

## Unidad 2 – REGULACIÓN DE POTENCIA

(versión 2023-08-17)

### Introducción

La Electrónica de Potencia es la rama de la Electrónica que estudia dispositivos y sistemas electrónicos que adaptan y transforman la energía eléctrica con diversos propósitos: Alimentar controladamente otros equipos electrónicos, controlar la velocidad y el funcionamiento de máquinas eléctricas (motores, transformadores etc.), compensar factor de potencia, adaptar sistemas eléctricos de distintas características (alterna/continua, continua/alterna, alterna de distintas frecuencias) etc.

En aplicaciones como alimentación de equipos electrónicos de baja potencia conectados a la red eléctrica, pueden usarse elementos disipativos (resistencias, transistores en régimen lineal) para controlar corrientes y/o tensiones. Estos sistemas se denominan **reguladores lineales**.

En cambio, en equipos de alta potencia o en equipos portátiles (alimentados a baterías) se procura minimizar las pérdidas de energía por efecto Joule. Para esto se utilizan elementos reactivos (capacitores, inductores) y dispositivos de control (transistores, tiristores, MOSFETs etc) en régimen de conmutación. Estos sistemas se denominan **reguladores conmutados**.

### 2A – Esquema general de reguladores de potencia

Un regulador de potencia es en términos generales un sistema que se intercala entre una fuente de energía (Ej. batería, tensión de línea monofásica/trifásica) y una carga (Ej. equipo electrónico, motor, horno eléctrico etc), para suministrar la energía a la carga de manera controlada.

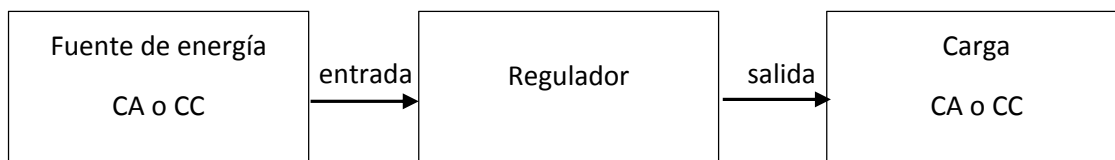


Figura 1. Esquema general de un regulador de potencia

Según las características de la entrada (fuente de energía) y de la salida (requerimientos de la carga) se pueden clasificar en:

**Interruptor:** Funciona como una simple llave de paso entre la fuente y la carga.

**Rectificador CA/CC:** Para alimentar una carga de CC a partir de una entrada de CA (monofásica, trifásica etc). Puede ser no controlado (Ej rectificadores a diodos), o controlado (Ej rectificador con tiristores).

**Inversor CC/CA:** Para alimentar una carga de CA a partir de una entrada de CC.

**Regulador CC/CC:** Para alimentar una carga de CC a partir de una entrada CC de mayor tensión (reductor) o menor tensión (elevador).

## Lazo de Regulación

Una carga tal como un equipo electrónico suele requerir un voltaje de alimentación constante. En estos casos el regulador debe suministrar una tensión de salida inmune a las variaciones de la tensión de entrada o de la demanda de corriente. Otras cargas tales como motores eléctricos pueden requerir que la tensión o corriente de salida se puedan modificar de manera controlada, para lograr cierta velocidad, posición, par etc.

En ambos casos el regulador deberá contar con un **Lazo de Regulación**, esto es, un mecanismo de verificación y ajuste automático para que la salida se aproxime lo más posible al valor deseado.

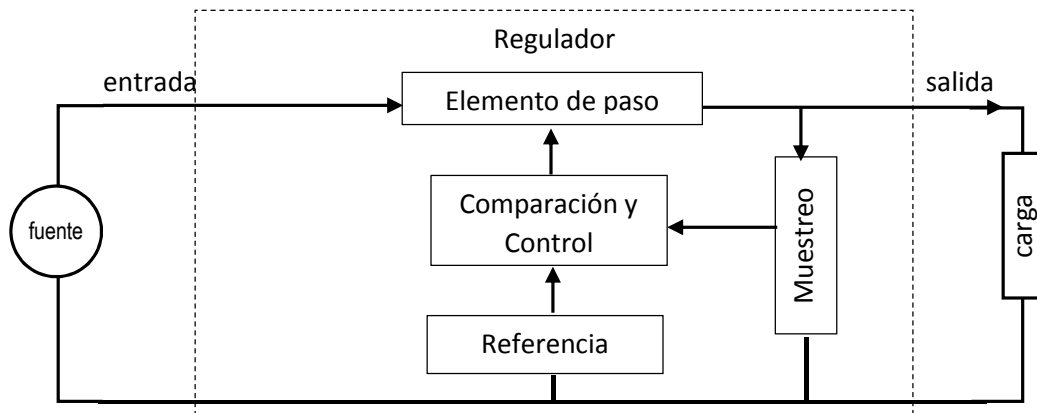


Figura 2. Lazo de regulación

Los elementos del Lazo de Regulación son:

**Elemento de paso controlable:** Es el circuito que se interpone entre la fuente de energía (entrada) y la carga (salida), y por tanto debe ser capaz de manejar la potencia en juego. Puede ser un dispositivo (transistor, tiristor etc.) o un conjunto de ellos. Dispone de una entrada de control a través de la cual se puede modificar su conducción para que la salida alcance el valor deseado.

**Muestreo:** Es un circuito que obtiene una muestra proporcional al parámetro de salida que se pretende ajustar (tensión, corriente etc.). Por ejemplo, un divisor de tensión de 2 resistencias permite obtener una fracción del voltaje de salida; una pequeña resistencia intercalada en la malla de salida permite obtener un voltaje proporcional a la corriente de salida, etc.

**Referencia:** Es la consigna de tensión o corriente con la cual se compara la muestra. En aplicaciones como fuentes de alimentación de voltaje o corriente constante, la referencia suele ser un diodo zener. En aplicaciones como control de velocidad de motores, la referencia será un valor variable, en forma de voltaje (en reguladores analógicos) o de consigna numérica (en reguladores digitales).

**Comparación y Control:** Es el encargado de modificar la conducción del elemento de paso para minimizar la diferencia entre la **muestra** y la **referencia**, también denominada **error**. Puede ser un controlador analógico o digital.

El elemento de paso puede actuar en **régimen lineal** (por ejemplo transistor en la zona activa) o en **conmutación** (por ejemplo transistor en corte-saturación).

## Rendimiento

El rendimiento es una característica importante en los circuitos electrónicos en general, y fundamental en los reguladores de potencia.

El rendimiento de un regulador se define como la relación entre la potencia entregada a la carga y la potencia total aportada por la fuente de energía.

$$\eta = P_{\text{carga}}/P_{\text{total}} \quad (1)$$

$$\eta[\%] = P_{\text{carga}}/P_{\text{total}} \cdot 100 \quad (2)$$

El **rendimiento** de los **reguladores lineales** es pobre, y decae cuanto mayor es la diferencia entre las tensiones de entrada y salida. En los **reguladores conmutados** el rendimiento es superior al 80% y en ciertos casos se puede aproximar al 99%. La potencia que no llega a la carga se disipa en los elementos del regulador, especialmente en el dispositivo que trabaja como elemento de paso (transistor, tiristor etc). Un diseño con buen rendimiento permite utilizar dispositivos de menos potencia.

## 2B – Reguladores lineales

Se denominan reguladores lineales a aquellos en los que el elemento de paso trabaja como una resistencia que absorbe la diferencia de tensión entre la entrada y la salida. Según cómo se ubique el elemento de conducción variable se clasifican en regulador **serie** y regulador **paralelo** (o regulador en derivación).

### Regulador serie

En el **regulador serie** el elemento de conducción variable o controlable se conecta en serie con la carga, absorbiendo directamente la diferencia de tensión entre la entrada y el valor deseado de salida. La corriente de entrada es igual a la corriente en la carga,  $I$ .

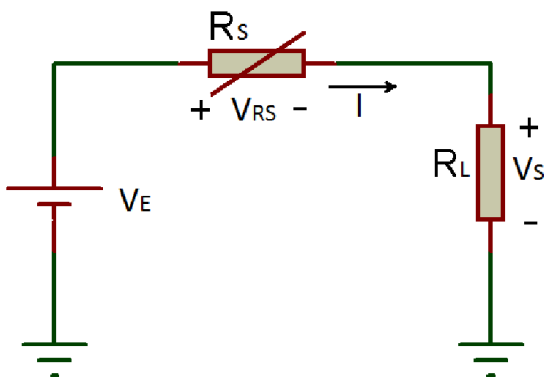


Figura 3. Regulador serie

¿Qué valor debe tener  $R_S$  para obtener una tensión de salida  $V_S$ , dadas la tensión de entrada  $V_E$  y la resistencia de carga  $R_L$ ?

Como la corriente es la misma en toda la malla, las tensiones en cada resistor son proporcionales a las resistencias, lo que puede expresarse como:

$$V_{RS}/R_S = V_S/R_L \quad \text{ó} \quad (V_E - V_S)/R_S = V_S/R_L$$

Despejando resulta

$$R_S = R_L \cdot (V_E/V_S - 1) \quad (3)$$

En las fuentes de alimentación el objetivo principal es que la tensión de salida  $V_S$  permanezca constante ante cambios en la tensión de entrada  $V_E$  o en la demanda de corriente (la que pide  $R_L$ ). La ecuación (3) expresa que a mayor demanda de corriente ( $R_L$  menor) la  $R_S$  debe ser menor, y que a mayor relación entre la tensión de entrada y de salida,  $R_S$  debe ser mayor. También se hace evidente que si  $V_S$  coincide con  $V_E$  la  $R_S$  debería ser nula, y que obviamente  $V_S < V_E$ . El rendimiento de un regulador serie, de acuerdo con (1) y (2) se puede calcular como:

$$\eta = I^2 \cdot R_L / I^2 \cdot (R_S + R_L) = R_L / (R_S + R_L) \quad (4)$$

Por ejemplo, para una tensión de entrada de 12 volts, una tensión de salida de 5 volts, una  $R_L = 100$  ohms, según (3) es

$$R_S = R_L \cdot (12/5) - 1 = 140 \text{ ohms,}$$

y reemplazando en (4) el rendimiento es

$$\eta = 100 / (100 + 140) = 0,41 = 41\%$$

### Regulador paralelo

En el **regulador paralelo** el elemento de conducción variable se conecta en paralelo con la carga, mientras que en serie con la carga se coloca una resistencia fija. El elemento paralelo actúa como una carga adicional variable, absorbiendo más o menos corriente, provocando así que en la resistencia serie fija caiga más o menos tensión.

