



de carga eléctrica positiva. En ausencia de influencias externas el movimiento de ambos tipos de partículas será aleatorio a través de la estructura cristalina.

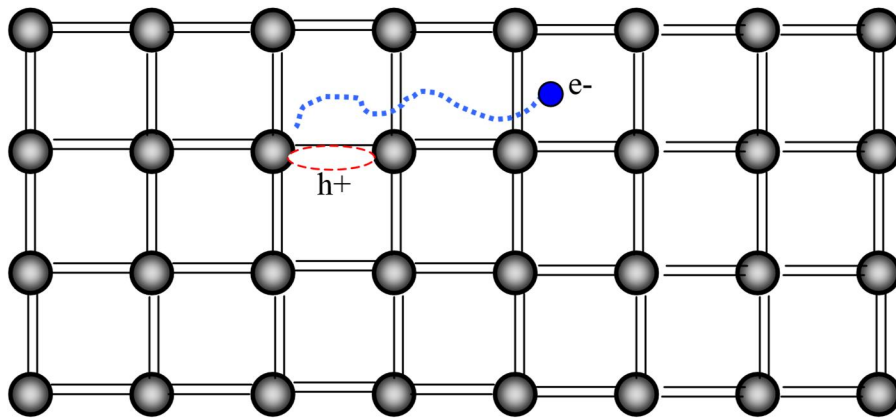


Figura 2: Movimiento de electrones y huecos en el semiconductor

Cuando un electrón libre y un hueco coinciden en un átomo, se produce la **recombinación**: el electrón libre vuelve al enlace, “desapareciendo” ambos portadores (electrón libre y hueco). La velocidad con que se generan pares electrón-hueco crece con la temperatura, pues a mayor energía media aumenta la probabilidad de que se rompa un enlace. Haciendo una aproximación lineal podemos escribir

$$\text{Generación térmica } G = K_G \cdot T \quad [\text{portadores}/(\text{cm}^3 \cdot \text{segundo})] \quad [1]$$

con  $K_G$  constante de proporcionalidad,  $T$  temperatura en  $^{\circ}\text{K}$

La velocidad de recombinación es a su vez proporcional a la concentración de electrones  $n_i$  y a la concentración de huecos  $p_i$ , pues a mayor concentración de uno u otro tipo aumenta la probabilidad de que se encuentren. El subíndice  $i$  hace referencia a que estamos analizando el silicio intrínseco.

$$\text{Recombinación } R = K_R \cdot n_i \cdot p_i \quad [\text{portadores}/(\text{cm}^3 \cdot \text{segundo})] \quad [2]$$

con  $K_R$  constante de proporcionalidad

A cierta temperatura, se producirán  $K_G \cdot T$  y desaparecerán  $K_R \cdot n_i \cdot p_i$  electrones y huecos por segundo. Las concentraciones  $n_i$  y  $p_i$  crecerán hasta que generación y recombinación se equilibren, es decir:

$$\text{En el equilibrio: } G = R \quad K_G \cdot T = K_R \cdot n_i \cdot p_i \quad [3]$$

A temperatura ambiente la concentración relativa de huecos y de electrones en el Silicio es del orden de  $10^{-12}$  ( $10^{-9}$  en el Germanio) y aproximadamente se duplica cada  $10^{\circ}\text{C}$ .

$$n_i = p_i \cong 10^{-12} \quad (\text{Si}) \quad [4]$$

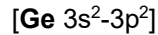
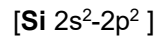
Así a temperatura ambiente el silicio intrínseco conduce débilmente, debido a estos portadores libres.

## Bandas de Energía

Algunos textos abordan el estudio de los semiconductores desde el enfoque de *Bandas de Energía*, aplicando conclusiones de la Física Cuántica. Brevemente repasaremos este concepto, pero intentaremos relacionarlo con la visualización más intuitiva que estamos realizando.

En un átomo suelto de un elemento del grupo IV los últimos niveles de energía se completan como  $s^2 p^2$ , esto significa el orbital  $s$  completo y el orbital  $p$  con 4 vacantes.

$$[C \ s^2-p^2]$$



[5]

A medida que dos o más átomos se aproximan sus electrones interactúan, y por el *Principio de Exclusión de Pauli* - que impide que dos electrones posean el mismo estado cuántico- estos niveles se desdoblan. En un cristal, por la proximidad de los átomos, se producen múltiples desdoblamientos de niveles que se transforman en bandas, y que resultan prácticamente continuas por la gran cantidad de niveles que las constituyen.

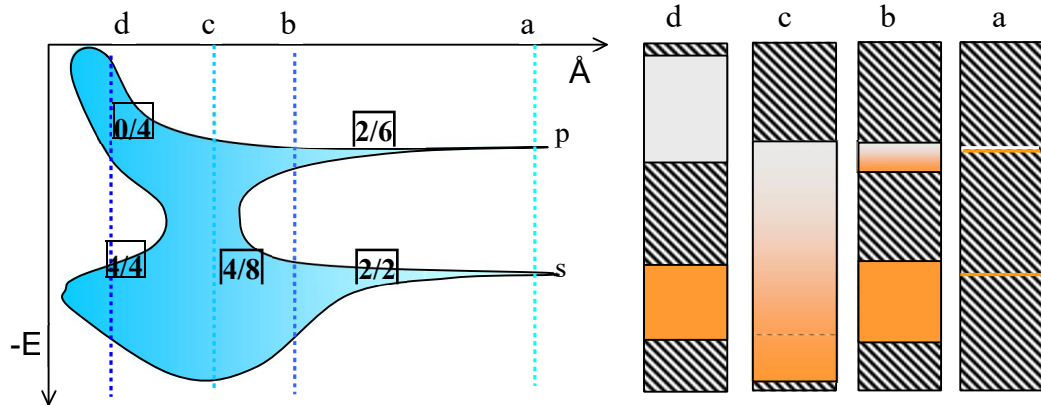


Figura 3: Desdoblamiento de los niveles de energía permitidos (izquierda), y “cortes” a distintas distancias interatómicas de formación del sólido (derecha). El color anaranjado ilustra el grado de ocupación de las bandas. El rayado indica bandas no permitidas

En la figura 3 se observa que según sea la distancia entre los átomos será el comportamiento del material. En **a** (átomo suelto) las distancias interatómicas son grandes y no hay interacción, los niveles no están desdoblados, los electrones del nivel s sólo pueden pasar al p si adquieren la energía correspondiente a la diferencia entre ambos niveles. Por ejemplo, absorbiendo un fotón de la longitud de onda exacta. En **b** hay desdoblamiento y aparecen bandas, la banda p está semi-poblada (2 de 6) y por tanto los electrones allí pueden moverse con cierta libertad entre niveles muy próximos de energía. En **c** el desdoblamiento provoca que se mezclen los niveles en una única banda semipoblada (4 de 8). La gran amplitud de la banda significa un muy amplio rango de energías absorbibles, que resulta en una gran movilidad de los electrones.

Aquí el material sería un buen conductor, con un comportamiento semejante al de un metal. Finalmente en **d**, a la distancia interatómica que corresponde a los cristales de los semiconductores, aparecen nuevamente dos bandas, cada una con 4 estados permitidos por átomo, pero la inferior completamente ocupada (4 de 4) y la superior completamente vacía (0 de 4).

**¿Cómo se relaciona movilidad con niveles de energía permitidos?** ¿Por qué una banda continua de energía, no completa, permite movilidad por la red cristalina, y una banda completa no?

Suponga que describimos de manera clásica la Energía Total  $E_T$  de un electrón como la suma de una Energía Cinética  $E_C$ , relacionada con la velocidad, más una Energía Potencial  $E_P$ , esta última relacionada con la distancia al núcleo del átomo. La energía potencial  $E_P$  es máxima a “medio camino” entre dos átomos vecinos, y es también la energía total  $E_T$  que como mínimo deberá tener un electrón para transitar de un átomo a otro. Un electrón con mucha energía  $E_T$ , al alejarse del núcleo (aumenta  $E_P$ ) pierde velocidad (disminuye  $E_C$ ), pero alcanza a escapar y entrar en la órbita del átomo vecino. Este proceso puede repetirse permitiendo un desplazamiento por la estructura cristalina. Un electrón con  $E_T$  insuficiente perderá toda su  $E_C$  antes de escapar. En una banda continua de niveles de energía permitidos (posición **c** del diagrama anterior), este electrón puede absorber fotones de cualquier frecuencia, incrementando gradualmente su  $E_T$  hasta que pueda entrar en la zona de influencia de un átomo vecino. En una banda completamente ocupada como la banda de valencia de un semiconductor a 0°K (posición **d**) no es posible que un electrón adquiera energía gradualmente, puesto que todos los niveles de energía permitidos dentro de esa banda están ocupados.

Es importante relacionar estos diagramas de energía con el proceso físico de generación y recombinación de electrones y huecos. El diagrama **d** corresponde al semiconductor a 0°K. La distancia entre bandas se denomina *banda prohibida*, y es el valor mínimo de energía que debe adquirir un electrón atrapado en el enlace covalente para liberarse. Una vez liberado el

electrón será un portador de carga. La banda inferior se denomina *Banda de Valencia* y la superior *Banda de Conducción*. La banda prohibida es de 5,5 eV (electrón-voltios) para el Carbono, 1,1 eV para el Silicio y 0,7 eV para el Germanio.

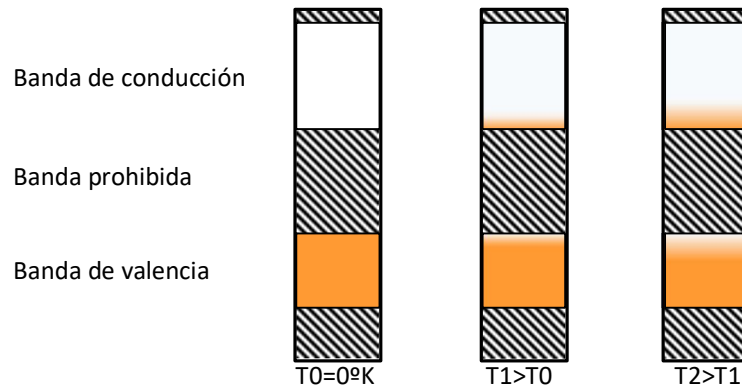


Figura 3bis: Grado de ocupación de las bandas en función de la temperatura.

### El semiconductor tipo N

Hasta aquí hemos descrito el comportamiento de semiconductores puros o intrínsecos. Para que el Silicio tenga utilidad en electrónica se lo debe *dopar* con *impurezas* de átomos de grupos adyacentes en la tabla periódica, es decir del grupo III o V.

Suponga que en la estructura cristalina se reemplaza un átomo de Silicio por un átomo del grupo V, por ejemplo Arsénico. El átomo **dador** forma 4 enlaces covalentes con los átomos de Silicio adyacentes. El electrón sobrante queda ligado muy débilmente y es fácilmente liberado con muy poca energía. Dada una concentración relativa de *impurezas* de  $10^{-6}$ , es decir 1 átomo de As por cada 1.000.000 de átomos de Si, a temperatura ambiente prácticamente todos los electrones sobrantes estarán libres y los átomos dadores estarán ionizados (+). El cristal es macroscópicamente neutro.

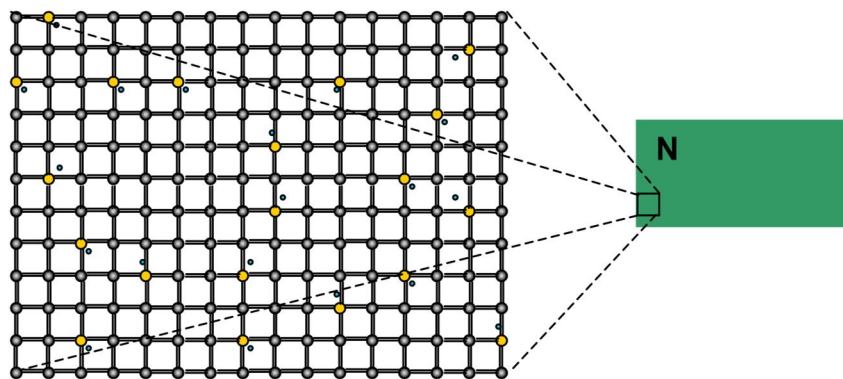


Figura 4: El agregado de átomos dadores (en amarillo) aporta electrones (en celeste) que serán portadores negativos libres a temperatura ambiente, formando así un semiconductor tipo N. Los átomos dadores estarán ionizados (+), y el cristal es macroscópicamente neutro.

La mayor concentración de electrones libres implica una mayor probabilidad de recombinación, por lo que la concentración de huecos bajará hasta reestablecer el equilibrio dinámico generación-recombinación. De acuerdo a la [4], para el Silicio.

$$K_G.T/ K_R = n.p = n_i.p_i = 10^{-24} \text{ si } n = 10^{-6} \text{ será } p = 10^{-18} \quad [6]$$

Es decir, los electrones son aquí **portadores mayoritarios**, mientras que los huecos son **portadores minoritarios**, en mucha menor concentración que en el material intrínseco a igual temperatura. Este material conduce más que el silicio intrínseco. y se denomina **Silicio tipo N** (de portadores mayoritarios negativos).

### El semiconductor tipo P

Reemplazando átomos de Silicio por átomos del grupo III, por ejemplo, Indio, el átomo **aceptor** forma 3 enlaces covalentes, quedando un enlace incompleto (hueco) que se propagará entre átomos adyacentes. Los átomos aceptores quedarán ionizados (-) pero el cristal es macroscópicamente neutro.

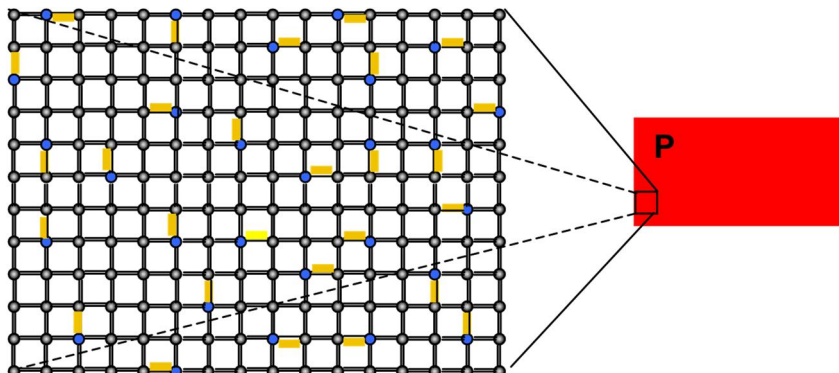


Figura 5: El agregado de átomos aceptores (en celeste) aporta huecos (en amarillo) que serán portadores positivos libres a temperatura ambiente, formando así un semiconductor tipo P. Los átomos aceptores estarán ionizados (-), y el cristal es macroscópicamente neutro.

