o de mayor potencia disipada) es de 2,1. Pero, en realidad, lo que interesa es el valor de la potencia en este punto, y la relación de potencias es de 1,6.

### 3.2. Compensación por calibrado de vgs

Otra solución más efectiva consiste en calibrar el  $V_{gs(th)}$  (voltaje de puerta fuente umbral) de cada transistor por medio de un sumador (realizado con un amplificador operacional) a la entrada de puerta de cada MOSFET, de manera que para una  $V_g$  común a todos MOSFET se obtengan corrientes de drenador  $I_d$  iguales en todos transistores. Esto, básicamente, consiste en compensar el voltaje de puerta de cada transistor de forma que se alcance el voltaje umbral al mismo tiempo en todos los transistores.

Esta técnica permite conseguir un ajuste preciso de las corrientes de drenador para que las potencias de cada transistor sean iguales.

Puede realizarse un circuito sumador para conseguir un voltaje umbral mínimo para todos los MOSFET o realizarse un circuito restador para conseguir un voltaje umbral máximo para todos los MOSFET.

### 3.3 Compensación por variación del voltaje de puerta

La compensación por calibrado del voltaje umbral  $V_{gs(th)}$  es perfecta, pero presenta el problema de requerir un circuito sumador con uno o dos AO para cada transistor. Una alternativa es el uso de un trimmer de ajuste de la  $V_{gs}$  para conseguir disipar la misma potencia por todos los MOSFET en el punto más crítico de funcionamiento para los MOSFET. En el resto de la zona de funcionamiento las corrientes de los MOSFET se desequilibran, pero

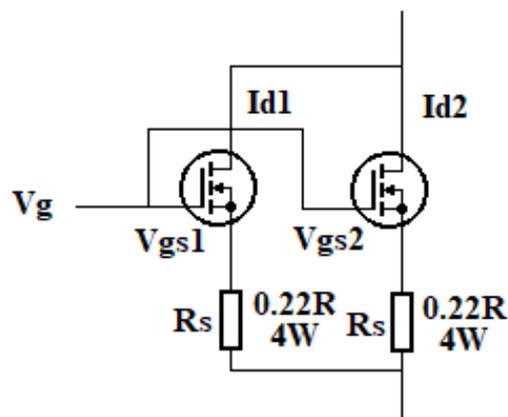


Figura 5. Compensación por resistencia de source.

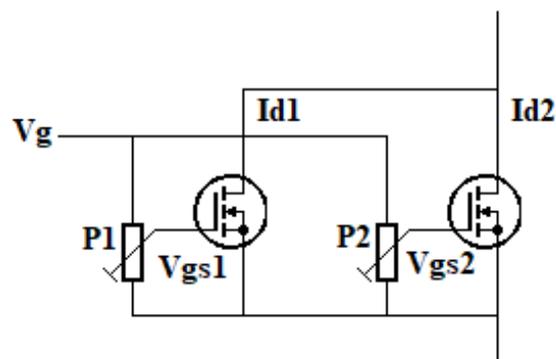


Figura 6. Compensación por trimmer.

al ser las potencias disipadas menores a la del punto más crítico, los MOSFET pueden soportar este régimen de funcionamiento.

En la figura 6 se muestra un circuito con compensación por trimmer. El ajuste se realiza para alcanzar una potencia máxima para el conjunto de todos MOSFET e igual por cada uno de ellos.

## 4. CONCLUSIONES

La resistencia del emisor permite el uso de cualquier transistor independientemente de su  $h_{fe}$  personal. Permite cambios de transistores por avería fortuita. La pérdida de potencia en la resistencia es elevada, del orden de 5 a 10 W. Los colectores y las bases tienen que estar unidos para obtener el efecto deseado, pues resistencias de emisor con resistencias de base separadas no producen el efecto buscado.

La resistencia de base permite el uso de transistores ajustando la resistencia de base para cada  $h_{fe}$  de cada uno de ellos.

Un cambio fortuito de un transistor podría ser catastrófico si no se reajusta la resistencia de base nuevamente. La pérdida de potencia en la resistencia es pequeña, del orden de 0,25 W máximo.

Al igual que para transistores bipolares, la resistencia de source en transistores MOSFET permite la sustitución de un transistor si este se avería, pero el valor de esta resistencia debe ser muy elevado para producir el efecto deseado, del orden de  $10 \Omega$ , lo que produce una disipación de potencia muy elevada.

En el calibrado de  $V_{gs}$  se produce la misma situación que para los transistores bipolares con resistencia de base diferente; se obtiene un ajuste perfecto.

En transistores bjt en régimen de conmutación también se hace necesario algún tipo de compensación.

En transistores MOSFET en régimen de conmutación no es necesario ningún sistema de compensación, ya que la resistencia on de todos los MOSFET es de un valor prácticamente igual.