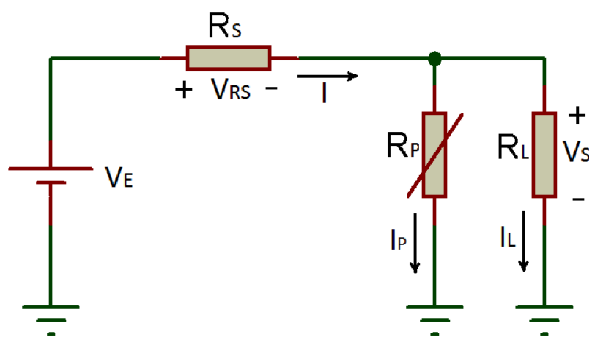


Figura 4. Regulador paralelo

¿Cómo debe funcionar  $R_P$  ante variaciones de la demanda de corriente (dada por  $R_L$ ) o de la tensión de entrada  $V_E$ , para que  $V_S$  se mantenga constante?

Si  $V_E$  aumenta,  $R_P$  debe disminuir, para que  $I_P$  aumente y así aumente la caída en  $R_S$ ,  $V_{RS}$ , de manera que  $V_S = V_E - V_{RS} = \text{cte.}$

La tensión de salida puede expresarse como:

$$V_S = V_E \cdot R_P \cdot R_L / (R_S \cdot R_P + R_S \cdot R_L + R_P \cdot R_L) \quad (5)$$

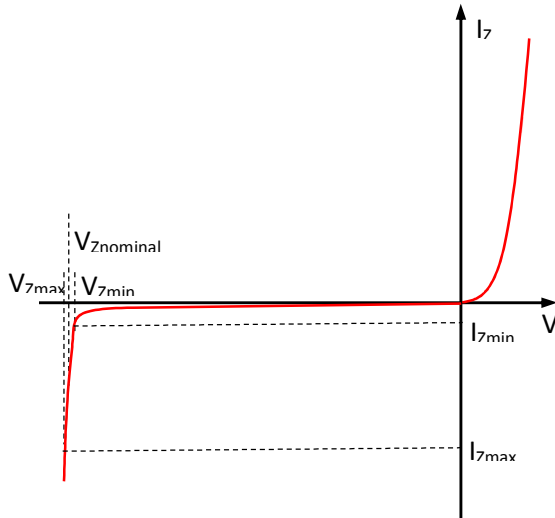
Si  $R_L$  disminuye (mayor demanda de corriente  $I_L$ )  $R_P$  debe aumentar, para que  $I_P$  disminuya y así compense el aumento de  $I_L$ . En cambio, debe observarse que si la demanda de corriente es casi nula ( $I_L = 0$ ),  $R_P$  debe disminuir para absorber una corriente  $I_P$  mayor que compense la disminución de  $I_L$ . Es decir, en ausencia de carga, se mantiene el consumo (rendimiento 0%). Para unas  $V_E$  y  $V_S$  dadas, el rendimiento siempre será

menor que en un regulador serie, pues  $R_P$  absorbe parte de la corriente suministrada por la fuente de energía.

Al ser menos eficiente que el regulador serie su uso queda limitado a circuitos de muy baja potencia.

### Regulador paralelo con Zener

Como se explicó en la Unidad 1, la característica del diodo Zener en la zona de ruptura es un aumento de  $I_Z$  casi vertical ante una mínima variación de  $V_Z$ .



La zona de trabajo del diodo Zener es entre  $I_{Zmin}$  - corriente para la que se establece el efecto Zener o avalancha - y la corriente  $I_{Zmax}$  dada por el límite de potencia de disipación del dispositivo. Por ejemplo, en un diodo zener de 5 volts y 0,5 vatios,  $I_{Zmax}=100$  mA.

Figura 5. Curva V-I del diodo Zener

En un regulador paralelo con Zener el diodo  $D_Z$  se ubica en el lugar de  $R_P$ , en paralelo con la carga, polarizado en inverso para trabajar en la zona de ruptura.  $R_S$  es la resistencia serie total entre la entrada y la carga, compuesta por la resistencia interna propia de la fuente de entrada más la del resistor fijo que se coloca para cumplir con los requisitos del diseño. Este regulador es muy simple, carece de lazo de control, sólo se aprovecha la propiedad del Zener de mantener un voltaje constante en la zona de ruptura.

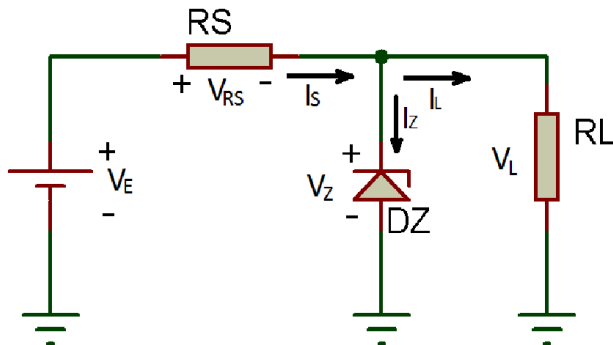


Figura 6. Regulador paralelo con diodo Zener

En ausencia de carga ( $R_L$  infinita,  $I_L=0$ ), el diodo Zener debe absorber el total de la corriente  $I_S$ , por lo que, para no superar la corriente  $I_{Zmax}$ , debe ser

$$I_S < I_{Zmax} \quad (6)$$

$$R_S > (V_{Emax} - V_Z) / I_{Zmax} \quad (7)$$

Aunque sería más exacto utilizar  $V_{Zmax}$  se utiliza  $V_Z$  nominal, que es conocida y resulta en un valor de  $R_S$  más conservador.

Ejemplo

Dadas  $V_{E_{max}} = 12$  volts,  $V_Z = 5,1$  volts,  $I_{Z_{max}} = 100$  mA  
 debe ser  $R_{S_{mínima}} > (12 - 5,1)/0,1 = 69$  ohms

Por otra parte, ante la máxima corriente de carga  $I_{L_{max}}$  ( $R_{L_{mínima}}$ ),  $R_S$  debe ser suficientemente baja para que  $I_S$  pueda suministrar la  $I_{L_{max}}$  y asegurar la  $I_{Z_{min}}$ , es decir

$$I_S - I_{L_{max}} > I_{Z_{min}} \quad (8)$$

luego

$$(V_{E_{min}} - V_Z)/R_S - I_{L_{max}} > I_{Z_{min}} \rightarrow R_{S_{máxima}} < (V_{E_{min}} - V_Z)/(I_{Z_{min}} + I_{L_{max}}) \quad (9)$$

siguiendo el ejemplo anterior,

Dadas  $V_{E_{min}} = 11$  volts,  $V_Z = 5,1$  volts,  $I_{Z_{min}} = 5$  mA,  $I_{L_{max}} = 50$  mA  
 debe ser  $R_{S_{máxima}} < (11 - 5,1)/(0,005 + 0,05) = 107$  ohms

Es decir, por los límites de diseño del ejemplo resulta  $69 \text{ ohms} < R_S < 107 \text{ ohms}$ , un valor posible

Hemos supuesto una  $I_{L_{max}}$  de 50mA. Si  $I_{L_{max}}$  fuera mayor podría resultar  $R_{S_{max}}$  de un valor imposible. Esta situación se puede prever a partir de (6) y (8).

$$I_{Z_{min}} + I_{L_{max}} < I_S < I_{Z_{max}} \quad (10)$$

$$\text{La máxima corriente de carga podrá ser } I_{L_{max}} < I_{Z_{max}} - I_{Z_{min}} \quad (11)$$

Despreciando la  $I_{Z_{min}}$  resulta  $I_{L_{max}} < I_{Z_{max}}$ , por lo que podemos rápidamente estimar el diodo Zener apropiado para una aplicación, que normalmente nos planteará ciertas  $I_L$  y  $V_L$ . Los diodos Zener se eligen por tensión nominal  $V_{Z_{nom}}$  y potencia máxima  $P_{Max}$ , la que determina  $I_{Z_{max}} = P_{Max}/V_{Z_{nom}}$ .

Ejemplo: Escoger un diodo Zener para regular la tensión en una carga de 5,1 volts y 500 mA.

Solución: El diodo zener debe ser de 5,1 volts y una potencia  $P > 5,1 \cdot 0,5 = 2,55$  vatios

Por ejemplo, el 1N5338, de 5,1 volts y 5 vatios, puede servir.

Para corrientes de carga por encima de unos 100 mA, aún cuando es posible el uso de reguladores paralelos, es recomendable utilizar otros circuitos. Existen algunas mejoras a los reguladores paralelos, utilizando transistores para aumentar la capacidad de corriente (ver por ejemplo en Malvino: Principios de Electrónica VI Ed. Sección 24.2).

## Fuente lineal de dos transistores

Estudiaremos ahora un circuito regulador tipo **Serie** que ejemplifica el esquema de **Lazo de Control** de la **figura 2**.