Ahora la mayor concentración de huecos implica una mayor probabilidad de recombinación, por lo que la concentración de electrones libres bajará hasta reestablecer el equilibrio dinámico generación-recombinación. Los huecos son aquí portadores mayoritarios, mientras que los electrones son portadores minoritarios, en mucha menor concentración que en el material intrínseco a igual temperatura. Este material conduce más que el silicio intrínseco y se denomina **Silicio tipo P** (de portadores mayoritarios positivos).

¿Cómo sería la concentración de electrones libres en este caso?

## Juntura diódica

¿Qué sucede si una región N y una P son “puestas en contacto”? A la superficie límite se la denomina **unión** o **juntura P-N**. También se le suele llamar región de agotamiento, de deplexión, de carga espacial o de transición.

En realidad, no es la unión de dos cristales, porque debe haber una continuidad de la estructura cristalina. La juntura se logra con un mismo cristal impurificado por etapas con átomos aceptores y dadores de modo que queda con una región P y una N.

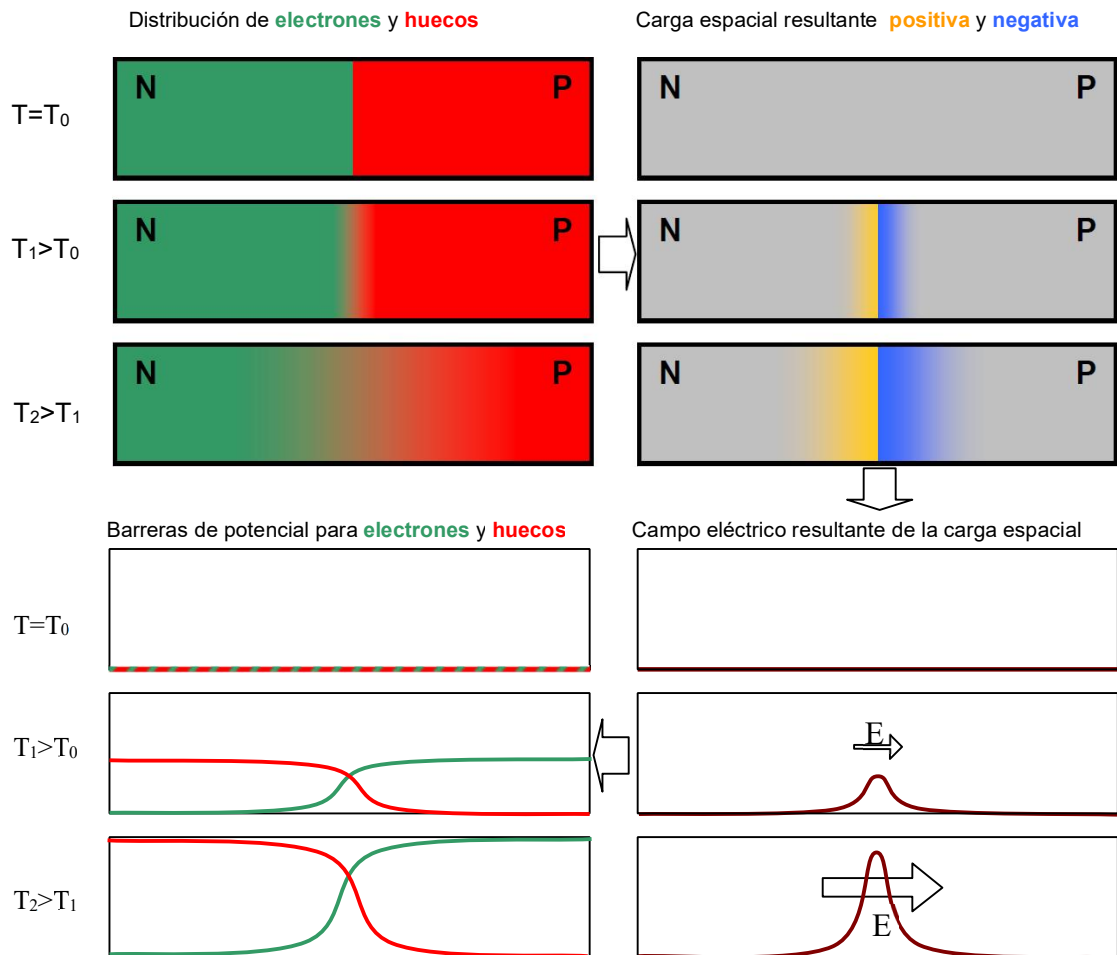


Figura 6: Formación de la barrera de potencial en la juntura P-N

Suponiendo un instante  $T_0$  de la formación de dicha unión, los portadores libres –huecos y electrones– se comportarán como si fueran dos gases distintos separados por un tabique y levantáramos dicho tabique. Se producirá la difusión hacia ambos lados. En gases eléctricamente neutros la difusión continuaría hasta igualar las concentraciones. Pero aquí los “gases” de electrones y huecos tienen carga eléctrica: ¿qué ocurrirá?

Los electrones de la región N próxima a la unión se **difunden** a la región P, dejando en la región N átomos dadores ionizados (+) (en amarillo), y contribuyendo en la región P con una carga (-). Además existe muy alta probabilidad de que estos electrones que han pasado a la zona P se recombinen por la alta concentración de huecos en dicha zona.

Los huecos de la región P próxima a la unión se **difunden** a la región N, dejando en la región P átomos aceptores ionizados (-) (en azul), y contribuyendo en la región N con una carga (+). Existe también muy alta probabilidad de que estos huecos se recombinen por la alta concentración de electrones de la zona N.

Es decir en la vecindad del límite desaparecerán los portadores libres y crecerá la zona de cargas iónicas inmóviles, llamada **zona de deplexión**.

A medida que se produce esta difusión-recombinación, va creciendo la concentración masiva de de cargas de igual signo (-) y (+) a cada lado de la unión, y por ello un campo eléctrico.

La concentración de portadores alcanza un **equilibrio dinámico** cuando la fuerza del campo eléctrico equilibra a la difusión. El campo eléctrico produce así una **barrera de potencial** presente en toda la zona de transición o zona de deplexión, en la vecindad a ambos lados de la unión.

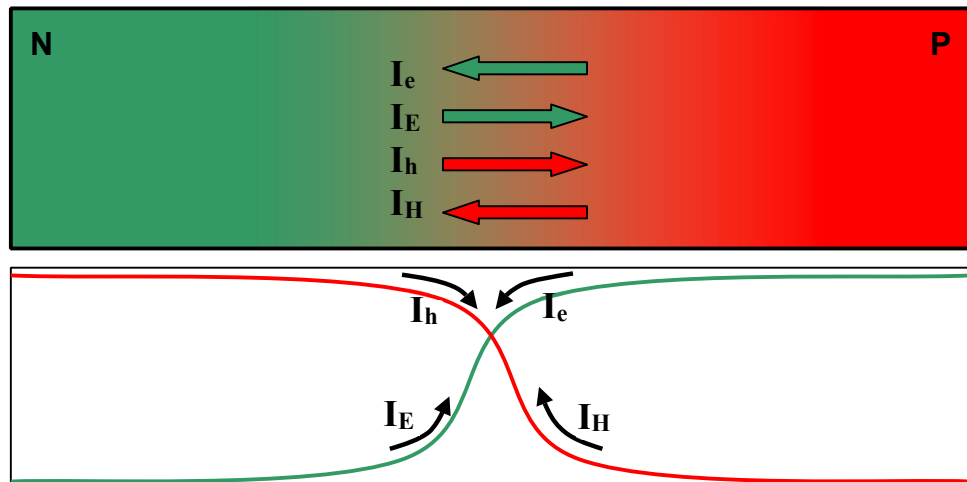


Figura 7: Corrientes físicas (sentido de los portadores) en la juntura P-N en equilibrio. Abajo se grafican las barreras de potencial para electrones (en verde) y para huecos (en rojo)

En esta unión habrá aún paso de electrones y huecos hacia ambos lados:

- 1) **Electrones minoritarios** de la zona P, generados térmicamente en la vecindad o dentro de la zona de deplexión, son impulsados hacia la zona N, donde transitarán libremente. A nivel macroscópico forman una corriente  $I_e$
- 2) **Electrones mayoritarios** de la zona N con suficiente energía para remontar el campo eléctrico adverso y llegar a la zona P, se recombinarán con los huecos que hay en la región P más allá de la desértica zona de deplexión. A nivel macroscópico forman una corriente  $I_E$
- 3) **Huecos minoritarios** de la zona N, generados térmicamente en la vecindad o dentro de la zona de deplexión son atraídos hacia la zona P, donde transitarán libremente. A nivel macroscópico forman una corriente  $I_h$
- 4) **Huecos mayoritarios** de la zona P con suficiente energía para remontar el campo eléctrico adverso y llegar a la zona N, se recombinarán los electrones mayoritarios que hay en la región N más allá de la zona de deplexión. A nivel macroscópico constituyen una corriente  $I_H$

Observamos que tanto  $I_e$  como  $I_h$  son corrientes de portadores minoritarios generados térmicamente. Como son portadores de cargas opuestas y que se desplazan en sentidos opuestos, los efectos **se suman**, provocando una corriente llamada **corriente de saturación** (inversa), muy dependiente de la temperatura, y que en sentido convencional circula de la zona N a la zona P. Es decir, en el mismo sentido que la corriente  $I_h$ .

$$I_e + I_h = I_s \quad [7]$$

Por otra parte tanto  $I_E$  como  $I_H$  son corrientes de portadores mayoritarios que superan la barrera de potencial y se difunden a la otra zona opuesta donde por ser minoritarios se recombinan rápidamente. Ambas corrientes constituyen la llamada **corriente de recombinación** (directa) con sentido convencional de la zona P a la zona N. Es decir, en el mismo sentido que la corriente  $I_H$ .

$$I_E + I_H = I_R \quad [8]$$

En ausencia de estímulo externo existirá un equilibrio dinámico de ambas corrientes, pues si fuera  $I_s > I_R$  la zona de deplexión y la barrera de potencial se reducirían, aumentando así la  $I_R$ , y lo contrario si  $I_s < I_R$ . Es decir, la corriente directa de recombinación en ausencia de estímulo externo – que denominaremos  $I_{R0}$  – se mantiene igual a la corriente de saturación inversa y de sentido contrario:

$$|I_{R0}| = |I_s| \quad [9]$$

y la corriente resultante será

$$I = |I_{R0}| - |I_s| = 0 \quad [10]$$

### c - El Diodo. Rectificadores monofásicos

Si a la juntura P-N se le conectan electrodos en cada región, se obtiene un dispositivo llamado **diodo PN**. Al terminal P o positivo se lo denomina **Ánodo (A)**, y al negativo **Cátodo (K)**.

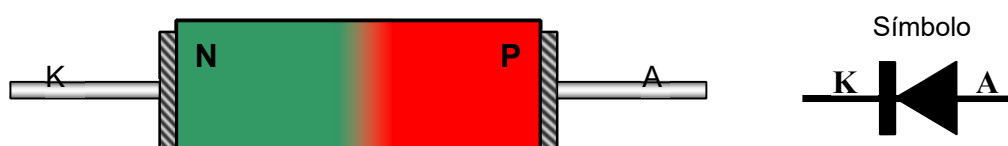


Figura 8: Esquema físico y símbolo eléctrico del diodo semiconductor

¿Qué pasa si a través de estos electrodos se somete al diodo a un voltaje externo, en uno u otro sentido?

### El diodo con polarización directa

Si se aplica un voltaje  $V$  positivo entre ánodo y cátodo, se contrarresta el campo eléctrico adverso de la zona de deplexión, disminuye la barrera de potencial y se permite que la difusión de ambos tipos de portadores continúe. En la gráfica se ilustra el fenómeno para los electrones de la región N, que pueden continuar difundiéndose hacia la zona P aumentando así la corriente  $I_E$ , mientras que la  $I_e$  se mantiene aproximadamente igual. Para los huecos la gráfica sería similar, con un incremento de  $I_H$ ).



Figura 9: El diodo con polarización directa (ilustrado para los electrones)

Al mismo tiempo en el cátodo se inyectan electrones y en el ánodo se extraen (se inyectan huecos). Así se establece una corriente importante, denominada corriente directa.

Debido a la forma exponencial de la distribución de energía de los portadores,  **$I_R$  crece exponencialmente con el voltaje aplicado**. A esta forma de excitar al diodo se la llama **polarizar en directo**.

### El diodo con polarización inversa

Si en cambio se aplica voltaje negativo entre ánodo y cátodo, esto es **polarizar en inverso** al diodo, se aumenta el campo eléctrico adverso, aumenta la barrera de potencial y se ensancha la zona de deplexión. Se tendrá prácticamente sólo la corriente debida a portadores minoritarios, es decir la corriente de saturación inversa  $I_s = I_e + I_h$ .

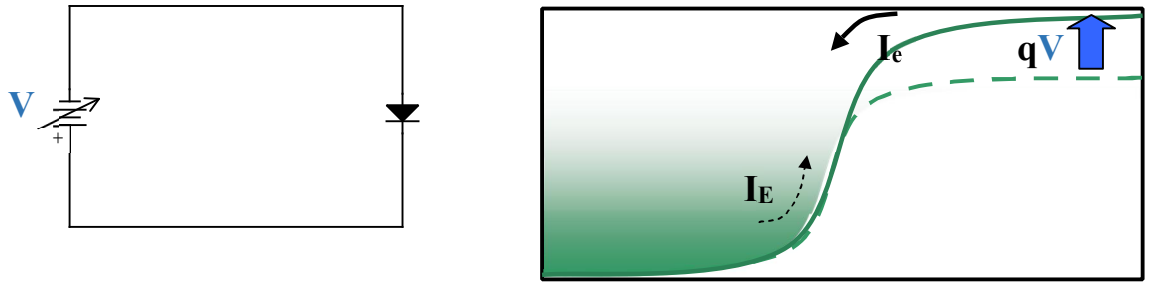


Figura 10: El diodo con polarización inversa (ilustrado para los electrones)  
También ahora, debido a la forma exponencial de la distribución de energía de los portadores,  **$I_R$  decrece exponencialmente con el voltaje aplicado en sentido inverso.**

Es decir el voltaje sólo aumenta o disminuye la barrera de potencial, y con ello aumenta o disminuye exponencialmente el valor de  $I_R$ . Un análisis considerando la influencia de la temperatura conduce a la siguiente ecuación:

$$I_R = I_{R0} \cdot e^{q \cdot V / K \cdot T} \quad [11]$$

con  $q$  carga del electrón,  $V$  voltaje aplicado,  $K$  cte de Boltzmann,  $T$  temperatura absoluta, siendo  $I_{R0}$  el valor de  $I_R$  sin voltaje aplicado.