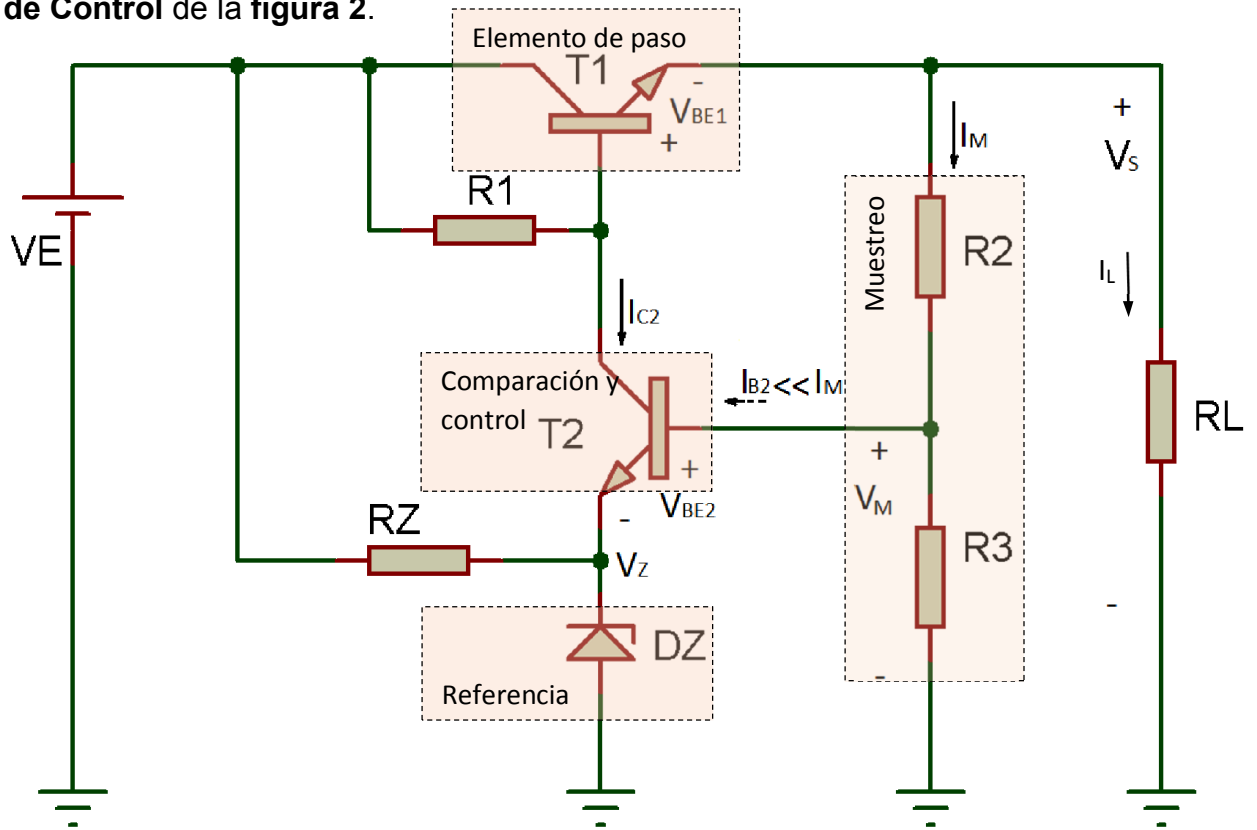


Figura 7. Regulador lineal serie con dos transistores

El **elemento de paso** es el transistor T1, que se polariza en la zona activa mediante R1 y T2. T1 está en configuración Colector Común, también llamada “seguidor de Emisor”. La “carga” de T1 es la resistencia equivalente  $R_{eq} \approx R_L // (R_2 + R_3)$ . Obsérvese que el valor de  $V_S$  es igual al valor de la tensión en la base de T1 menos la caída de tensión en el diodo Base-Emisor de T1 ( $V_{BE1} \approx 0,6$  volts). Cualquier incremento de tensión – positivo o negativo – en la base de T1, producirá un incremento casi igual de  $V_S$ .

La **referencia** se consigue con un diodo Zener  $D_Z$  polarizado en inverso mediante  $R_Z$ , de manera que establece un voltaje  $V_Z$  en el emisor de T2.

La **muestra** de la tensión de salida se obtiene mediante el divisor de tensión formado por R2 y R3, que establecen en la base de T2 un potencial tal que T2 se polariza en la zona activa. Es decir, el potencial de la muestra  $V_M$  será unos 0,6 volts superior al potencial de referencia  $V_Z$ .

El **comparador/control** es el transistor T2. Obsérvese que si T2 se polariza más (mayor tensión  $V_{BE2}$ ) – de forma que aumente su  $I_{C2}$  – el voltaje en la base de T1 disminuye (hay más caída en R1) y en consecuencia disminuye el voltaje de salida.

Es así que ajustando el divisor de tensión R2-R3 se puede modificar  $I_{C2}$  y en consecuencia el voltaje de salida.

Obsérvese que, despreciando la corriente de base de T2 ( $I_{B2} \ll I_M$ ), puede calcularse

$$V_M = V_S \cdot R_3 / (R_2 + R_3) \quad (13)$$

También  $V_M = V_Z + V_{BE2} \quad (14)$

Luego:  $V_S = (V_Z + V_{BE2}) \cdot (1 + R_2/R_3) \quad (15)$

La ecuación (15) expresa que la tensión de salida es proporcional a la suma  $V_Z + V_{BE2}$  y depende de la relación de resistencias  $R_2/R_3$ . Por ejemplo, disminuyendo  $R_2$  (o aumentando  $R_3$ ) la tensión de salida baja. Esto ocurre porque T2 se polariza más, aumenta  $I_{C2}$  y disminuye la tensión en la base de T1.

Además según esta ecuación la tensión de salida  $V_S$  **no depende de la tensión de entrada**  $V_E$ .

¿Qué significa esto? Que el transistor T1 absorberá los incrementos de tensión de  $V_E$ , es decir la tensión colector-emisor de T1 variará en oposición con las variaciones de  $V_E$ . Analicemos cómo se produce este efecto regulador:

Suponiendo que la tensión de entrada  $V_E$  aumenta, si T1 no modificara su tensión colector-emisor  $V_{CE1}$ ,  $V_S$  tenderá a crecer. Pero al crecer  $V_S$  aumenta proporcionalmente  $V_M$  (por ecuación 13), según la ecuación 14 aumenta fuertemente la polarización de base de T2  $V_{BE2}$  (pues  $V_{BE2} = V_M - V_Z$ , y  $V_Z$  es constante), aumenta  $I_{C2}$  con lo cual baja la tensión de base de T1 y  $V_S$  **tiende a retornar** al valor dado por (15).

Debe señalarse que en realidad  $V_S$  no puede volver exactamente al valor dado por (15), pues a medida que se aproxima,  $V_M$  va disminuyendo, al igual que  $V_{BE2}$  e  $I_{C2}$ . Es decir, ante la “perturbación” que significó el aumento de  $V_E$ , el **lazo de regulación** hace que el sistema converja a un nuevo equilibrio, con una  $V_S$  ligeramente superior a la ideal dada por (15). El “error” que persiste en la  $V_S$  es el necesario para mantener un valor de  $V_{BE2}$  ligeramente superior al que tenía antes del aumento de  $V_E$ .

Dado que  $V_Z$  es del orden de varios volts, también  $V_M$  es de ese orden (ec 14). Esto hace que los milivolts “extra” en  $V_M$  (y  $V_S$ ) para incrementar  $V_{BE2}$  sean comparativamente muy pequeños frente a  $V_M$  (y  $V_S$ ). Es decir, el error relativo en el lazo de regulación es pequeño gracias a que la muestra  $V_M$  es grande. Esto explica también para qué se utiliza un diodo Zener en el emisor de T2, y no se conecta directamente el emisor de T2 a tierra, es decir haciendo  $V_Z = 0$ , y la ec. 15  $V_S = V_{BE2} \cdot (1 + R_2/R_3)$

Si no se utilizara diodo Zener, por (14) debería ser  $V_M = V_{BE2}$ , es decir apenas unos 0,6 volts. En este caso el error en la  $V_S$  necesario para incrementar  $V_{BE2}$  sería mucho mayor.

Con respecto a la potencia disipada por el regulador, será prácticamente la que disipa el transistor T1.

$$P_{REGULADOR} \approx P_{T1} = V_{CE1} \cdot I_{C1} \approx (V_E - V_S) \cdot I \quad (16)$$

Las potencias disipadas en los demás elementos del lazo de regulación son insignificantes frente a  $P_{T1}$ .



El rendimiento se puede calcular, de acuerdo con la ecuación (1), como

$$\eta = P_{\text{CARGA}}/P_{\text{TOTAL}} = P_{\text{CARGA}}/(P_{\text{CARGA}}+P_{\text{REGULADOR}}) \quad (17)$$

$$\text{con } P_{\text{CARGA}} = V_S \cdot I_L \quad (18)$$

$$\text{como } I_L \approx I_{E1} \approx I_{C1}, \text{ resulta } \eta = V_S/(V_S+V_{CE1}) = V_S/V_E \quad (19)$$

La (19) expresa que como la corriente que entrega la fuente y la que absorbe la carga son prácticamente iguales, el rendimiento se puede calcular simplemente como el cociente entre las tensiones de salida y entrada.

La (16) muestra que la potencia disipada por el regulador es proporcional tanto al consumo de corriente como a la diferencia entre las tensiones de entrada y salida.

### Fuente integrada lineal

Un regulador como el recién estudiado se podría encapsular en un circuito integrado de 3 terminales, a los que denominaríamos Entrada, Masa (o Ajuste) y Salida.

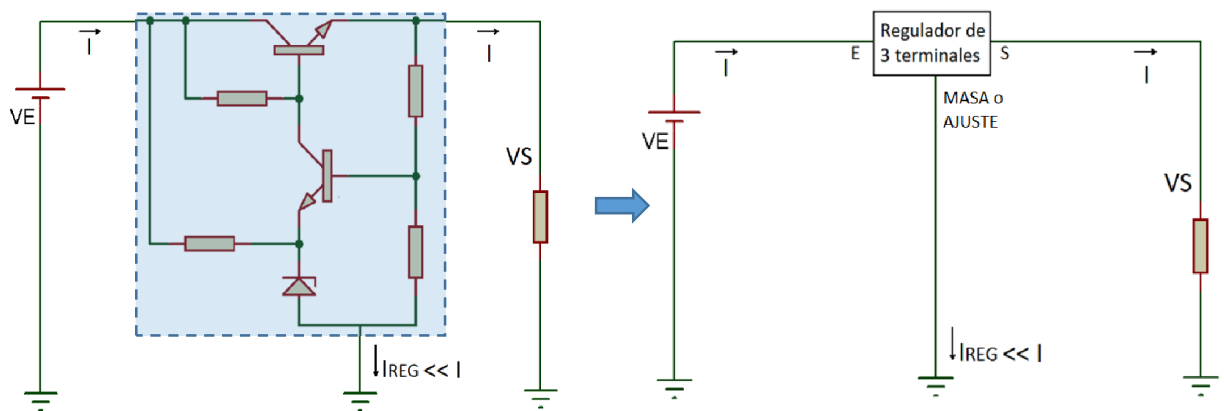


Figura 8. Fuente de 2 transistores como regulador de 3 terminales

Los circuitos de los reguladores integrados comerciales son más complejos, incluyen protección térmica y contra cortocircuitos, un lazo de regulación más preciso y circuitos de compensación, pero el principio de funcionamiento es similar al de la simple fuente de dos transistores.

Entre los reguladores de 3 terminales más habituales se encuentran los de la serie 78XX, diseñados para entregar voltajes de salida de 5, 6, 8, 9, 12, 15, 18 y 24, indicado por los dígitos XX (Ej: 7805: 5 volts).

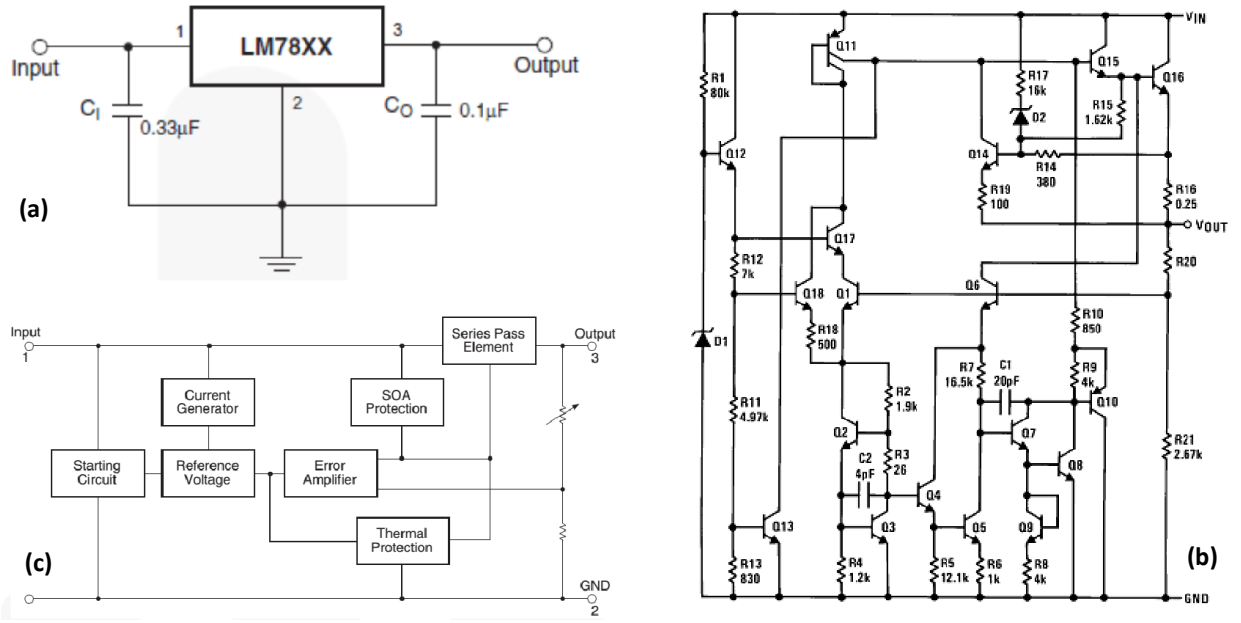


Figura 9. (a) Regulador de 3 terminales comercial, (b) circuito interno equivalente en transistores y (c) diagrama en bloques.

El rango de tensiones de entrada para estos reguladores va desde el voltaje de salida nominal (más 2 volts de voltaje de *dropout*), hasta unos 35 o 40 volts. Por ejemplo, en el 7805 el rango de entrada va de 7 volts (5+2) a 35 volts. El *dropout* es la diferencia mínima necesaria entre  $V_E$  y  $V_S$  para que el regulador trabaje.

La figura 9a muestra el regulador con 2 capacitores en entrada y salida. Estos capacitores son necesarios para asegurar la estabilidad del regulador para perturbaciones de entrada o salida de alta frecuencia. En pocas palabras, si el “lazo de regulación” es lento puede terminar actuando cuando la perturbación ya cambió de sentido, por lo que en vez de compensar el error lo incrementará, y al repetirse el fenómeno se llega a que la salida del regulador oscile fuertemente. Los capacitores atenúan estas perturbaciones de alta frecuencia para evitar la oscilación.

### Fuente de voltaje variable con regulador integrado

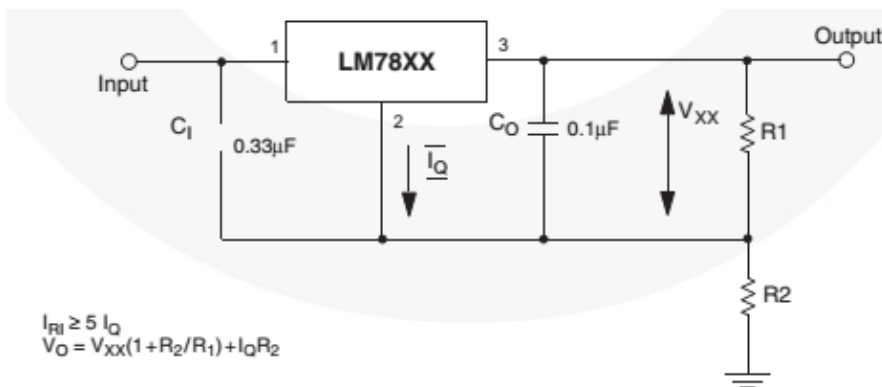


Figura 10. Fuente de voltaje variable con 78XX

En vez de conectar el terminal “masa” directamente a tierra se puede conectar al nodo de unión de dos resistores, como se observa en la figura 10, de manera tal que la corriente por R1 será

$I_{R1} = V_{REG}/R1$ , y por R2 circulará la suma de las corrientes  $I_{R2} = I_{R1} + I_Q$ , provocando un voltaje

$$V_{R2} = I_{R2} \cdot R2 = (I_{R1} + I_Q) \cdot R2 = (V_{REG}/R1) \cdot R2 + I_Q \cdot R2$$

El voltaje total de salida será la suma de las caídas en R2 y R1

$$V_{SALIDA} = V_{R2} + V_{R1} = V_{R2} + V_{REG} = V_{REG} (1+R2/R1) + I_Q \cdot R2 \quad (20)$$

Obsérvese en (20) que si  $R2=0$  resulta  $V_{SALIDA} = V_{REG}$ . Aumentando R2 el voltaje de salida será mayor que  $V_{REG}$ . Por supuesto la entrada deberá ser  $V_{SALIDA}$  más el valor de dropout.

Aunque esta aplicación es posible, los reguladores de la serie 78XX y 79XX están pensados principalmente como reguladores fijos, pues  $I_Q$  tiene un valor alto (hasta 8 mA), algo impreciso y variable con la temperatura, lo que repercute en el valor de salida por el término  $I_Q \cdot R2$ . Se puede aumentar la precisión con valores de R1 y R2 más pequeños, pero esto implica mayor corriente consumida por este circuito de ajuste.

Con el propósito de hacer reguladores de voltaje ajustable existen circuitos integrados específicos como el LM317 o LM337, con una  $I_Q$  de apenas 0,1 mA y voltaje de salida de 1,25 volts, con los que es posible construir por ejemplo fuentes reguladas ajustables de 1,25 a 35 volts. En estos reguladores, siguiendo las recomendaciones del fabricante, se puede considerar  $I_Q \approx 0$  y la  $E_c$  20 se puede aproximar a:

$$V_{SALIDA} = V_{REG} (1+R2/R1) \quad (21)$$

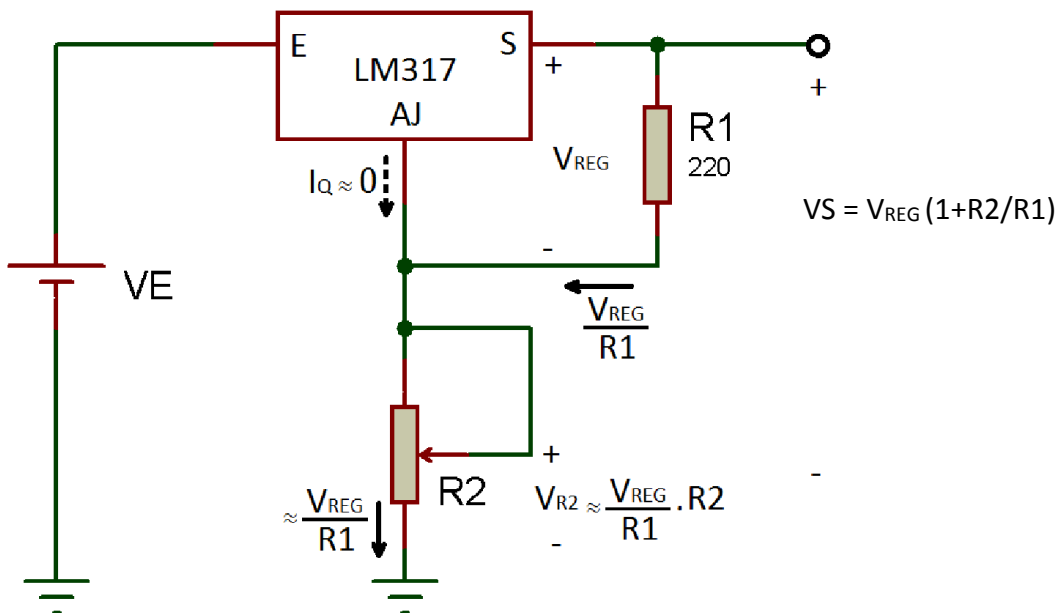


Figura 11. Fuente de voltaje variable con LM317

**Nota:**

Sobre Regulación de Línea y Regulación de Carga en fuentes de alimentación, ver el libro de Malvino: *Principios de Electrónica VI Ed. Sección 24.1: Características de las fuentes de alimentación. Regulación para carga. Regulación de red. Resistencia de salida.*

## 2C – Dispositivos de potencia

Hasta aquí hemos analizado **reguladores** de potencia **lineales**, en los que los transistores funcionan en la zona activa, sometidos simultáneamente a corrientes y voltajes significativos, y disipando entonces mucha potencia. En aplicaciones de alta potencia este tipo de regulador se vuelve inviable, por lo que se utiliza casi exclusivamente **reguladores conmutados**. Como veremos en la sección 2D, estos reguladores utilizan distintos métodos como PWM, control de fase (subciclo) o control multiciclo para regular de forma gradual la potencia entregada a una carga. Se utilizan transistores y otros dispositivos como llaves que abren y cierran rápidamente y – según las características dinámicas del sistema a controlar – se requieren frecuencias de conmutación de pocas decenas de Hz a cientos de KHz.