La corriente total del diodo es entonces:

$$I = I_R - I_S = I_{R0} \cdot e^{q \cdot V / K \cdot T} - I_S = I_S \cdot (e^{q \cdot V / K \cdot T} - 1) \quad [12]$$

Donde se ha reemplazado  $I_{R0}$  por  $I_S$  pues numéricamente son iguales (según ec. [9])

La ecuación [12] nos permite describir el funcionamiento del diodo.

La siguiente gráfica ha sido obtenida utilizando Matlab aplicando la ecuación [12] con

$I_S = 10^{-8}$ y $2 \cdot 10^{-8} [A]$	corriente inversa de saturación, que se duplica cada $10^\circ C$
$q = 1.602 \cdot 10^{-19} [C]$	carga elemental
$K = 1.38 \cdot 10^{-23} [J/^{\circ}K]$	constante de Boltzmann
$T = 300$ y $310 [^{\circ}K]$	temperatura ambiente

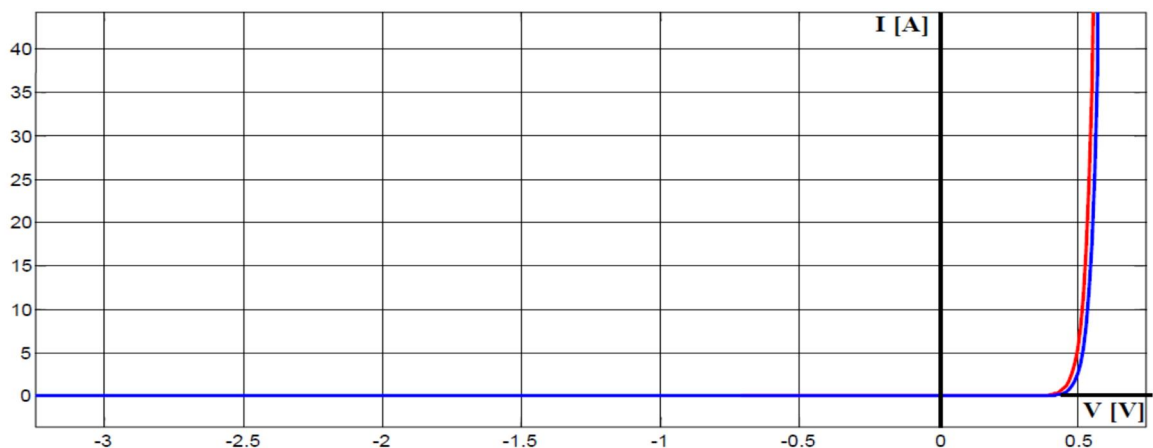


Figura 11: Corriente del diodo en función de la tensión aplicada, con  $T=300^{\circ}K$  (azul) y  $T=310^{\circ}K$  (rojo)

### Modelos para el análisis de circuitos con diodos

Se observa que el diodo **polarizado en inverso** prácticamente **bloquea** la corriente, es decir se comporta como un **interruptor abierto**, mientras que **polarizado en directo conduce** cuando se supera un valor de tensión del orden de 0,5 a 0,6 volts. A este voltaje se lo

denomina **tensión umbral** o **tensión de arranque** del diodo ( $V_{ON}$ ) y es de unos 0,5 a 0,7 volts en el Silicio, y de unos 0,2 volts en el Germanio. Es un dato a tener en cuenta en el análisis y diseño de circuitos.

Cuando un diodo se utiliza en circuitos en los que los voltajes son de unos 10 volts o más, puede simplificarse el cálculo despreciando la caída de tensión de 0,6 volts que se produce entre ánodo y cátodo del diodo en directo, es decir considerando que en directo se comporta como una llave cerrada. Este es el modelo más simple del diodo, que llamaremos primera aproximación, que se observa en la figura 12(a).

En (b) se ilustra la segunda aproximación, considerando la caída de tensión en directo. En (c) se considera además la resistencia óhmica del diodo en directo (tercera aproximación).

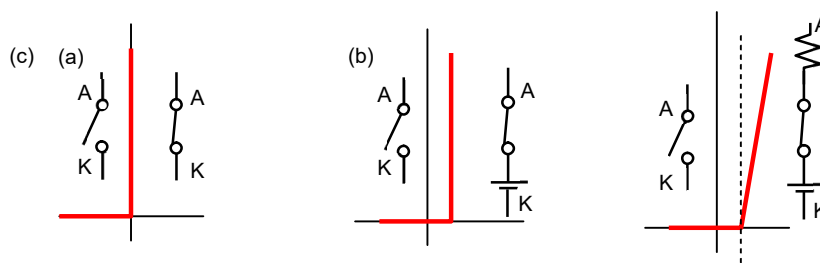


Figura 12: Modelos aproximados del diodo. (a) Primera aproximación, (b) Segunda aproximación (considerando  $V_{ON}$ ), (c) Tercera aproximación (considerando  $V_{ON}$  y  $R_{ON}$ )

## Tensión de ruptura. Efecto Zener y efecto avalancha

Volviendo al diodo con polarización inversa, si el voltaje aplicado se aumenta lo suficiente puede aparecer uno de los siguientes fenómenos:

- 1) **Efecto Avalancha:** Los portadores minoritarios que “caen” por la barrera de potencial, es decir que son acelerados a través de la zona de deplexión, alcanzan a adquirir gran cantidad de energía cinética, de manera que al impactar eventualmente en átomos de la red cristalina de dicha zona rompen enlaces covalentes, generando a su vez nuevos portadores. Si el factor de multiplicación es mayor que 1, se desencadena un efecto avalancha. Este efecto se da en junturas normales recién a partir de voltajes mayores a 6 volts, y con adecuados perfiles de impurificación de la juntura puede diseñarse diodos con tensiones de ruptura por efecto avalancha del orden de decenas o cientos de volts. La tensión de ruptura por efecto avalancha crece con la temperatura: una mayor agitación térmica de la estructura cristalina disminuye el recorrido medio entre colisiones de los portadores, dificultando que se aceleren y adquieran suficiente energía cinética para romper enlaces.
- 2) **Efecto Zener:** En junturas fuertemente dopadas, la zona de carga espacial es más densa, es decir la zona de deplexión es más estrecha, y por ello el campo eléctrico es más intenso. Esto provoca que al aplicar una tensión inversa el campo eléctrico se haga suficientemente intenso como para romper los enlaces covalentes, creando abruptamente una gran cantidad de pares electrón-hueco. Es decir, los electrones son arrancados directamente de sus enlaces, aquí no hay efecto avalancha.

Desde el enfoque cuántico, se trata de un caso particular del efecto túnel. La ruptura por efecto zener se da a voltajes muy bajos, entre 4 y 6 volts. El voltaje al cual ocurre el efecto disminuye ligeramente con la temperatura, pues los enlaces están más “flojos” por la agitación térmica. El máximo potencial de polarización en inversa que se puede aplicar antes de entrar en la región Zener se llama voltaje inverso pico  $PIV$

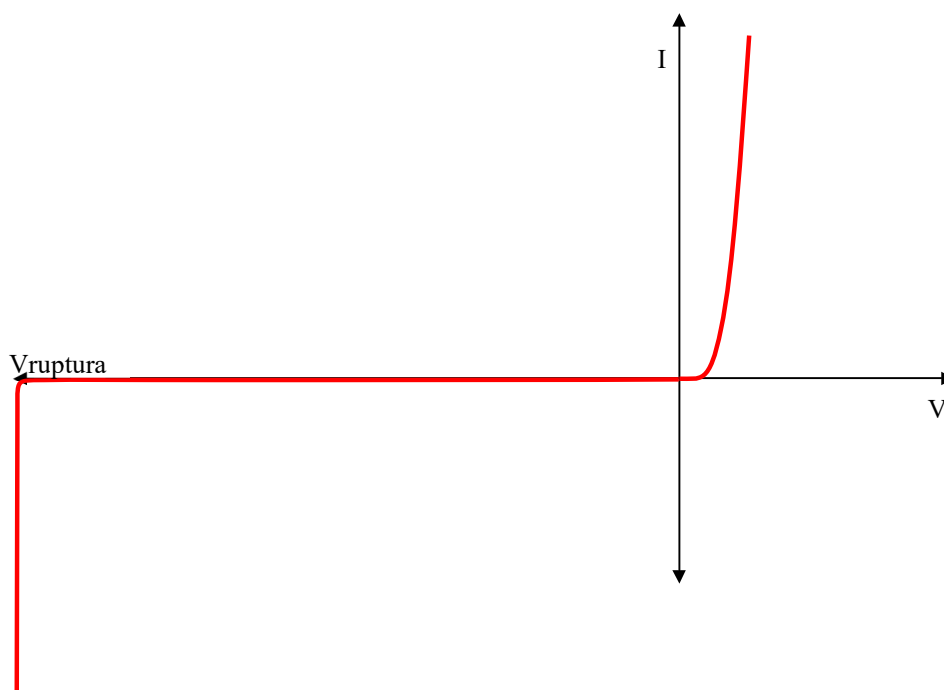


Figura 13: Curva del diodo considerando la ruptura por efecto zener o por efecto avalancha

Los diodos comunes no están preparados para trabajar en la zona de ruptura. En éstos la ruptura provoca la destrucción del dispositivo. Comercialmente los diodos presentan tensiones de ruptura desde decenas hasta miles de volts.

Hay diodos especiales denominados genéricamente **diodos Zener**, o **diodos de avalancha**, diseñados para trabajar en la zona de ruptura. Se los utiliza como referencias de tensión, limitadores (protecciones) etc. Se los consigue comercialmente en valores estándar desde 2.0 volts hasta cientos de volts, damos algunos: 2,0 – 2,2 – 2,4 – 2,7 – 3,0 – 3,3 – 3,6 – 3,9 – 4,3 – 4,7 – 5,1 – 5,6 –.... 27 – 30 – 33 ... 200.

## Resumen

El silicio puro en estado cristalino es un conductor muy pobre a temperatura ambiente, aunque la conductividad aumenta con la temperatura por generación térmica de portadores (electrones y huecos). Mediante silicio dopado con elementos del grupo III y V se obtienen semiconductores tipo P y N, en los que prevalece la conducción por huecos o electrones respectivamente.

La unión monocristalina de una zona P y una zona N da lugar a una difusión cruzada de portadores mayoritarios y a la aparición de una barrera de potencial para huecos y electrones.

Agregando electrodos a esta juntura P-N se obtiene el diodo semiconductor, que conduce de manera distinta cuando se lo polariza en directo o en inverso.

El comportamiento del diodo se puede describir mediante modelos con distintos grados de aproximación. Existe un fenómeno de ruptura en un diodo polarizado en inverso, por efecto Zener o por efecto avalancha. Los diodos comunes se destruyen en la ruptura, otros están preparados para trabajar en esa zona.

## Rectificadores monofásicos

Una de las aplicaciones más comunes e importantes de un diodo es la de rectificador. Los rectificadores son circuitos que permiten transformar voltajes alternos (que alternan de positivo a negativo) en voltajes siempre positivos o siempre negativos. Con el agregado de filtros capacitivos (y a veces inductivo – capacitivos) es posible obtener tensiones prácticamente continuas. Esto es importante debido a que los transformadores y la red eléctrica funcionan con corriente alterna, pero la mayoría de los dispositivos electrónicos funcionan con corriente continua.

Vamos a estudiar los denominados rectificadores monofásicos, aunque existen también rectificadores para tres o más fases. En particular ejemplificaremos circuitos que rectifican la

alterna proveniente de transformadores conectados a la red de distribución eléctrica, de 50 Hz y 12 volts eficaces de salida (aproximadamente 17 volts de valor pico).

### Rectificador de media onda

Consiste en un diodo en serie con la carga. Aquí la resistencia  $R_L$  representa la carga, es decir el equipo al que hay que entregarle la energía de la fuente. Puede ser una batería que hay que recargar, un motor de corriente continua, un equipo de audio etc. Según el sentido en que se coloque el diodo, se dejarán pasar los hemisiclos positivos o negativos.

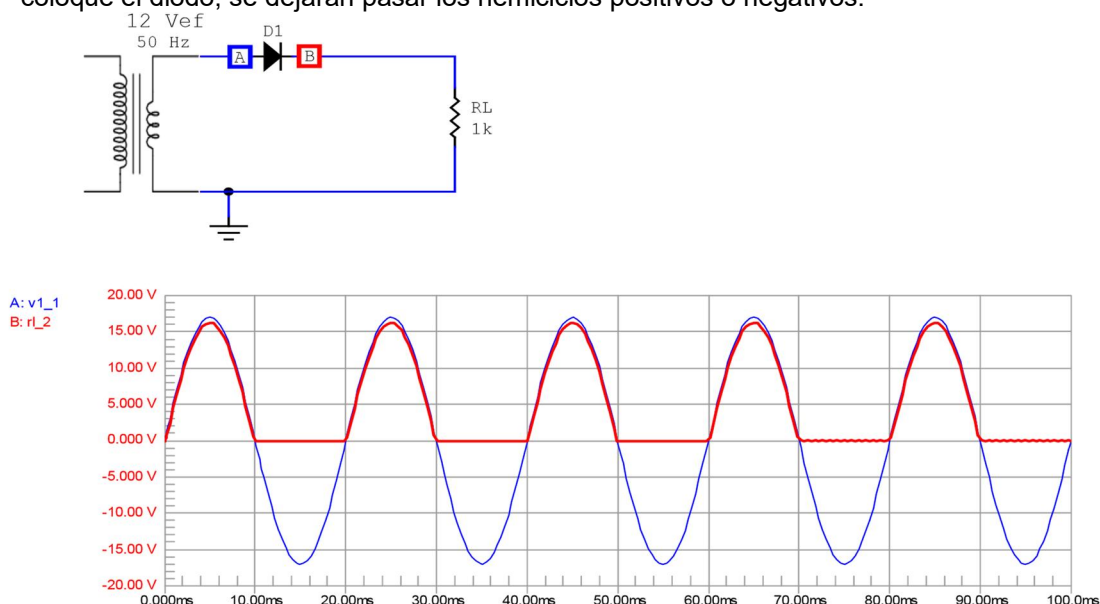


Figura 14: Rectificador de media onda

Se puede apreciar en la figura 14 que los hemisiclos positivos de salida son ligeramente más bajos que los de entrada, debido a la caída de aproximadamente 0,6 volts que se produce en el diodo en directo.

Esta salida tiene un valor medio de  $V_{pico}/\pi$ , es decir en este caso unos 5,5 volts. Además, tiene una fuerte componente alterna, por lo que no se puede utilizar para alimentar equipos electrónicos que requieren tensión continua. Para aproximarse a una tensión continua se le agregan filtros, comúnmente capacitivos, y en algunos casos L-C.

### Agregado de capacitor

Mediante un capacitor en paralelo con la carga, de valor adecuado, es posible disminuir la componente de alterna de la salida. Al mismo tiempo el valor medio se acerca al valor pico. Se observa que en el primer hemisiclo positivo de alterna el capacitor se carga hasta el valor pico (menos la caída del diodo), y luego se descarga a través de R mientras el diodo permanece bloqueado. Recién cuando la tensión de entrada supera la de salida (más la caída en el diodo), el capacitor vuelve a cargarse.