Los dispositivos mencionados pasarán del estado abierto (bloqueo) al cerrado (conducción) mediante una entrada de control.

Las características de una llave ideal son:

- Caída de voltaje nula en conducción, sin límite de corriente.
- Corriente de fuga nula en bloqueo, sin límite de voltaje.
- Paso instantáneo de un estado al otro.
- Control sencillo para llevarla de un estado al otro, como por ejemplo valores lógicos de tensión (0-5v) con mínima demanda de corriente.

Sin embargo, el transistor y los dispositivos que estudiaremos a continuación, tienen las siguientes características:

- Caída de voltaje durante la conducción, del orden de 1 ó 2 volts en dispositivos bipolares (transistores bipolares, IGBTs, tiristores), o por efecto de una resistencia de conducción del orden de varios miliohms en dispositivos unipolares (MOSFETs).
- Corrientes de fuga durante bloqueo, encendido inducido por excesiva  $dV/dt$ .
- Tiempo de conmutación finito, de ns a decenas/cientos de  $\mu s$  (particularmente el apagado), que produce pérdidas en el dispositivo, consecuentemente pérdida de rendimiento y calentamiento.
- Límites de potencia, corriente y tensión.
- Efectos que dificultan el bloqueo o producen oscilaciones en la conmutación.
- Efectos que producen la destrucción durante el bloqueo o la conducción.
- Necesidad de circuitos de control de diversa complejidad.

Los dispositivos de potencia **controlables** son:

- Transistores Bipolares de potencia.
- Transistores de Efecto de Campo de puerta aislada (MOSFET, SJMOS)
- Transistores bipolares de puerta aislada IGBT, HV IGBT
- Tiristores (PCT, GTO, IGCT)

El uso de uno u otro dispositivo estará condicionado por los límites de frecuencia de conmutación (Hz), tensión de bloqueo (volts) y corriente de conducción (A). Prácticamente en todas las áreas el transistor bipolar ha sido reemplazado por otros dispositivos.

Estos dispositivos controlables trabajan en conjunto con diodos, también fabricados para soportar altas tensiones, corrientes y frecuencias de conmutación.

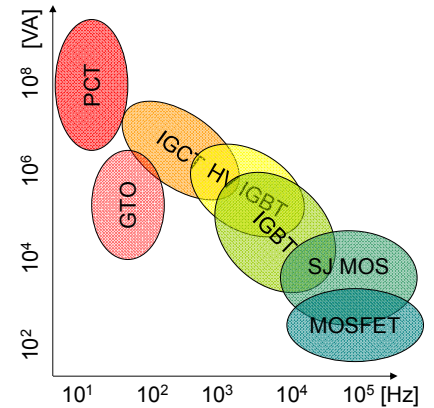


Figura 12. Área de aplicación de los dispositivos de potencia

## Tiristores

Los tiristores son dispositivos con realimentación interna positiva. Esta realimentación desencadena la conmutación (desde el bloqueo a la conducción) sin necesidad de mantener una excitación en el terminal de control (como sería la  $V_{be}$  en un transistor bipolar).

Aunque hay otros dispositivos tiristores (Ej. Triac, Diac, GTO etc), el dispositivo tiristor más conocido es el **Rectificador Controlado de Silicio (SCR)**, al punto de que se lo denomina usualmente **Tiristor**. El SCR es de 4 capas (PNPN), en los que los terminales principales (denominados Ánodo y Cátodo) se conectan a las capas externas, y el terminal de control (denominado Puerta o *Gate*) a la capa P interna, como muestra la figura 13(a).

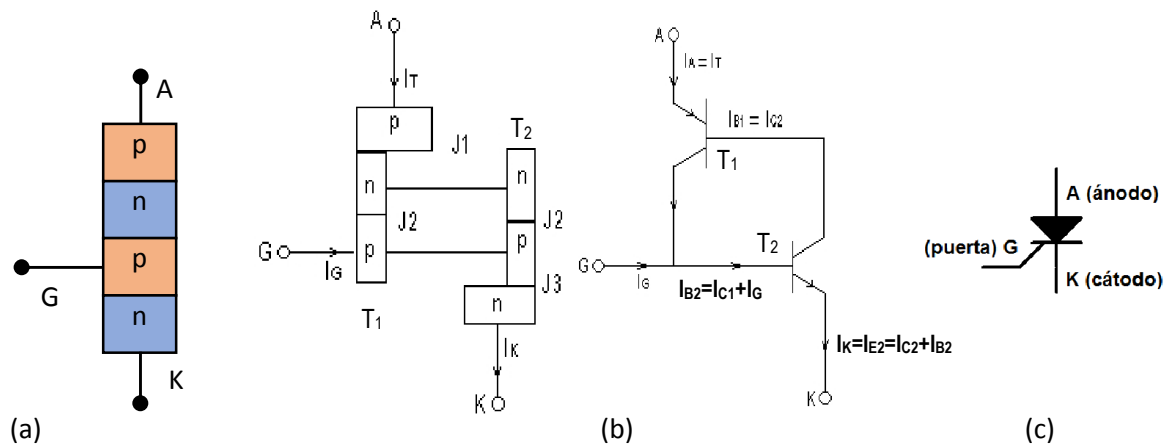


Figura 13. (a) Tiristor. (b) Modelo equivalente (c) Símbolo eléctrico

Obsérvese que si se aplica una tensión positiva  $V_{AK}$  (entre ánodo y cátodo), las junturas J1 y J3 quedan polarizadas en directo y permitirían la circulación de corriente ánodo-cátodo, pero la juntura J2 queda polarizada en inverso e impide que circule corriente. Es decir, el tiristor se encuentra inicialmente en estado de *no-conducción* o *bloqueo*.

En la figura 13(b) se muestra cómo este dispositivo equivale a un transistor NPN y un transistor PNP mutuamente realimentados, en los que la base de uno queda conectada al emisor del otro. El terminal de puerta G permite polarizar al transistor NPN (T2). Como la puerta está conectada a la base de un transistor interno, se necesita una tensión  $V_{GK}$  de alrededor 0,7 V para disparar el tiristor.

Así,

$$I_{B1} = I_{C2} \quad (22)$$

mientras que

$$I_{B2} = I_{C1} + I_G \quad (23)$$

siendo  $I_G$  la corriente que se aplique por puerta.

Obsérvese que, como

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1} + I_S \quad (24)$$

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2} + I_S \quad (25)$$

Suponiendo que la corriente de puerta es nula,  $I_G = 0$ , por las ecs. 22, 23, 24, 25 resulta

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{C1} \quad (26)$$

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot \beta_1 \cdot I_{C2} \quad (27)$$

En la ec 26 debe interpretarse que la corriente  $I_{C1}$  en un instante posterior será igual a la corriente  $I_{C1}$  previa multiplicada por el factor  $\beta_1 \cdot \beta_2$ . Lo mismo con la ec 27.

Luego de disparar el tiristor, permanecerá en **conducción** incluso aunque se reduzca la tensión  $V_{GK}$  a cero. Esto es porque queda autopolarizado debido a un **efecto de realimentación positiva**. Es decir, solo se necesita un pulso de corriente (disparo) en el terminal G para desencadenar el paso de la zona de bloqueo a la de conducción.

Para reiniciar el tiristor (bloquearlo nuevamente) se debe reducir su corriente a un valor menor que la corriente de mantenimiento, esto se logra reduciendo  $V_{AK}$ . También puede realizarse un *bypass* (con tiristor o transistor auxiliar) para extraer la corriente que circula por el tiristor, o circuitos resonantes (L-C) que produzcan un  $V_{AK}=0$  por oscilación

Incluso en ausencia de disparo o polarización de puerta, si se llega a una cierta tensión  $V_{AK}$  denominada **tensión de ruptura directa** el tiristor pasa del bloqueo a la conducción.

Si se polariza levemente GATE (pre-excitación), la tensión  $V_{AK}$  a la que se produce el paso de bloqueo a conducción disminuye. A mayor  $V_{GK}$  menor será la  $V_{AK}$  de ruptura. Esto da lugar a una familia de curvas en la zona de bloqueo que depende de la pre-excitación del GATE.

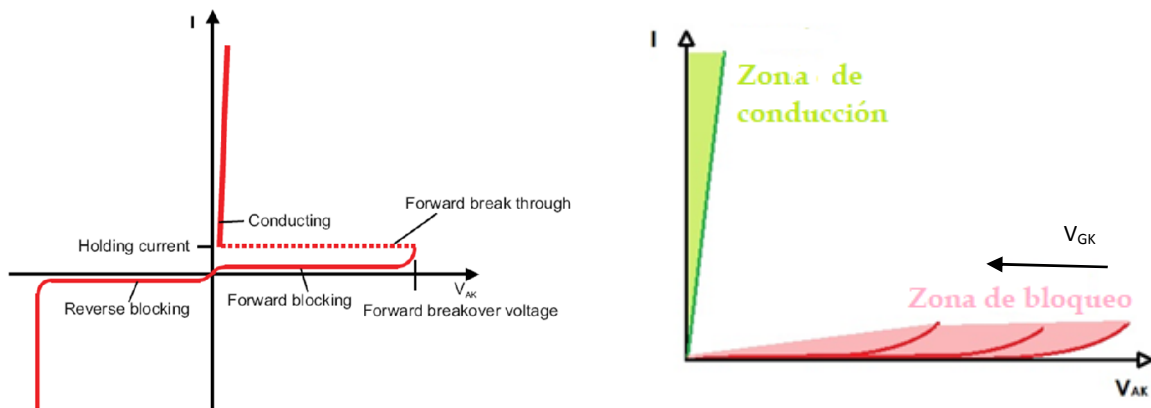


Figura 14. Curvas de salida del tiristor. (a) Estados de bloqueo y conducción (b) familia de curvas por  $V_{GK}$

Cuando se conecta con una carga, el tiristor tendrá dos puntos de trabajo: llave abierta (bloqueo) o llave cerrada (conducción). Cuando actúa como llave cerrada la corriente solo queda limitada por la resistencia de la carga a  $I_A = V/R$ .

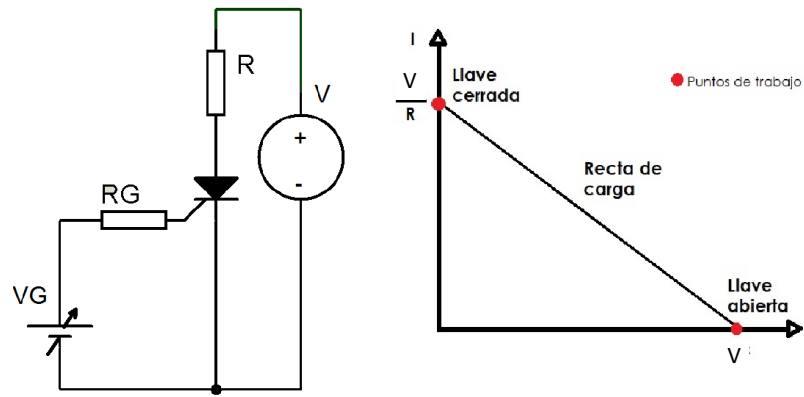


Figura 15. (a) El tiristor con carga. (b) Recta de carga

Si la fuente que se coloca es de CA, el tiristor funciona como un rectificador de media onda que permite elegir el punto de disparo. A partir del punto de disparo el tiristor se cierra y casi toda la tensión de red aparecerá en los terminales de la carga. El tiristor cebado continúa cerrado hasta que la tensión de red cambia de polaridad.

### MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

El *MOSFET*, o Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor (*MOS Field Effect Transistor*), es un dispositivo de tres terminales: puerta (*gate G*), drenaje (*drain D*) y fuente (*source S*). El terminal de **puerta** permite controlar la conducción entre **drenaje** y **fuelle**, de manera análoga al transistor bipolar en el que el terminal de base permite controlar la conducción entre colector y emisor. Sin embargo los procesos físicos son distintos. La puerta está eléctricamente aislada del **canal** entre drenaje y fuente por una capa de dióxido de silicio.

Existen dos tipos de MOSFET, de enriquecimiento y de empobrecimiento. A su vez, ambos tipos pueden ser canal P o canal N, dando lugar así a 4 combinaciones..

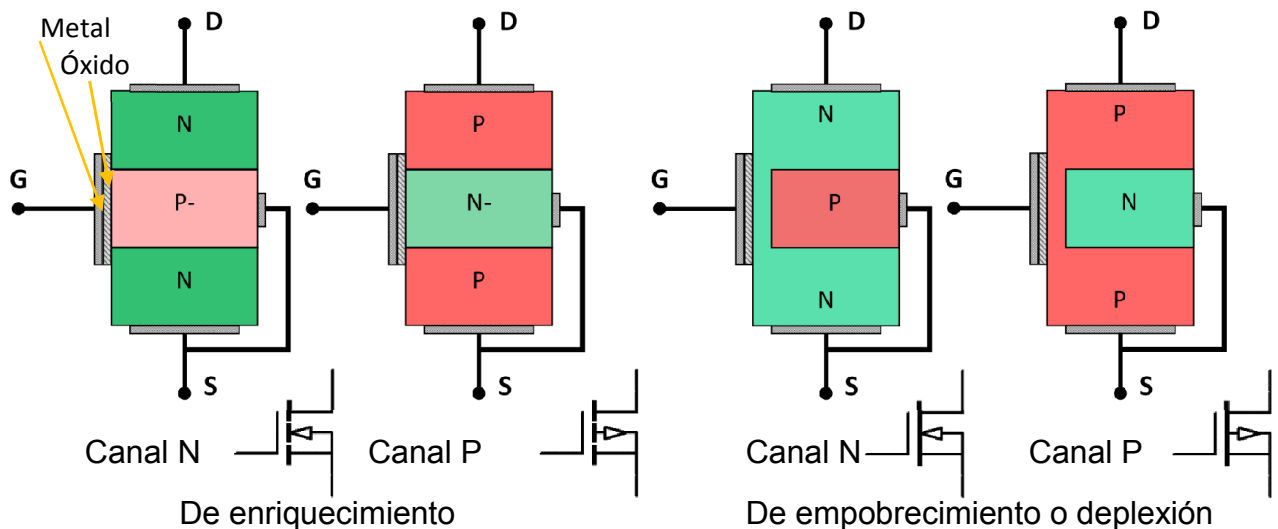


Figura 16: Tipos de MOSFET (geometría simplificada) y sus símbolos



El MOSFET de enriquecimiento, en sus variantes de canal N y P, domina actualmente el campo de la Electrónica Digital. Se lo agrupa en miles o millones, conformando Circuitos Integrados de compuertas digitales, procesadores, memorias etc. En general, la geometría de los MOSFET en circuitos digitales es tal que la corriente fluye lateralmente por la pastilla.

También el MOSFET es utilizado en el campo de la Electrónica de Radiofrecuencia y en el de la Electrónica de Potencia, que es el que ahora analizamos.

El más utilizado en **electrónica de potencia** es el MOSFET de **enriquecimiento canal N**, ya que –como se explicará a continuación– su conducción se logra con polarización positiva en Puerta, y en ausencia de polarización permanece bloqueado, comportamiento deseable por seguridad en circuitos de potencia. La geometría en estos MOSFET es tal que la corriente fluye verticalmente por la pastilla, con cientos o miles de celdas en paralelo para minimizar la resistencia de conducción.

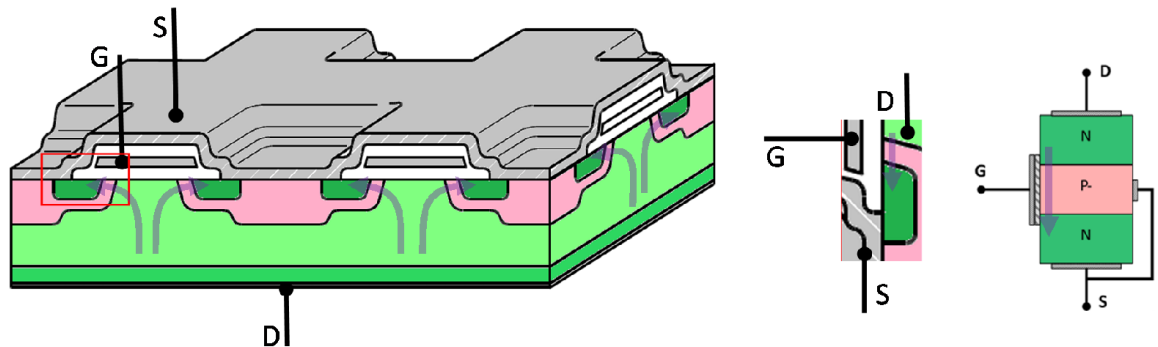


Figura 16B: (a) MOSFET de potencia Canal N de enriquecimiento, constituido por múltiples celdas en paralelo. Se observa que el flujo de corriente principal es vertical, pero en la zona del canal es horizontal. (b) Detalle de una celda del MOSFET. (c) Esquema simplificado para el análisis.

Para el estudio de los procesos electrónicos analizamos un dispositivo de geometría simplificada.

En el MOSFET de canal N, la zona central es P- (P poco impurificada) y es controlada por el terminal de puerta (*gate*) a través de una capa aislante de SiO<sub>2</sub>. Por el lado opuesto a la puerta se coloca un terminal (sustrato) que se conecta con el terminal de fuente.

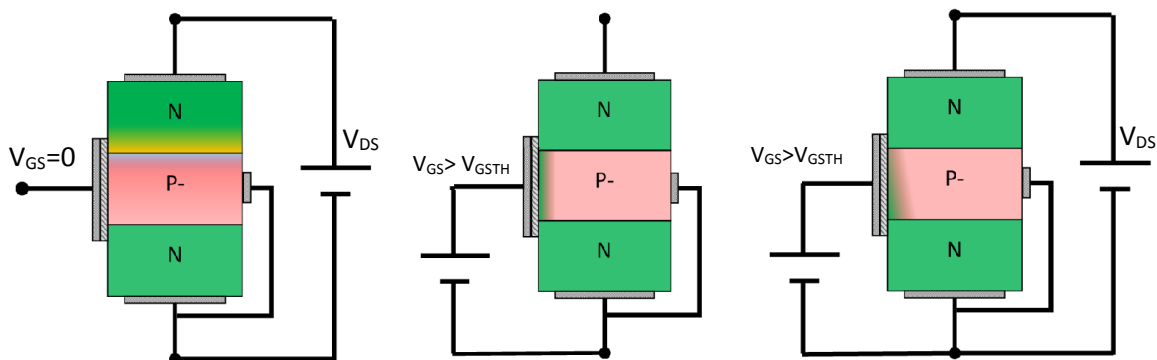


Figura 17: (a) Con  $V_{DS}$ , sin  $V_{GS}$ . (b) Con  $V_{GS}$  sin  $V_{DS}$ . (c) Con  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$  combinadas

En ausencia de polarización de puerta ( $V_{GS}=0$ ), si se conecta una fuente  $V_{DS}$  no circulan portadores debido a que la juntura Drenaje-Canal queda polarizada en inverso (fig 17 a).

En la figura 17 b, al aplicar un potencial  $V_{GS}>0$ , se inducen cargas a ambos lados del aislante de  $SiO_2$ , produciendo un desplazamiento de los electrones minoritarios de la zona P-. Cuando esta  $V_{GS}$  supera una tensión umbral (threshold)  $V_{TH}$  (del entre 2 y 3 volts) se “invierte la naturaleza del canal” ya que se genera una **zona N inducida** que comunica las zonas N de Drenaje y Fuente.

Al combinar ambas fuentes ( $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ ) se produce una corriente entre D y S que aumenta de forma óhmica con  $V_{DS}$ .

Cuando  $V_{DS}$  alcanza un valor cercano a  $V_{GS}$  ocurre otro efecto. Al tener potencial positivo en el drenaje, el potencial a lo largo de la pastilla no es constante. En la zona superior de la zona P- hay mayor potencial que en la zona inferior. En consecuencia, la distribución ocurre de la forma que se ilustra en la figura 17 c.

Donde el potencial del canal es mayor, la diferencia de potencial es pequeña y los portadores serán pocos. En cambio, en la región inferior, la zona N inducida será más ancha. En consecuencia, a medida que se aumenta la tensión  $V_{DS}$  se estrangula y la región superior se torna cada vez más angosta, impidiendo el aumento de la corriente  $I_D$ . Este efecto se conoce como achatamiento o saturación (observe que no tiene nada que ver con el efecto de saturación del transistor bipolar, y además ocurre en la zona en la que las curvas se vuelven horizontales).