Ocurre lo siguiente: al disminuir la tensión, el capacitor queda con la tensión máxima. Es decir que el diodo no conduce a pesar de que haya tensión positiva de entrada porque esta es menor a la del capacitor. La tensión está en inverso. Luego, la tensión del capacitor disminuye a medida que este se descarga por la carga hasta que vuelve a cargarse cuando la tensión de entrada supera la tensión del capacitor.

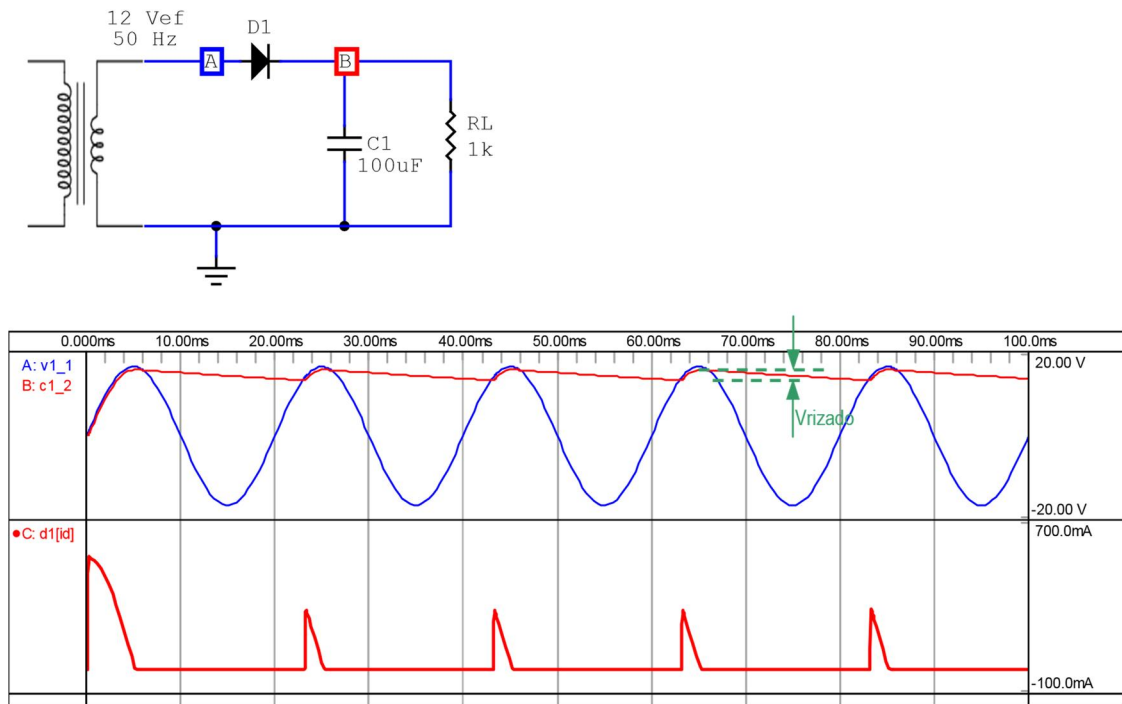


Figura 15: Rectificador de media onda con capacitor de filtrado. Voltajes de entrada y salida (arriba) y corriente en el diodo (abajo)

La descarga del capacitor ocurre con una constante de tiempo

$$\tau = R_L C \quad [13]$$

A valor pico a pico de la tensión de salida se lo denomina **rizado** o **ripple**.

Para una cierta demanda de corriente (dada por  $R_L$ ), con capacitores más grandes se obtienen tensiones de salida con menor **ripple**.

Obsérvese que la recuperación de la carga se produce durante un lapso muy breve, lo que da lugar a picos de corriente para recargar el capacitor. Observando la Ec [13] vemos que con capacitores más pequeños, la velocidad de descarga es mayor, por lo que se comienza antes a recuperar la carga y los picos de corriente son menores. Mientras mayor sea la capacidad en paralelo, más angostos y altos serán estos picos. Esto es así porque el área total bajo la curva de la corriente del diodo y de la carga deben ser iguales (la carga suministrada por el diodo es igual a la carga consumida por la resistencia). Por el contrario, la corriente en la resistencia de carga, siguiendo la Ley de Ohm, tiene la misma forma que la tensión de salida. Es decir, posee poca fluctuación.

Compare los valores pico de la corriente de la figura 15 (unos 300 mA) con los de la figura 14 ( $17/1\text{kohm}=17\text{mA}$ ), es decir con el agregado de este capacitor **la corriente pico es prácticamente 20 veces más grande**. El diodo a utilizar debe estar preparado para soportar la **corriente pico repetitiva** que le exige la aplicación.

Obsérvese además que el pico de corriente del primer ciclo es aún más alto y largo, y se debe a que inicialmente el capacitor está totalmente descargado. El diodo a utilizar debe soportar esta **corriente pico no repetitiva**.

### Rectificador de onda completa tipo puente

El propósito del rectificador de onda completa es aprovechar los dos hemisiclos de la alterna de entrada. La recuperación de la corriente ocurre dos veces por periodo.

El **tipo puente** consiste en 4 diodos en configuración puente. De acuerdo al esquema de la figura 16, La carga  $R_L$  se conecta entre las dos ramas del puente, con el terminal positivo a los cátodos de D1 y D4, y el negativo a los ánodos de D2 y D3. En el hemisiclo positivo conducen D1 y D3, mientras que en el negativo conducen D2 y D4. La corriente en la carga  $R_L$

circula siempre en el mismo sentido. Ahora la diferencia de potencial entre la tensión de la fuente y la que recibe la resistencia es 1,2V ( $0,6V \cdot 2$ ).

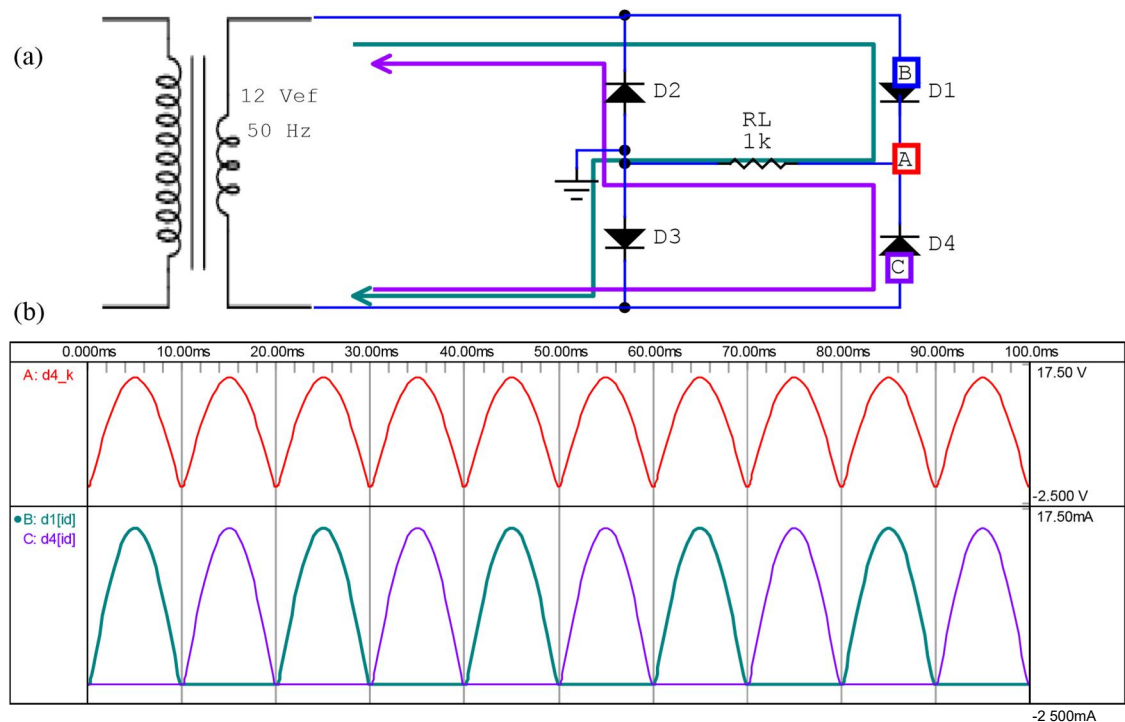


Figura 16: (a) Esquema de rectificador de onda completa tipo puente. (b) voltaje de salida (punto A) y corriente en los diodos D1-D3 (verde) y D2-D4 (violeta)

Al agregar un capacitor del mismo valor que en el circuito anterior, el *ripple* es menor, aproximadamente la mitad. **Además, las corrientes en los diodos son menores que en el de media onda de la figura 15.** Como la recuperación de la corriente ocurre dos veces por periodo, existen dos picos de corriente por periodo por lo que el tamaño del pico es la mitad. Esto es una ventaja.

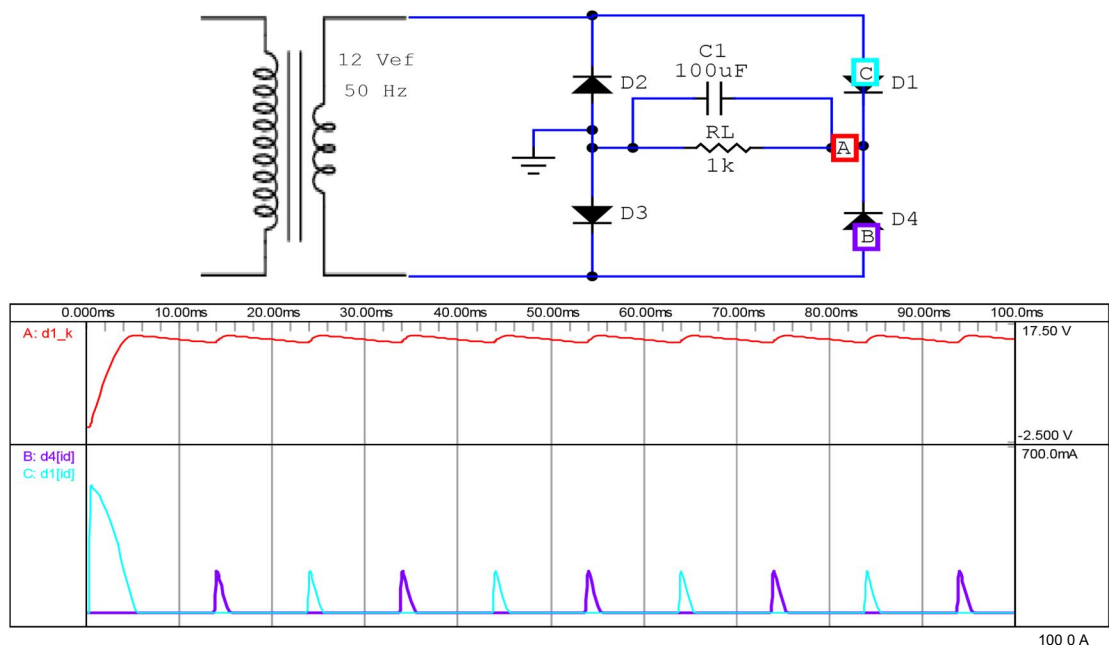


Figura 17: Rectificador de onda completa tipo puente con capacitor.

### Rectificador de onda completa con transformador de punto medio

En este caso se utiliza un transformador cuyo secundario tiene una derivación central o “punto medio”. El transformador debe ser del doble de tensión total. Se puede interpretar como dos transformadores de los utilizados en el circuito puente, conectados en serie.

De acuerdo al esquema de la figura 18, La carga  $R_L$  se conecta con el terminal positivo a los cátodos de D1 y D2, y el negativo al punto medio. En el hemisiclo positivo conduce D1 y en el negativo conduce D2. La corriente en la carga  $R_L$  circula siempre en el mismo sentido. Se muestran dos formas equivalentes de esquematizarlo, la de la derecha es más usual.

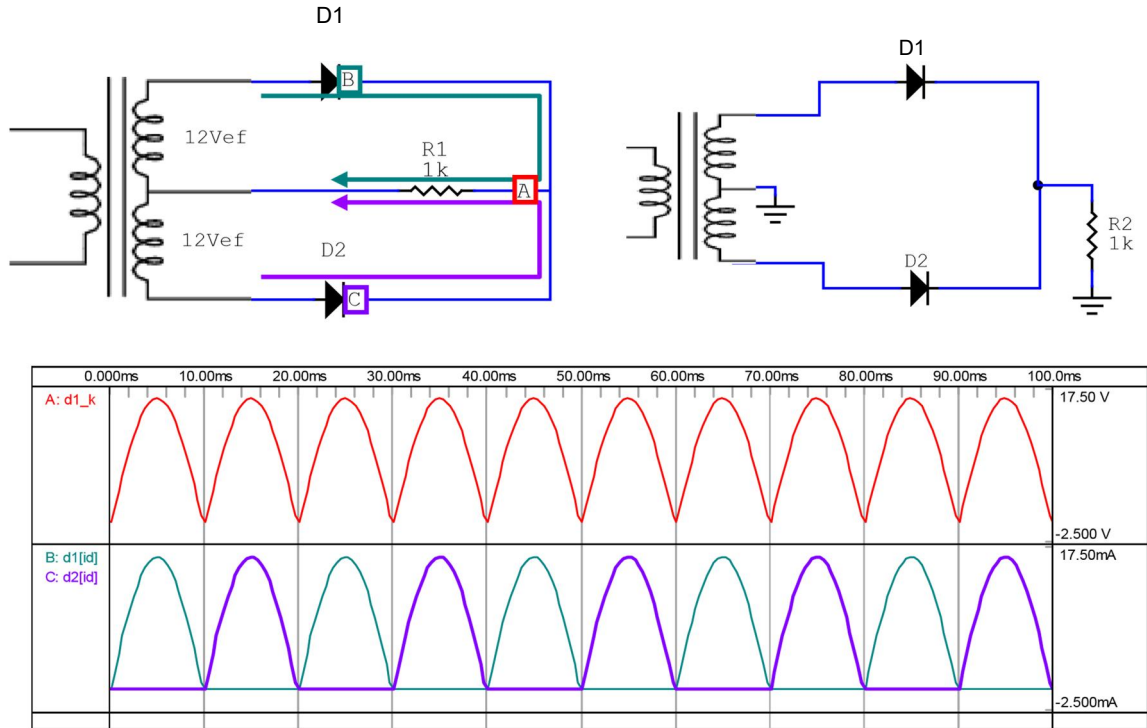


Figura 18: (a) Esquema de rectificador de onda completa con transformador de punto medio. (b) voltaje de salida (punto A) y corriente en los diodos D1 (verde) y D2 (violeta)

Con el agregado del capacitor el comportamiento es prácticamente el mismo que en el tipo puente. La diferencia es que la caída es de 0,6V, en lugar de 1,2V.