Al aumentar  $V_{GS}$  se forma un canal más ancho, la resistencia es menor y la corriente es mayor. El estrangulamiento ocurrirá entonces a un valor mayor de  $V_{DS}$ .

Así, con  $V_{GS}$  como parámetro se produce una familia de curvas  $I_D$  vs  $V_{DS}$  similar a la de un transistor bipolar (aunque por fenómenos totalmente distintos)

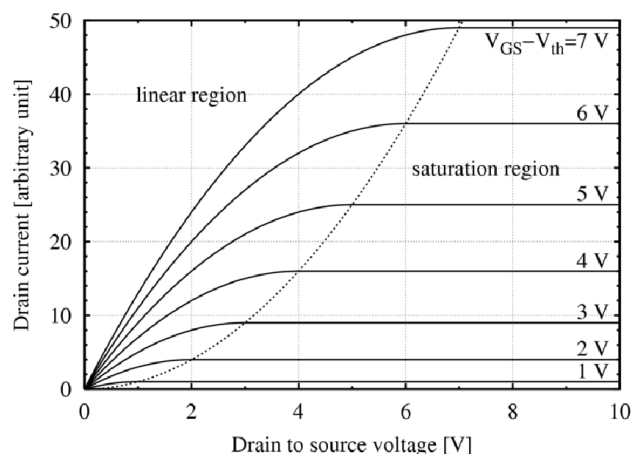


Figura 18: Curvas de salida del MOSFET de canal N de enriquecimiento  
Zona lineal u óhmica y zona de saturación

Una de las ventajas del dispositivo MOSFET es su velocidad de conmutación. Esto se debe a que no existe el proceso de difusión del transistor bipolar; si se establece rápidamente una  $V_{GS} > V_{TH}$  con una fuerte corriente de carga de la capacitancia Puerta-Canal, el canal se forma de inmediato.

La principal desventaja del MOSFET es que la primera parte de la curva es óhmica, en comparación con el transistor bipolar que posee una zona de saturación más angosta. El efecto de disipación de potencia debe calcularse como  $I_D^2 R_{DSON}$  mientras que en el transistor bipolar es  $V_{CE} I_C$ . Es por esto que para los MOSFET la resistencia de conducción  $R_{DSON}$  es un parámetro importante del dispositivo, que constructivamente se busca que sea mínimo. Para minimizar  $R_{DSON}$  debería achicarse la zona P- pero esto también implicaría que resista menos durante el bloqueo (la depleción en la juntura de Drenaje puede invadir totalmente la zona P-). Hay así una relación de compromiso entre corriente soportada en la conducción y tensión soportada en el bloqueo.

Volviendo a las ventajas, los MOSFET son “paralelizables”, a diferencia de los transistores bipolares en los que conectarlos en paralelo resulta muy complejo. Al conectar en paralelo dos transistores bipolares, el que conduce más tiende a calentarse volviéndose más conductivo desequilibrándose aún más. En el MOSFET, en cambio, cuando uno conduce más también se calienta pero, en este caso, produce que aumente la  $R_{DSON}$  y se vuelva menos conductivo, equilibrando así las corrientes.

### IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

Para solucionar el inconveniente del MOSFET en cuanto a que su disipación depende del cuadrado de la corriente, se concibió un dispositivo que constructivamente es muy similar a un MOSFET de potencia, pero con el agregado de una capa P en el terminal de drenaje. Esto equivale a un MOSFET y un transistor PNP, con el drenaje del MOSFET conectado con a la base del transistor PNP. Así, cuando el MOSFET entra en conducción – polariza en directo al transistor PNP, que también entra en conducción y es el encargado de conducir la corriente principal. Por esto el nombre de IGBT o **transistor bipolar de puerta aislada**. (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

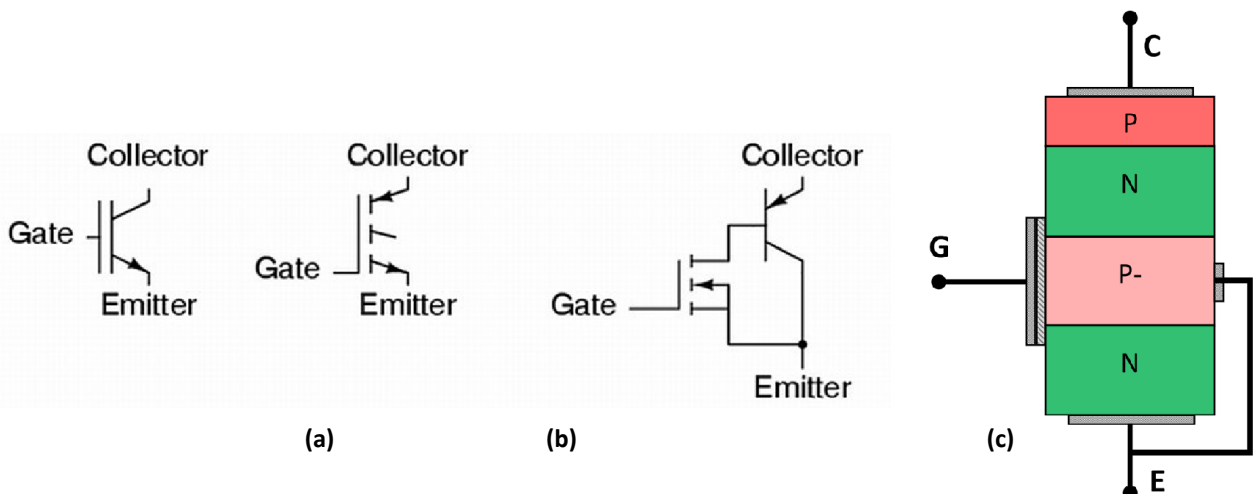


Figura 18: IGBT. (a) Símbolos, (b) circuito equivalente simplificado (c) construcción simplificada

En resumen, el IGBT posee las ventajas de un MOSFET en la entrada y las ventajas (y desventajas) de un transistor bipolar en la salida. Al igual que estos últimos, presentan dificultades para conectarlos en paralelo.

La velocidad del IGBT es menor que la del MOSFET. Los IGBT se utilizan en frecuencias de 50 a 80kHz mientras que los MOSFET pueden trabajar a varios MHz. Además, estos dispositivos permiten obtener una buena tensión de bloqueo con una buena corriente de conducción con un tamaño mucho menor que el de un MOSFET equivalente.

## 2 D – Reguladores conmutados

### Modulación de ancho de pulso (PWM).

La modulación de ancho de pulso PWM es una técnica que consiste en variar el ancho de pulso de una señal de voltaje pulsante periódica, con el objetivo de variar su valor medio. Se define **ciclo de trabajo** o *duty cycle* a la relación entre el tiempo en que el pulso permanece en alto,  $T_{ON}$ , y el período de la señal.

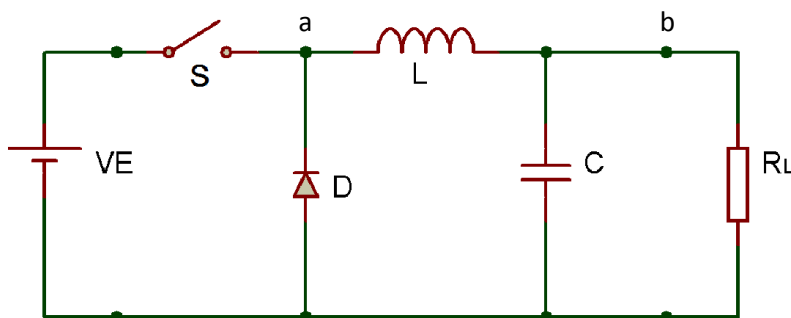
$$D = T_{ON}/T \quad (28)$$

En potencia, esta técnica se utiliza para regular de forma eficiente la tensión/corriente o potencia entregada a una carga, ya que permite que los elementos de paso trabajen en conmutación.

Las **fuentes de alimentación conmutadas** (*switching power supplies*) provienen de la clase general de convertidores CC→CC., dado que transforman una tensión de entrada continua en otra tensión de salida continua, superior o inferior. Controlan mediante modulación en ancho de pulso el corte y la conducción de un transistor. Con cambios en el *duty cycle*, los reguladores conmutados pueden mantener la tensión de salida constante bajo condiciones de variación de la red y la carga. En las siguientes aplicaciones veremos cómo un determinado *duty cycle* determina la tensión de salida, aunque no mostramos el lazo de control, que será similar al de la figura 2.

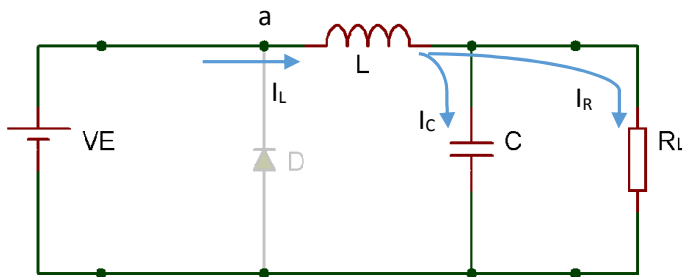
### Fuente reductora.

Se denomina reductora debido a que la salida siempre es menor que la tensión de entrada.

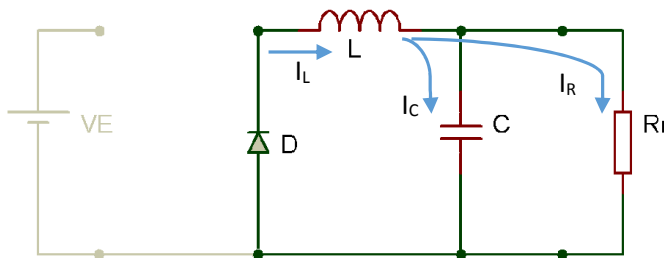


La llave S es el elemento de paso, y será normalmente un transistor trabajando en conmutación, es decir en el punto (a) la tensión aplicada será pulsante con un valor máximo  $V_E$ . El capacitor C junto con la inductancia L forman un filtro pasa-bajo que permite obtener una tensión de salida cercana al valor medio de dicha tensión pulsante. El diodo D cumple la función de permitir – cuando la llave S está abierta – un camino para la corriente establecida en L (si  $I_L$  se extinguiera instantáneamente, la  $L \cdot di/dt$  sería muy grande y se produciría una fuerte sobretensión en la llave S).

Para analizar el funcionamiento consideramos dos momentos, cuando se cierra la llave S, y luego cuando se abre.



Cuando la llave se cierra, el capacitor **tiende** a cargarse al valor de tensión presente en el punto (a), que es  $V_E$ , pero la inductancia modera el crecimiento de la corriente e impide que C se cargue instantáneamente. A mayor  $T_{ON}$ , mayor será la  $V_C$  alcanzada. El diodo D no conduce pues está polarizado en inverso.



Antes de que C termine de cargarse, se abre la llave. La corriente establecida en L ( $I_L$ ) continúa circulando hacia C y  $R_L$  gracias al diodo D que cierra el circuito.

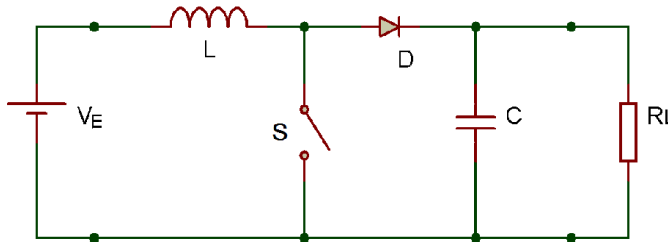
Si el consumo de  $R_L$  es mayor que  $I_L$ , será el capacitor el que siga suministrando corriente a  $R_L$ .

Como se adelantó, a este circuito le faltaría el lazo de regulación, es decir los bloques de muestra, referencia y control, de forma de mantener la tensión de salida constante a pesar de cambios en  $V_E$  o en la demanda de corriente. Por ejemplo, si la tensión de salida fuera mayor que la deseada (como sería por un aumento de  $V_E$ ), se debería disminuir el *duty cycle* para compensar.

Se puede observar también que en caso de un *duty cycle* = 100% (llave siempre cerrada) la tensión de salida será igual a  $V_E$ , (en régimen permanente L es idealmente un cortocircuito) mientras que con un *duty cycle* de 0% (llave siempre abierta) la tensión de salida es 0 (una vez que se extingue  $I_L$  y  $V_C$ ).

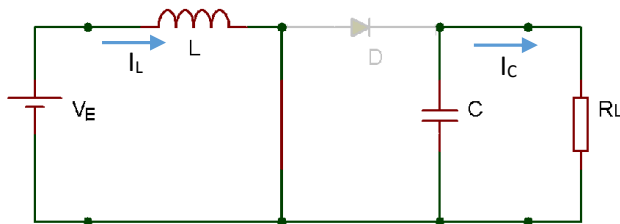
## Fuente elevadora

Se denomina elevadora debido a que la salida siempre es mayor que la tensión de entrada.



Los elementos utilizados son los mismos, pero conectados de forma diferente.

Primero se analizará que ocurre cuando la llave S se cierra.

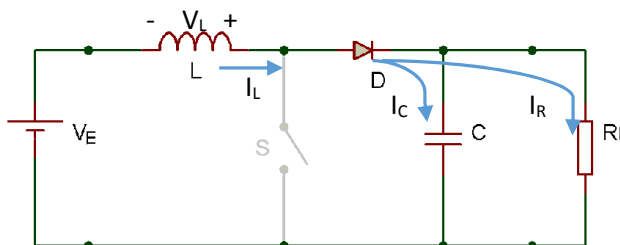


La inductancia queda conectada directamente a la fuente. El diodo actuará como un circuito abierto, pues la tensión en C puede ser positiva o nula. Así quedan dos circuitos independientes, uno de entrada y uno de salida.

En el circuito de entrada la fuente está aplicada a la inductancia. La corriente en la inductancia será  $I_L = \frac{1}{L} \int V_E \cdot dt$ . Si  $V_E = \text{cte}$ , entonces:  $I_L = \frac{V_E}{L} \cdot t$ . Es decir, va creciendo linealmente con el tiempo. Esto es si la inductancia es ideal y presenta una resistencia cero ( $R=0$ ). En realidad, la corriente va a crecer hasta llegar al valor  $\frac{V_E}{r}$ , siendo "r" la resistencia de la inductancia. En conclusión, la corriente en la inductancia es proporcional al tiempo transcurrido con la llave cerrada.

En el circuito de salida, si el capacitor poseía carga se la suministrará a la resistencia y sostendrá el voltaje de salida.

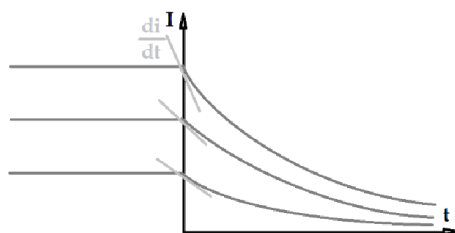
Ahora observaremos qué ocurre cuando la llave se abre.



En la inductancia se genera una tensión:

$$V_L = -L \cdot \frac{di}{dt}$$

Esta tensión se suma a la tensión  $V_E$ . Si se acumuló mucha corriente,  $di/dt$  será mayor y la tensión inducida será mayor.

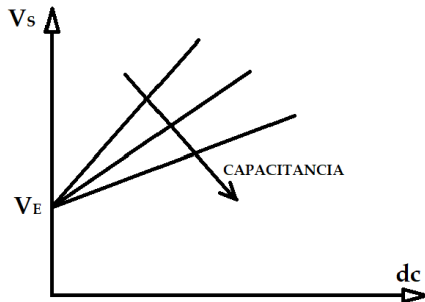


El capacitor va a cargarse asintóticamente hacia la suma de las dos tensiones:  $V_C = V_E + V_L$

Se observa que  $di/dt$  va disminuyendo por lo que  $V_L$  también disminuye, pero  $V_C$  converge a un valor superior a la tensión de entrada.

En resumen, mientras la llave está abierta la corriente carga el capacitor y alimenta la carga. Mientras está

cerrada se recupera la energía en la inductancia y el capacitor sostiene la tensión en la carga. Es decir que el capacitor se carga y se descarga y el valor medio dependerá del duty cycle. Mientras más tiempo se encuentre cerrada la llave, mayor será el valor de tensión medio alcanzado pero menor será la capacidad de corriente.

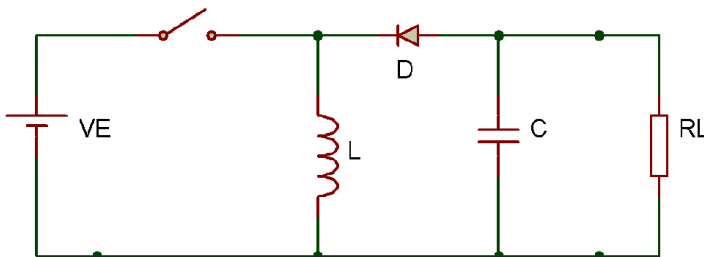


Si la llave se encontrara permanentemente abierta ( $dc=0\%$ ), la carga del capacitor sería igual a la de la fuente ( $V_s=V_E$ ). Existe un compromiso entre cantidad de carga almacenada en el capacitor y tensión alcanzada: con un capacitor pequeño se pueden lograr en la salida más tensión que en la entrada a costa de menor corriente. Con un rendimiento ideal del 100%, si  $V_s$  es 4 veces mayor que  $V_E$ ,  $I_s$  será 4 veces menor que  $I_E$ . En la práctica el rendimiento es del 98 o 99%.

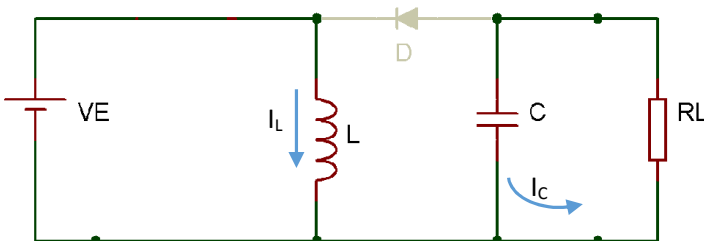
A este circuito también se le puede incorporar la muestra y la referencia para que actúen sobre la llave y mantener la tensión en un valor deseado.

### Fuente inversora.

Se denomina inversora porque la tensión de salida queda con polaridad invertida respecto a la tensión de entrada. La magnitud de la tensión de salida puede ser mayor o menor que la de entrada, según el *duty cycle*.

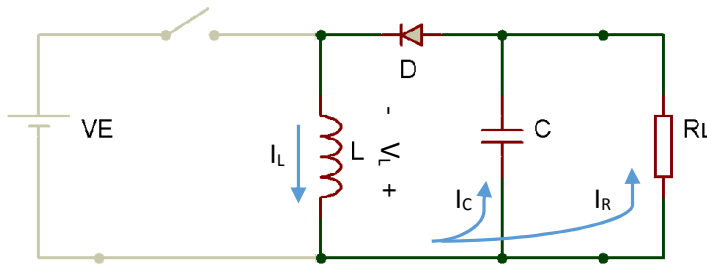


Con respecto a la elevadora, se intercambian las posiciones de S y L, y se invierte la orientación de D. Igual que antes, analizaremos qué ocurre en las dos posiciones posibles de la llave.



Con la llave cerrada, la inductancia queda conectada igual que antes a la fuente de entrada, y nuevamente será  $I_L = \frac{V_E}{L} \cdot t$ .

El diodo nuevamente separa las mallas de entrada y de salida. Podría pensarse que el diodo debería conducir, pero la tensión en el capacitor no es como se podría predecir. Nuevamente el circuito de salida permanece aislado y el capacitor le entrega corriente a la resistencia en el sentido indicado (como se verá ahora).



Cuando se abre la llave el circuito de entrada queda desconectado. La corriente que se almacenó en la inductancia tiende a seguir circulando en el mismo sentido. Por esto la capacitancia se carga **de abajo hacia arriba**. Ahora la inductancia funciona como una fuente de tensión y el

capacitor se carga asintóticamente al valor de la tensión de la inductancia.

Para un  $dc=100\%$  el circuito no funciona, pero para  $dc$  altos (90% por ejemplo), el valor de la tensión de salida puede ser mucho mayor que el de la tensión de entrada.

La forma de la curva será idéntica a la de la fuente elevadora solo que, en lugar de comenzar en  $V_E$ , lo hará en cero (ya que no se le suma  $V_E$ ). Además,  $V_s$  queda negativa respecto al terminal de masa.