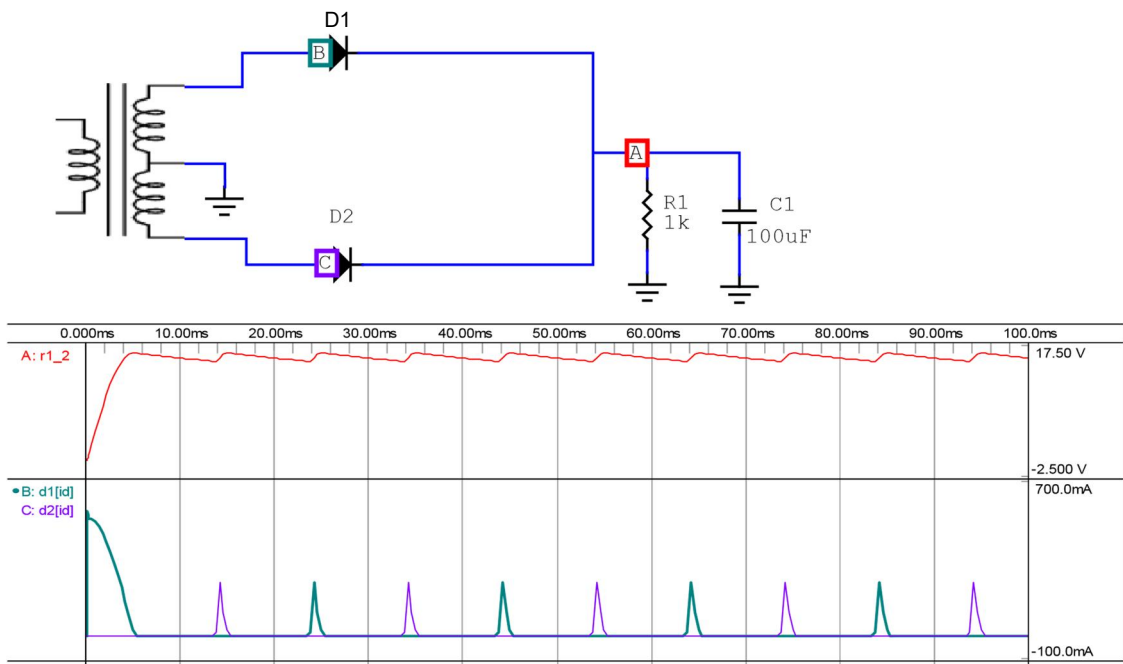


Figura 17: Rectificador de onda completa tipo puente con capacitor.

Este esquema es más simple que el anterior (requiere dos diodos en vez de cuatro) pero necesita un transformador con un secundario con punto medio. Al estar dividido en dos secundarios que trabajan en forma alternada, se calienta menos que si trabajara todo el tiempo por lo que puede construirse con una sección menor, pero el secundario debe ser del doble de tensión que en el transformador para el rectificador tipo puente.

En el transformador del ejemplo de la figura 17 hay 34V pico entre los extremos (17V en cada mitad). Al restar la caída del diodo quedan 33,4V. Es decir, que durante el hem ciclo positivo el diodo inferior soporta 33,4V en inverso. El doble de lo que soporta en el circuito puente. Esto es un problema.

## Consideraciones prácticas

### Elección de un tipo de rectificador

El rectificador de media onda prácticamente no se utiliza para construir fuentes de alimentación de continua, dado que para obtener una respuesta similar a la de uno de onda completa debería duplicarse el valor de la capacidad, y el capacitor suele ser más caro que el diodo, el cual además debería soportar una corriente pico muy alta.

Dado que el comportamiento del tipo puente y del tipo transformador con punto medio son similares, cabe preguntarse cuál tipo conviene más desde el punto de vista económico.

Los transformadores son semejantes en costo, el disponer de una derivación no encarece especialmente el transformador. En el tipo punto medio la tensión de salida debe ser el doble, pero dado que sus secundarios entregan corriente alternativamente en los hem ciclos (mientras que en el tipo puente el secundario lo hace en ambos hem ciclos), la corriente de salida es la mitad. Es decir, ambos transformadores son semejantes en potencia y por ello en tamaño y en costo.

Por el lado de los diodos, en un circuito deben utilizarse 4 diodos y en el otro 2. Sin embargo, como vimos, estos 2 diodos están más exigidos porque cuando están bloqueados deben soportar **el doble de tensión inversa**. En bajas tensiones y bajas corrientes no hay grandes diferencias, los diodos son el componente más económico de la fuente, pero en altas tensiones y/o altas corrientes deberá evaluarse con las hojas de datos y la lista de precios en mano, un diodo de 2000 volts de **tensión pico inversa repetitiva** puede costar más que dos diodos de 1000 volts.

En estos rectificadores con capacitor, los picos de corriente consumida de la línea tienen dos efectos indeseables en la instalación eléctrica: Introducen ruido (armónicos) en la línea y desmejoran el  $\cos\phi$  dado que están retrasados respecto a la onda de tensión.

### Diodos lentos y diodos rápidos

Hemos visto aplicaciones del diodo como rectificador de señales alternas de línea, es decir de frecuencias de 50 a 60 Hz. Estas frecuencias son sumamente bajas comparadas con las velocidades de los procesos electrónicos.

En frecuencias mayores que 1 kHz, empieza a notarse un efecto en los diodos comunes, que es la **capacitancia** de la juntura P-N. Existen dos fenómenos de almacenamiento de cargas, uno es el crecimiento de la zona de deplexión o transición al aplicar polarización inversa, el otro es la difusión de cargas al aplicar polarización directa. Ambos efectos determinan una Capacitancia de Transición y una Capacitancia de Difusión respectivamente, y producen un efecto por lo general indeseable: el bloqueo del diodo no es instantáneo, sino que primero debe terminar de descargarse la capacidad de difusión y cargarse la de transición. En un diodo lento (ej 1N5402) la capacidad de juntura del diodo es del orden de 50 pf, en un diodo rápido (ej 1N4148) del orden de 4 pf. Los fabricantes la especifican en sus hojas de datos.

### Diodos de potencia y diodos de señal

En el caso de fuentes de alimentación los diodos deben ser capaces de manejar tensiones y corrientes importantes. Estas son aplicaciones de potencia. El diodo 1N5402 es un ejemplo de diodo de potencia, con 3 A de corriente media y 200 A de corriente pico no repetitiva.

Existen otras aplicaciones del diodo en los que el propósito no es rectificar una onda de alta potencia, sino una señal, por ejemplo, en receptores económicos de AM. Un diodo de este tipo es por ejemplo el 1N4148, que soporta 300 mA de corriente media y 1 A de corriente pico no repetitiva.

Hay una relación directa entre corriente soportada y capacitancia de la juntura, ya que la mayor capacidad de corriente se consigue aumentando la sección de conductor, es decir la superficie de la juntura. Hay otro tipo de diodos rápidos muy utilizados que utilizan una juntura metal-semiconductor en vez de semiconductor-semiconductor (normalmente se reemplaza la zona P por un metal) denominados diodos Schottky. Estos tienen además la ventaja de menor tensión umbral (caída en directo).

## d - Transistor bipolar

### Introducción a los componentes activos

Una de las aplicaciones en la que la Electrónica es prácticamente insustituible es en amplificación de señales. Amplificar una señal consiste básicamente en realizar una réplica aumentada en voltaje, en corriente o ambas cosas simultáneamente. Por ejemplo, para que la voz captada por un micrófono pueda llegar a mover un altoparlante de unos 100 vatios, es necesario aumentar el voltaje de unos 0,1 volts hasta unos 30 volts (300 veces), y la corriente de unos 5 mA hasta unos 3 amperes (600 veces), es decir debe realizarse una réplica de la señal original, pero con una potencia 180000 veces mayor.

Para comprender el concepto de amplificación considere la (figura 18a) una analogía con una “llave de paso”: una señal de poca potencia – la necesaria para mover la llave – controla su grado de apertura, regulando el paso de una potencia mayor (en este caso la que desarrolla la caída de agua).

En Electrónica (figura 18b), la señal a amplificar, esto es un voltaje o una corriente pequeña que varía, controla mediante un amplificador la cantidad de potencia que una **fuentes** (de energía eléctrica) entrega a una **carga**. Como resultado de esto, la carga recibe una señal con la misma forma que la señal original, pero con mayor potencia (puede ser mayor corriente, mayor tensión o ambas cosas).

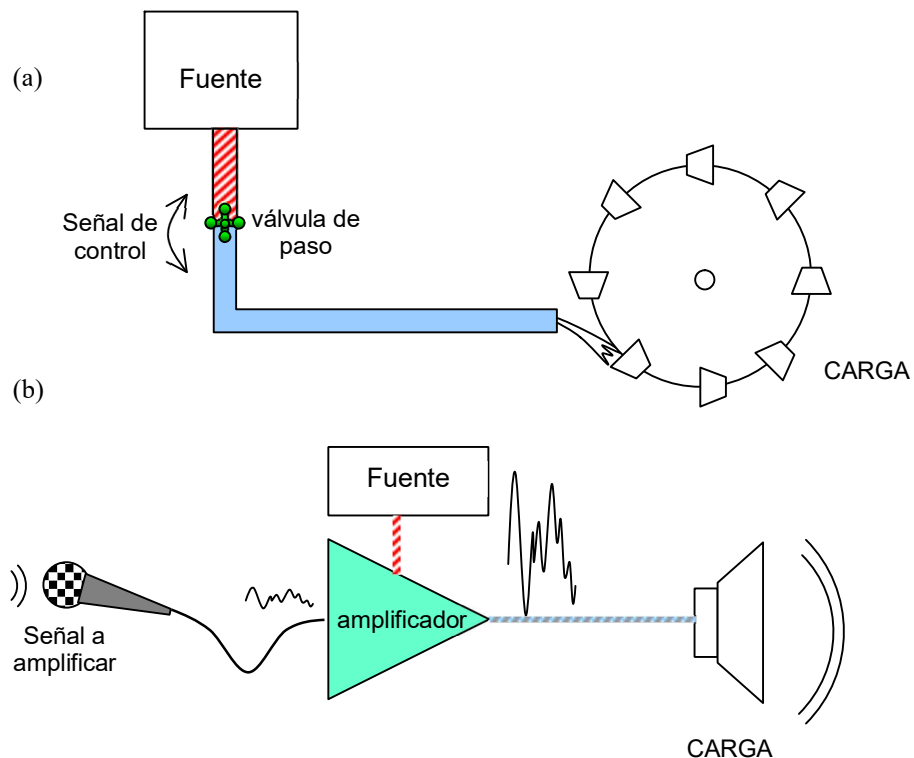


Figura 18: De manera análoga a una llave de paso (a) , amplificar es controlar el paso de potencia de una fuente a una carga, siguiendo la “forma” de la señal a amplificar (b).

Pero amplificar no es sólo para señales de audio. Es indispensable en comunicaciones de todo tipo (señales de radio y de cable), en medicina (señales biológicas), en la industria (señales de sensores para medir, señales para controlar procesos), en navegación etc.

Otro muy vasto campo de aplicación de la Electrónica es el de los sistemas digitales, que son sistemas electrónicos que realizan procesamiento de datos haciendo uso de números binarios y lógica proposicional, con la que usted puede estar familiarizado a través de la llamada lógica de llaves. Para procesar en binario se realiza la apertura y cierre de “llaves electrónicas”. A diferencia del caso anterior, aquí las llaves se abren o cierran totalmente.

El diodo es un dispositivo que tiene un comportamiento como llave abierta o cerrada, pero no es posible controlar este comportamiento, ya que sólo depende del sentido en que se lo polarice, es decir **no cuenta con una entrada de control**.

Por todo esto, abordamos el estudio del dispositivo fundamental de la Electrónica para las aplicaciones antes mencionadas: el Transistor.

Comenzamos con el estudio del Transistor Bipolar, que, aunque no fue el primero en concebirse, fue el primero que pudo construirse con éxito.

### El transistor bipolar: dos junturas P-N

Tomemos un semiconductor en el que se han creado 2 junturas P-N, tal como se muestra en la figura. Hay dos posibilidades, fabricar un P-N-P o un N-P-N. Supongamos esta última. En ambas junturas tendrán lugar los mismos procesos de formación que en el diodo de la figura 6 (fig. 19)

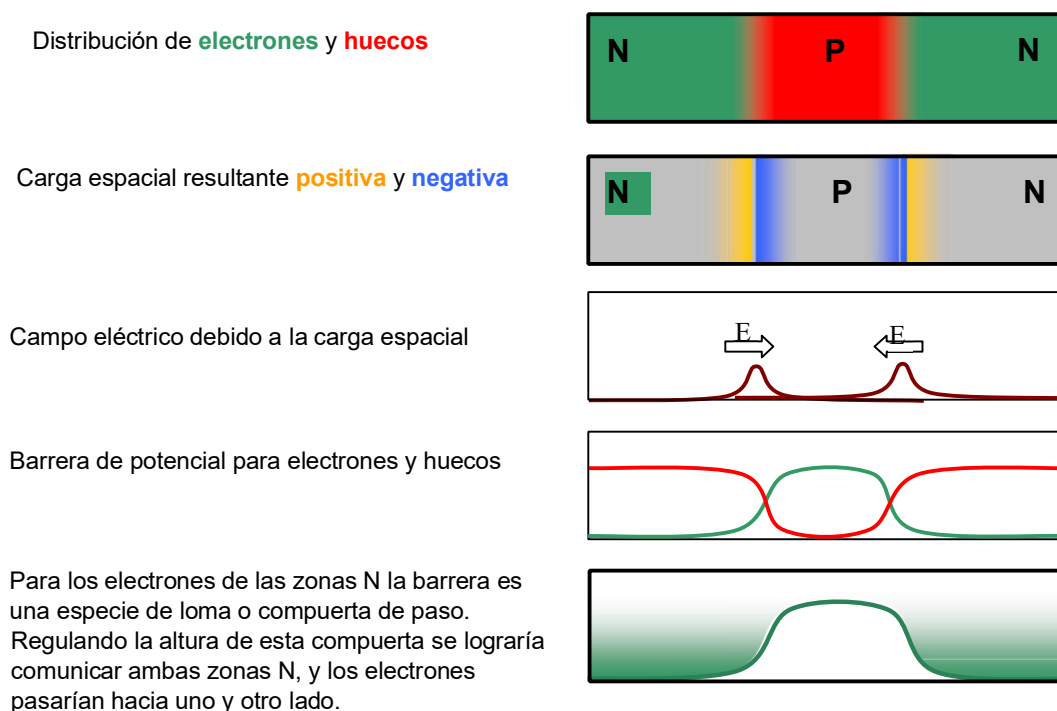


Figura 19: Formación de las barreras de potencial en un semiconductor N-P-N

Se observa que se forman dos barreras de potencial para los electrones de **las zonas N** y dos barreras de potencial para los huecos de **la zona P**. En un transistor P-N-P las barreras estarían invertidas.

Para los electrones de las zonas N la barrera de potencial aparece como una compuerta. Si se puede controlar la altura de esta barrera es posible comunicar gradualmente ambas zonas N. Para que exista una circulación de corriente neta de una zona N a la otra debería crearse un “desnivel” entre ambas. Aplicando voltajes entre las zonas es posible crear estos desniveles. Para ello se colocan terminales a cada región.

El dispositivo construido se denomina transistor bipolar. Los terminales reciben los nombres de **Emisor, Base y Colector**.

Para optimizar su funcionamiento se lo construye con una geometría particular y niveles de dopado distintos para emisor y colector (más dopado el emisor).

En la figura 20b se muestra un dispositivo más próximo a uno real.

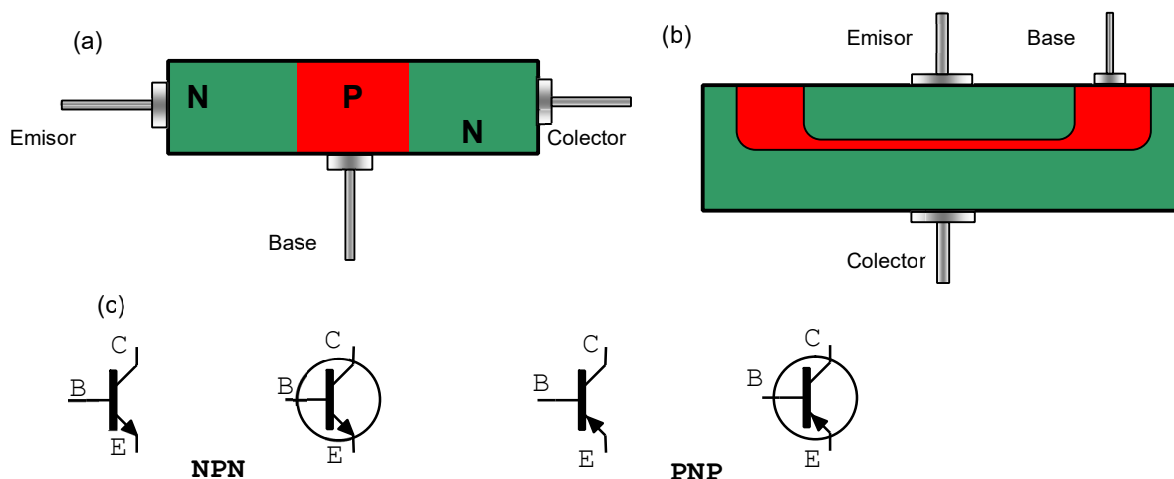


Figura 20: Transistor bipolar. (a) modelo teórico de estudio (b) un dispositivo más realista (c) Símbolos del transistor bipolar NPN y PNP

### Polarización del transistor

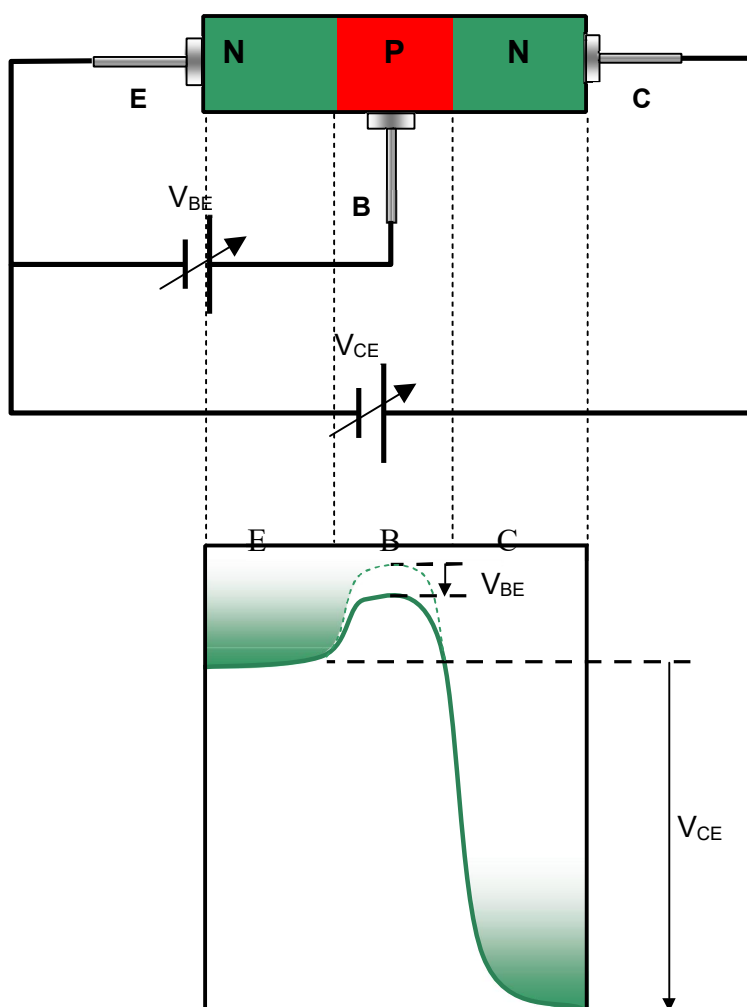


Figura 21: Polarización del transistor. Para el funcionamiento del transistor, la juntura base-emisor debe polarizarse en directo y la colector-base en inverso.

Si se aplica un voltaje entre emisor y colector,  $V_{CE}$  conseguimos el desnivel necesario para que la corriente circule. En el transistor N-P-N se aplica potencial positivo al colector y negativo al emisor. En estas condiciones los electrones del emisor que superen la barrera de potencial de la juntura base-emisor, y que no se recombinen en la base (donde son portadores minoritarios) “caerán” al colector.

Mediante un voltaje entre los terminales de base y emisor,  $V_{BE}$  se podrá controlar la altura de la barrera de potencial, y por lo tanto la circulación de electrones de emisor a colector. El voltaje  $V_{BE}$  funciona de manera similar al voltaje en el diodo, de hecho, se está aplicando al diodo base-emisor. Es decir, mientras más se polarice en directo a dicho diodo, más disminuye la altura de la barrera de potencial y los electrones del emisor se difundirán en mayor cantidad hacia la base. Dado que la base es muy angosta, prácticamente todos los electrones difundidos logran atravesarla y llegar al colector, formando la denominada **corriente de colector  $I_C$** . Un porcentaje muy pequeño se recombinará con los huecos de la base, formando la **corriente de base  $I_B$** . La suma de ambas corrientes es el total de electrones que parten del emisor, o **corriente de emisor  $I_E$** . Es decir:

$$I_E = I_C + I_B \quad [14]$$

A la relación entre  $I_C$  e  $I_B$ , se la denomina ganancia de corriente en Emisor Común

$$\beta = I_C / I_B \quad [15]$$

Al  $\beta$  (beta) también se lo encuentra como  $h_{FE}$ , nomenclatura que proviene de un modelo lineal del transistor.

El beta (adimensional) puede ser del orden de 100 a 500 en transistores “de señal”, en los que la base es muy angosta, y de tan sólo 5 a 10 en transistores “de alta tensión” en los que la base debe ser muy ancha. Por ejemplo, en un transistor con un  $\beta = 100$ , para controlar una corriente del orden de de 1 A es necesario que la fuente  $V_{BE}$  pueda suministrar 0,01 A, es decir 10 mA.

Debe notarse que, si bien hay que aplicar una  $V_{CE}$  para desnivelar E y C y que así circule una corriente entre emisor y colector, una vez que  $V_{CE}$  es “suficiente”, por más que se incremente su valor no se podrá aumentar significativamente la corriente, pues el control del paso de electrones se ejerce variando la altura de la barrera de potencial, es decir, **el valor de  $I_C$  es controlado por  $V_{BE}$**

## Curvas del transistor

Se puede graficar el comportamiento de  $I_C$  en función de  $V_{BE}$  y de  $V_{CE}$ . A la gráfica de  $I_C$  vs  $V_{BE}$  se la denomina **curva de transferencia**, y a la  $I_C$  vs  $V_{CE}$ , se la denomina curva de salida.

Dado que es  $I_C$  es tan dependiente de  $V_{BE}$ , se grafica la familia de **curvas de salida**, con  $V_{BE}$  como parámetro. Otra alternativa (la más usual) es graficar con  $I_B$  (en vez de  $V_{BE}$ ) como parámetro, dada la relación más lineal entre  $I_C$  e  $I_B$ .

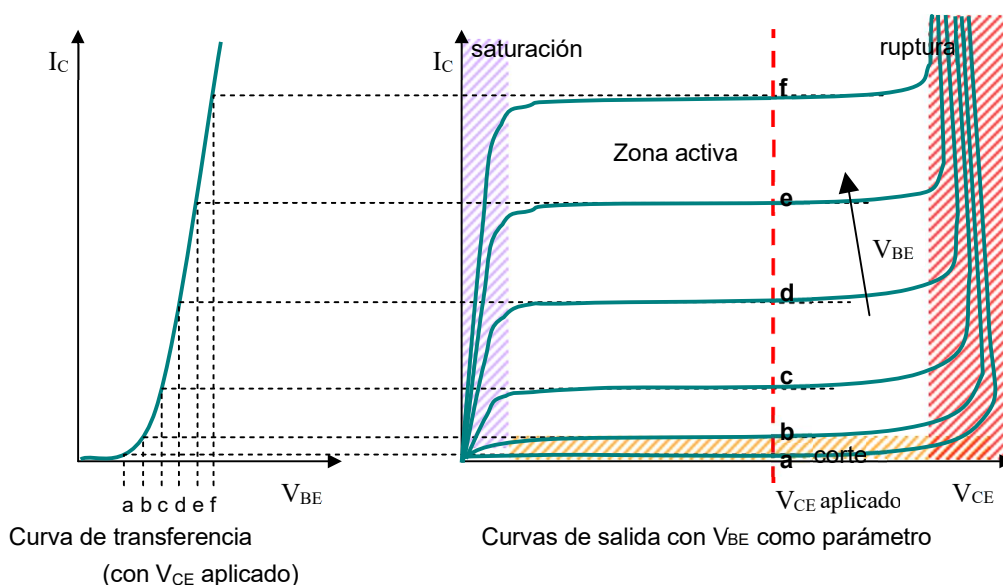


Figura 22. Curvas del transistor. Se han marcado además las zonas activas, de corte, de saturación y de ruptura. Esta última se debe al fenómeno de avalancha en la juntura colector-base.

La curva de transferencia es de tipo exponencial, similar a la curva de un diodo, pues al disminuir la barrera de potencial mediante  $V_{BE}$ , los electrones del emisor, cuya concentración sigue una ley exponencial, se difunden a la base. Pero a diferencia del diodo, estos electrones en su gran mayoría atraviesan la base y llegan al colector, creando la corriente  $I_C$ . Sólo una pequeña cantidad se recombina en la base, formando la corriente  $I_B$ .

Como ya se explicó, para que circule una corriente  $I_C$  es necesario mantener un voltaje  $V_{CE}$ , pero su valor no es determinante. Esto se aprecia en las curvas de salida. La línea punteada vertical corresponde al valor de  $V_{CE}$  aplicado para permitir que se establezca la  $I_C$ .

Dado un valor de polarización  $V_{BE}$  (por ejemplo tome la curva **d**), si se aumenta o disminuye  $V_{CE}$ , la corriente  $I_C$  prácticamente no varía. Por eso las curvas son en esta zona prácticamente horizontales <sup>1</sup>. Sólo cuando  $V_{CE}$  se acerca a 0, lo que equivale a “desnivel 0” entre emisor y colector, la corriente  $I_C$  disminuye hasta 0. Es lógico pues no se tendrá un gradiente de concentraciones entre Emisor y Colector, luego no podrá haber un flujo neto en ninguno de los dos sentidos, aunque se baje la barrera de potencial mediante  $V_{BE}$ . Se dice que el transistor está saturado, por lo que a esta parte de las curvas se la denomina **zona de saturación**.

A la zona en la que la  $I_C$  es independiente de  $V_{CE}$  se la denomina zona activa, y finalmente a la zona en la que  $I_C$  todavía no se establece porque  $V_{BE}$  es demasiado pequeña se la denomina **zona de corte**.

La zona de ruptura por avalancha implicará normalmente la destrucción del dispositivo.

## e - El transistor en Régimen Lineal. Amplificación

Se ha visto cómo es posible establecer la corriente  $I_C$  aplicando una  $V_{CE}$  suficiente y variando su intensidad con  $V_{BE}$ . Se estudiará ahora cómo utilizar este control de corriente para amplificar una señal. Recuerde el esquema de la figura 18 y los conceptos introductorios, por qué es necesario amplificar. Haremos algunas modificaciones sobre el circuito básico de la figura 21.

Reemplazamos la fuente variable  $V_{BE}$  por una fuente  $V_{BB}$  ajustada a un valor fijo, en serie con la señal que se quiere amplificar, representada por  $V_S$ . Ahora  $V_{BE}$  será la suma  $V_{BB} + V_S$ . La  $V_{BB}$  se denomina **tensión de polarización**.

Reemplazamos la fuente variable  $V_{CE}$  por una fuente  $V_{CC}$  de un valor fijo, y entre ésta y el colector conectamos una resistencia de carga  $R_C$ . Esta resistencia puede representar el modelo de una carga real, o puede ser una resistencia puesta con el propósito de transformar variaciones de corriente en variaciones de tensión. Vamos a suponer esto último, y veremos cómo cambiando su valor es posible elegir cuánto amplificar una señal. En la figura 23 (a) se muestra el conexionado, y en (b) el esquema eléctrico equivalente, empleando el símbolo del transistor NPN y una disposición más habitual, que es con los potenciales más positivos arriba.

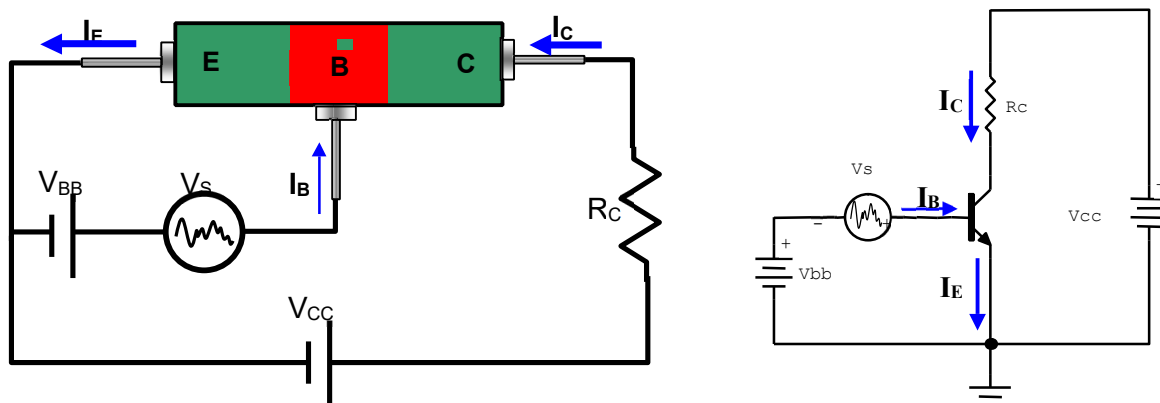


Figura 23: El transistor como amplificador de tensión

¿Qué es lo que ocurre al agregar la señal  $V_S$  y la carga  $R_C$  a este circuito?

<sup>1</sup> Esto da lugar a una muy importante aplicación del transistor como **Fuente de Corriente**. A diferencia de una Fuente de Tensión, que entrega menos corriente a medida que la Resistencia de Carga aumenta, la Fuente de Corriente entrega la misma corriente **desde el cortocircuito** hasta valores de resistencia de carga grandes. El límite de funcionamiento está dado por la saturación si la caída en la resistencia de carga se acerca a la  $V_{CC}$ , pero puede aumentarse dicho límite con una mayor  $V_{CC}$ .

- La barrera de potencial disminuye cuando  $V_s$  aumenta, y aumenta cuando  $V_s$  disminuye. Luego
- $I_c$  aumenta cuando  $V_s$  aumenta, y disminuye si  $V_s$  disminuye. Es decir,  **$I_c$  está en fase con  $V_s$ .**
- Dado que el **voltaje en  $R_c$**  es  $I_c \cdot R_c$ , dicho voltaje **también está en fase con  $V_s$ .**

¿Qué ocurre con  $V_{CE}$ ?. Observe que

$$V_{CE} = V_{CC} - I_c \cdot R_c \quad [16]$$

Esto significa que  $V_{CE}$  disminuye cuando aumenta  $I_c$ , luego  **$V_{CE}$  está en contrafase con  $V_s$ .**

En síntesis, con  $R_c$  se ha logrado lo siguiente: una pequeña variación de tensión (la señal  $V_s$ ) provoca una gran variación de tensión en la  $R_c$  ( $I_c \cdot R_c$ ) en fase con  $V_s$  y con una forma similar, es decir se ha conseguido amplificar  $V_s$ .

Observe cuál es el objeto de poner el voltaje  $V_{BB}$ , llamado tensión de polarización. Si no se pusiera  $V_{BB}$ , la corriente  $I_c$  sólo podría circular durante los ciclos positivos de  $V_s$ . O más correctamente, sólo podría circular cuando  $V_s$  supere la tensión umbral de unos 0,6 volts. Luego  $I_c$  sólo podría seguir la forma de la parte positiva de  $V_s$ , y la parte negativa se perdería o "recortaría", lo cual significa que la señal amplificada está distorsionada por estar muy cerca de la zona de corte. Por este motivo se coloca  $V_{BB}$  con un valor de tensión suficiente (algo mayor que 0,6 volts) como para establecer un valor de  $I_c$  intermedio,  $I_{CQ}$ , a partir del cual pueda variar hacia arriba y abajo "copiando" la forma de  $V_s$ .

Por supuesto debe cuidarse que  $I_{CQ}$  no sea tan grande, pues de acuerdo a la [16] disminuiría tanto  $V_{CE}$  que se perdería el desnivel entre emisor y colector impidiendo que  $I_c$  crezca más allá de un valor algo menor que  $V_{CC}/R_c$ . La señal amplificada estará distorsionada o "recortada" por estar muy cerca de la zona de saturación.

### Recta de carga

Para apreciar mejor los conceptos anteriores, retomamos las curvas de salida del transistor y graficamos sobre ellas la recta que se obtiene graficando la ecuación 16. En el plano  $V_{CE}$  vs  $I_c$  es una recta que puede obtenerse haciendo:

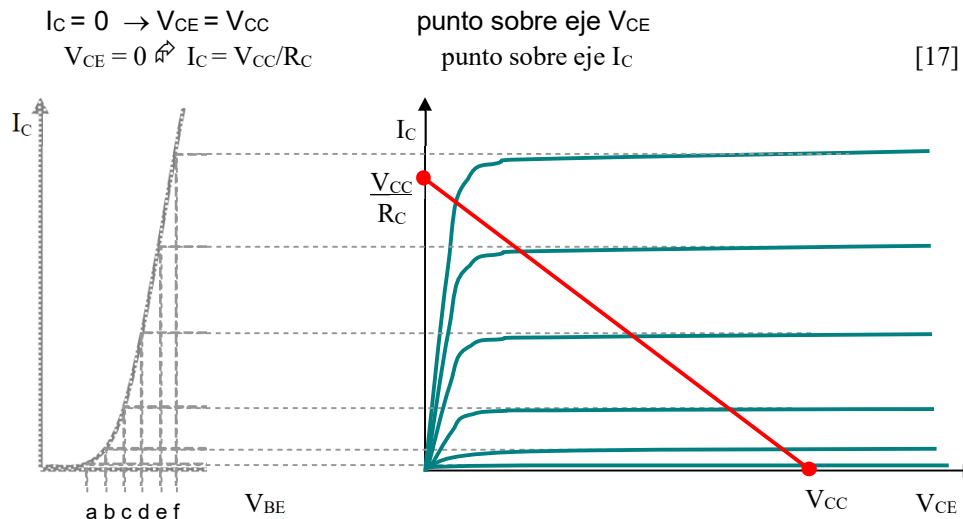


Figura 22. Sobre las curvas de salida se ha trazado la recta de carga para los valores dados de  $V_{CC}$  y  $R_c$ .

Esta recta se denomina **Recta de Carga**, porque para obtenerla sólo es necesario conocer los valores de  $R_c$  y  $V_{CC}$ , **no se requiere conocer el transistor que se está utilizando.**

Sin embargo, impone una restricción a los posibles valores de  $V_{CE}$  e  $I_c$ . Cuando el transistor tiene conectada la  $R_c$ , su  $V_{CE}$  disminuirá a medida que aumente  $I_c$ , es decir los posibles valores simultáneos de  $I_c$  y  $V_{CE}$  son los que se encuentran sobre la recta de carga.

## Amplificación de tensión

Si sobre estas curvas graficamos la señal  $V_S$ , la polarización  $V_{BB}$  y proyectamos su efecto sobre  $I_C$  y luego sobre  $V_{CE}$ , es posible comprender el efecto de amplificación de tensión, la necesidad de polarizar con  $V_{BB}$  y el problema de que  $V_{BB}$  (y por ello  $I_C$ ) sea demasiado grande.

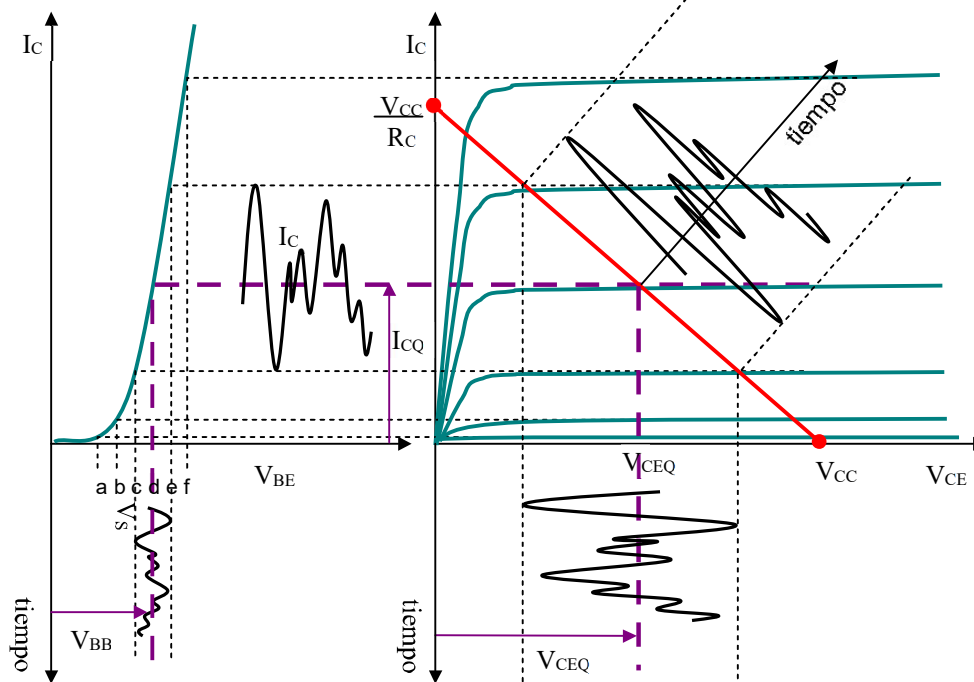


Figura 23. La señal  $V_S$  provoca variaciones de  $I_C$ , y ésta a su vez produce variaciones de  $V_{CE}$ .

La onda inclinada representa la evolución del punto  $(V_{CE}, I_C)$  sobre la recta de carga. Se puede ver que mediante la polarización  $V_{BE} = V_{BB}$  se establece un valor de  $I_C = I_{CQ}$ , y por la caída en  $R_C$  se obtiene un valor de  $V_{CE} = V_{CEQ}$ .

Al aplicar la señal  $V_S$ ,  $I_C$  varía en fase con  $V_S$ , y  $V_{CE}$  varía en contrafase con  $V_S$ . En  $V_{CE}$  se obtiene una onda que es la suma de  $V_{CEQ}$  más la variación que tiene la misma forma que  $V_S$  pero en contrafase y de valor mucho mayor que  $V_S$ . Esta variación de  $V_{CE}$  es la **señal de salida**.

En la gráfica de la figura 23 las escalas de  $V_{BE}$  y  $V_{CE}$  no son iguales,  $V_{BE}$  puede ser del orden de 0,6 a 0,8 volts, mientras que  $V_{CE}$  puede estar en una escala de decenas o cientos de volts, por ejemplo, puede ser  $V_{CC} = 12$  volts. Es entonces evidente que la **señal de salida** está muy amplificada respecto a la señal de entrada  $V_S$ . Un parámetro importante de un amplificador es el factor de amplificación, denominado **amplificación de tensión** o **ganancia de tensión**, y que se calcula como:

$$A_v = \Delta V_{\text{salida}} / \Delta V_{\text{entrada}} = \Delta V_{CE} / V_S \quad [18]$$

Por ejemplo, si  $\Delta V_{CE}$  es de unos 6 volts, y  $V_S$  es de unos 200 milivolts pico a pico, la amplificación de tensión es de  $6/0,2 = 30$ .

Es importante notar que la señal de salida no es una réplica exacta a la de entrada debido a que  $I_C = f(V_{BE})$  no es una recta, es una exponencial: existe una distorsión: esta mas amplificado el ciclo + que el -.

Piense sobre las siguientes cuestiones con la ayuda de la gráfica de la figura 23:

- ¿Qué pasaría si  $V_{BB}$  fuera menor, por ejemplo, que estuviera en el punto a?
- ¿Qué pasaría si  $V_{BB}$  fuera mayor, por ejemplo que estuviera en el punto e o f?
- ¿Qué pasaría si  $R_C$  fuera de la mitad del valor que la utilizada? ¿Y si fuera el doble?
- ¿Cómo se puede aumentar  $A_v$  al doble? ¿Cómo evitaría aquí que se “recorte” la señal?

- Si aumenta  $V_{CC}$  la recta de carga se desplaza paralela a si misma hacia la derecha. La amplitud no aumenta, solo se desplaza el valor de  $V_{CEQ}$  (el valor medio de la señal).
- Si aumenta  $R_C$ , con la misma variación de  $I_C$  se logra una mayor variación de tensión:  $I_C \cdot R_C$ . El punto  $V_{CC}/R_C$  se desplaza hacia abajo y la pendiente disminuye. Si observo la proyección ahora se ha amplificado, pero corro peligro de que entre en la zona de saturación. En ese caso si aumento  $V_{CC}$ .

### Un circuito práctico de amplificador – Acoplamiento entre etapas

La señal de salida es solamente la parte variable de  $V_{CE}$ . La parte constante  $V_{CEQ}$ , así como la  $I_{CQ}$ , son un “mal necesario” para que el transistor pueda trabajar como amplificador, recuerde que se debió establecer una corriente media  $I_{CQ}$  para poder seguir la forma de  $V_s$  tanto de las partes positivas como negativas, así como la  $V_{CEQ}$  es necesaria para mantener el desnivel que permita la circulación de  $I_C$ .

Para entregar la señal a la salida debe filtrarse la  $V_{CEQ}$ . Esto se logra agregando un capacitor en la salida, llamado capacitor de acoplamiento, porque permite acoplar la señal alterna a la etapa siguiente, mientras que bloquea la componente de continua.

Por otra parte, no es práctico tener que utilizar dos fuentes de alimentación para polarizar el transistor. Lo que se hace es extraer de la  $V_{CC}$ , mediante un divisor de tensión, una fracción de tensión para polarizar la base. Es posible calcular los valores de las resistencias para lograr el voltaje  $V_{BB}$  deseado, aplicando el **Teorema de Thevenin**.

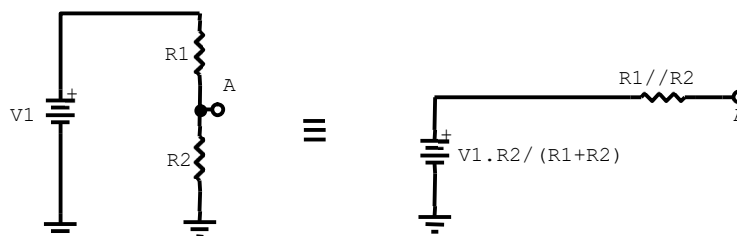


Figura 24. Mediante el Teorema de Thevenin aplicado a un divisor de tensión, se obtiene un modelo simplificado de una batería en serie con una resistencia.

Finalmente, para conectar la señal  $V_s$ , en vez de intercalarla en serie con la  $V_{BB}$ , se acopla a la base a través de un capacitor. Así se obtiene el circuito de la figura 25(a), en el que  $C1$  es el capacitor de acoplamiento de entrada,  $C2$  el de salida, y  $R1$ - $R2$  son las resistencias de polarización.

En la figura 25(b) se muestra un amplificador de 2 etapas. La amplificación de tensión de un circuito de este tipo es el producto de las amplificaciones de tensión individuales. Por ejemplo, si la primera etapa amplifica por 50 y la segunda por 20, la amplificación total es de 1000. Observe además que si la señal sufre un número par inversiones (como en este caso), en la salida estará en nuevamente en fase con la entrada.

En la primera etapa, donde se trabaja con una señal muy pequeña, se utiliza un “transistor de señal”, con corrientes  $I_C$  de unos 10 a 100 mA. El desafío en estas etapas es minimizar el ruido.

La última etapa puede trabajar con señales grandes, por lo que se utilizaría un “transistor de potencia”, con corrientes de hasta decenas de amperes. En esta etapa cobra importancia la disipación del transistor dada principalmente por el producto  $V_{CE} \cdot I_C$ .

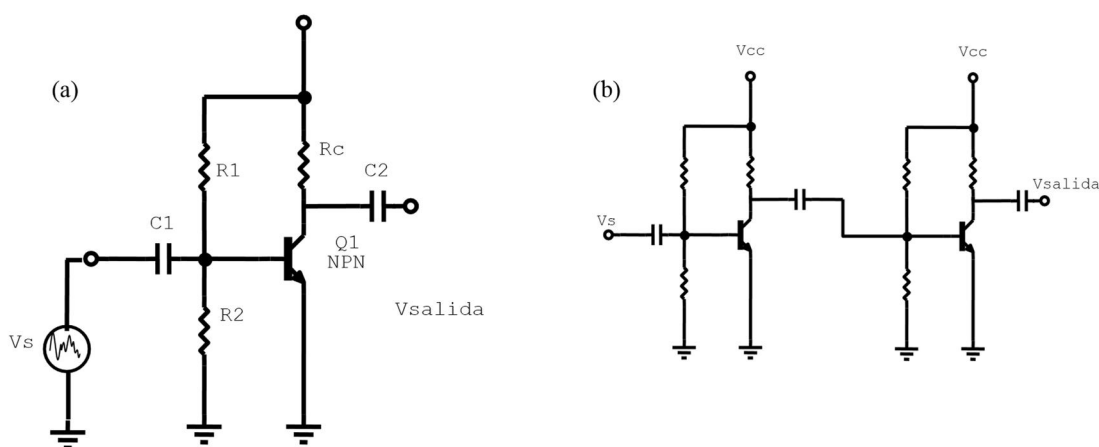


Figura 25. (a) Amplificador de tensión acoplado en alterna (b) Amplificador de 2 etapas

### Algunas consideraciones sobre Respuesta en Frecuencia

Dado que la reactancia capacitiva  $X_c$  a una frecuencia  $f$  de un capacitor de capacitancia  $C$  es

$$X_c = 1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C) \quad [18]$$

El capacitor presenta reactancia infinita a la componente de continua ( $f=0$ ) evitando que se pierda la polarización lograda con  $R1$  y  $R2$ . Pero también presenta una reactancia importante a bajas frecuencias. El capacitor debe elegirse de un valor de **C suficientemente grande** para que las componentes de baja frecuencia de la señal (por ejemplo, los graves de una señal de audio) no sean atenuadas apreciablemente.

El amplificador visto es un **amplificador de alterna**, no puede amplificar componentes de continua o de muy baja frecuencia, como pueden ser las señales de un sensor que mide variables físicas que cambian muy lentamente, (por ejemplo, temperatura). Para esto hay otros esquemas de amplificadores a transistores **acoplados en continua** que se estudiarán en la unidad 5.

La figura 26 muestra cómo es la respuesta en frecuencia del amplificador de alterna. Es una gráfica de Amplificación de tensión  $A_v$  en función de la frecuencia  $f$ . Se hace siempre en escala doble logarítmica.

$A_v$  puede estar expresada en unidades [Volt/Volt], o en decibeles [dB], que se obtiene haciendo  $20 \cdot \log_{10}(A_v)$ . Una amplificación de 10 es 20dB, 100 es 40dB 1000 es 60 dB etc.

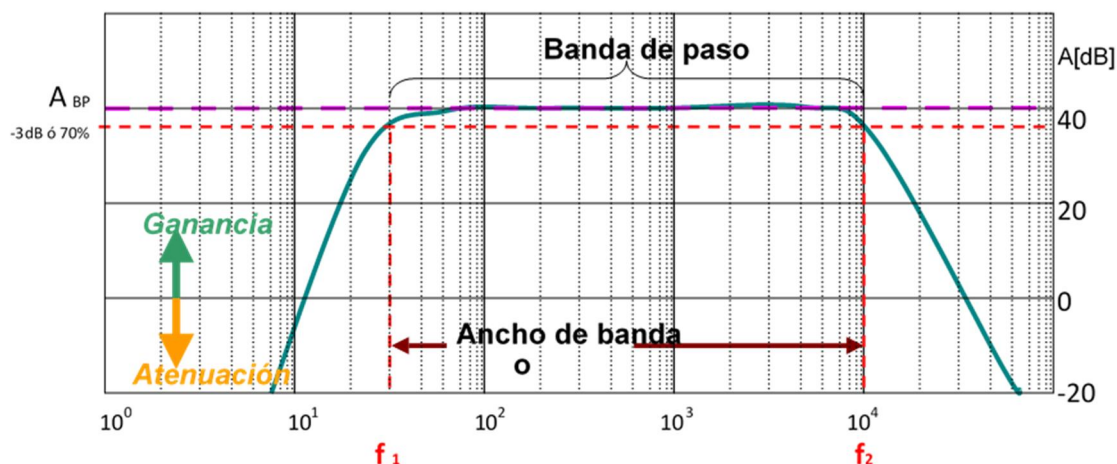


Figura 26: Respuesta en frecuencia de un amplificador acoplado en alterna. El amplificador tiene una frecuencia de corte inferior  $f_1=30$  Hz una frecuencia de corte superior  $f_2=10$ kHz un ancho de banda  $BW=f_2-f_1=10.000-30=9970$  Hz (aprox 10kHz), una amplificación de 40 dB (100 volt/volt) en la banda de paso.

A **bajas frecuencias**, debido a los capacitores de acoplamiento, presenta un efecto “**pasa-alto**”, que es como se denomina a los filtros que dejan pasar las componentes de alta frecuencia y atenúan las de baja frecuencia.

A **altas frecuencias**, debido a los efectos capacitivos de las junturas Colector-Base y Emisor-Base (recuerde las consideraciones sobre diodos lentos y diodos rápidos), y debido al **tiempo de tránsito** de los portadores por la base, el control de corriente en el transistor comienza a ser deficiente, disminuyendo la amplificación. Se presenta aquí un efecto “**pasa-bajo**”, es decir las altas frecuencias se atenúan. En las hojas de datos de los transistores se especifica un parámetro denominado frecuencia de transición, que es la frecuencia a la que la ganancia de corriente cae a 1 ( $\beta = 1$ ).

Preste atención a los conceptos definidos en la gráfica.

Se denominan *frecuencias de corte* o *frecuencias cuadrantes* a las frecuencias a las que la amplificación cae 3dB (o al 70%) en relación con la amplificación en la Banda de Paso.

La frecuencia de corte inferior  $f_1$  es debida al efecto pasa-alto, y la superior  $f_2$  al efecto pasabajo. El ancho de banda BW se calcula como la diferencia entre ambas frecuencias.

$$BW = f_2 - f_1 \quad [19]$$

El concepto de **ancho de banda BW** es fundamental para caracterizar multiplicidad de dispositivos y equipos electrónicos, líneas de transmisión, señales etc.

### Las tres configuraciones básicas. EC. BC. CC

Para que el transistor trabaje como amplificador hay que mantener el desnivel de potencial entre emisor y colector, controlar la altura de la barrera de potencial entre la base y el emisor, y aplicar la corriente generada a una carga. Es posible conseguir esto en tres configuraciones básicas:

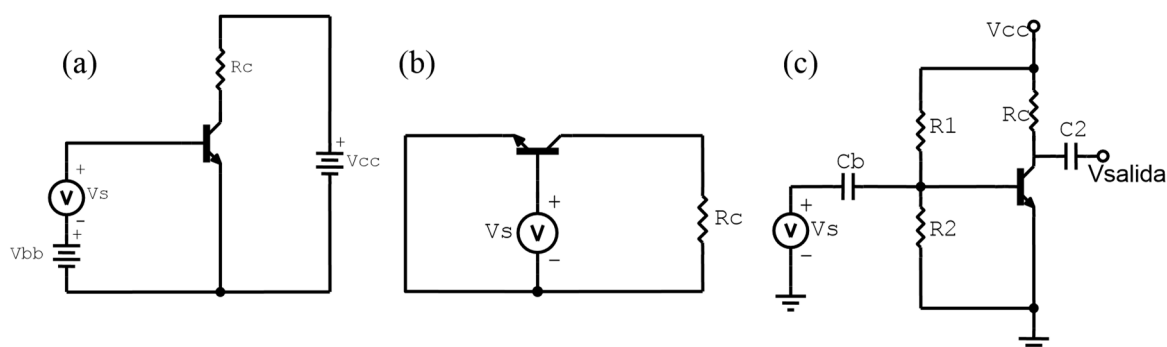


Figura 27: Amplificador en emisor común. (a) Esquema teórico (b) Circuito equivalente para señal (c) Montaje real. La señal se acopla a la base y la carga al colector.

#### Emisor Común (EC)

En la configuración que hemos visto, denominada **Emisor Común**, la señal de entrada  $V_s$  varía el potencial en la base mientras que el potencial de emisor se mantiene constante. El voltaje de salida se toma entre colector y emisor.  $V_s$  tiene que suministrar una corriente muy pequeña, correspondiente a las variaciones de  $I_B$ , de acuerdo a las variaciones de  $I_C$  producidas en la carga.

Se dice que **la configuración Emisor Común amplifica tensión y amplifica corriente**.

#### Base Común (BC)

Otra posibilidad es mantener el potencial de base constante y variar el potencial de emisor. Esta configuración se denomina **Base Común**. De manera similar a la configuración EC, con pequeñas variaciones de la tensión base-emisor (en este caso con tensión de base constante y señal de tensión  $V_s$  aplicada al emisor) se lograrán grandes variaciones en la tensión de salida, es decir se tiene **amplificación de tensión**. Sin embargo, la fuente de señal  $V_s$  debe suministrar tanta corriente como solicite la carga, (en rigor, la carga solicita  $I_C$  y la fuente debe entregar  $I_E = I_C + I_B$ ).

Luego, **la configuración Base Común amplifica tensión pero no amplifica corriente**.

Esta configuración tiene importantes ventajas en aplicaciones de alta frecuencia. se puede demostrar que, dado un cierto transistor, en CC se consiguen frecuencias de corte superior  $\beta$

veces más altas que en EC. Por ejemplo, suponga que la gráfica de la figura 26 corresponde a un amplificador EC con un transistor que tiene un  $\beta=100$ , si con el mismo transistor realiza un amplificador BC, la frecuencia de corte superior será 10kHz.  $100 = 1\text{MHz}$ . Además, la señal de salida está en fase con la señal de entrada.

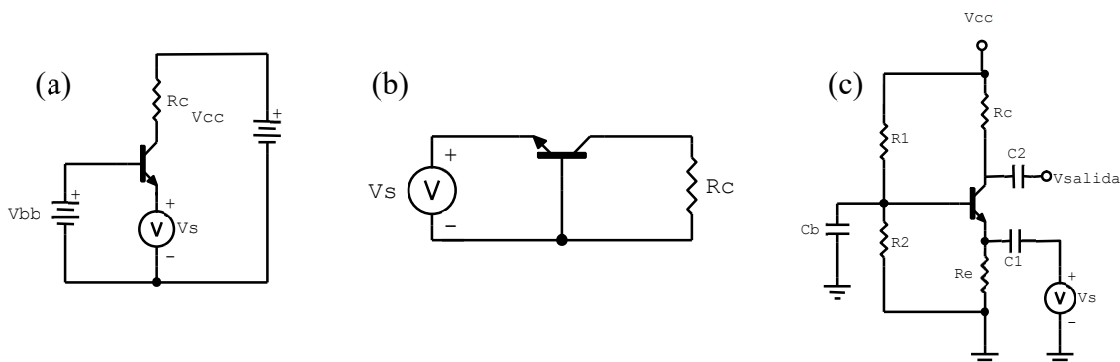


Figura 28: Amplificador en base común. (a) Esquema teórico. (b) Circuito equivalente para señal (c) Montaje real. Observe que es similar al de EC, pero la base se acopla a masa para la señal, y Vs se acopla al emisor mediante C1 y Re.

### Colector Común (CC o seguidor de emisor)

En esta configuración la entrada Vs se aplica como en la de EC, es decir en la base. La modificación es que la carga, en vez de ponerse del lado del Colector, se conecta del lado del Emisor.

En este circuito ocurre lo siguiente: cuando Vs aumenta, aumenta  $V_B$ . Suponiendo que  $V_E$  se mantiene constante, aumenta la polarización directa  $V_{BE}$ , luego  $I_E$  crece. Pero si  $I_E$  crece aumentará la caída de tensión en  $R_E$ , y por tanto aumentará  $V_E$ , lo que **disminuye la polarización directa**. Es decir, el efecto final (aumento de  $V_E$ ) se opone a la causa que lo produce (aumento  $V_{BE}$ ). Este fenómeno de en el que la salida influye compensando el efecto de la entrada se denomina **realimentación negativa**.

Si cuando aumenta  $V_S$  aumenta  $V_E$  prácticamente en igual cantidad, significa que la tensión de la señal de salida es igual que la tensión de la señal de entrada. En apariencia este circuito no tiene utilidad porque no amplifica tensión. Sin embargo, tiene una importante característica: muy alta impedancia de entrada. ¿Qué significa esto y para qué sirve?

Al igual que en fuentes de tensión continua, una señal real puede ser representada como una fuente de tensión en serie con una resistencia, o, mejor dicho, **impedancia interna**. A ésta se la denomina **impedancia de salida**. Si la impedancia de salida es alta significa que cuando se intenta medir el potencial de la señal, si el voltímetro utilizado no es ideal (impedancia infinita) habrá una caída de tensión significativa en dicha impedancia. Hay señales que presentan muy alta impedancia de salida, por ejemplo, las señales biológicas son potenciales que sólo pueden ser captados por instrumentos con muy alta impedancia de entrada.

El amplificador de Colector Común presenta una impedancia de entrada que es prácticamente la suma de la resistencia propia del transistor, más **la resistencia de Emisor multiplicada por  $(\beta+1)$** . Por ejemplo, si  $R_E=10\text{kohm}$  y  $\beta=400$ , la impedancia de entrada es de  $10\text{kohm} \cdot 400 = 4\text{Mohm}$ . Hay aplicaciones de potencia en las que la carga tiene muy baja impedancia y también se utiliza esta configuración. (Ver la demostración en el anexo al final del documento).

Dicho de otra manera, **la configuración Colector Común amplifica corriente pero no amplifica tensión.**

Por otra parte, debido al efecto de realimentación negativa, tiene la misma ventaja en aplicaciones de alta frecuencia - respecto al de EC- que el BC. Hay un circuito muy utilizado en alta frecuencia llamado amplificador Cascode, que acopla una etapa de Colector Común con una de Base Común, consiguiendo así amplificación de Tensión y de Corriente y gran ancho de banda.

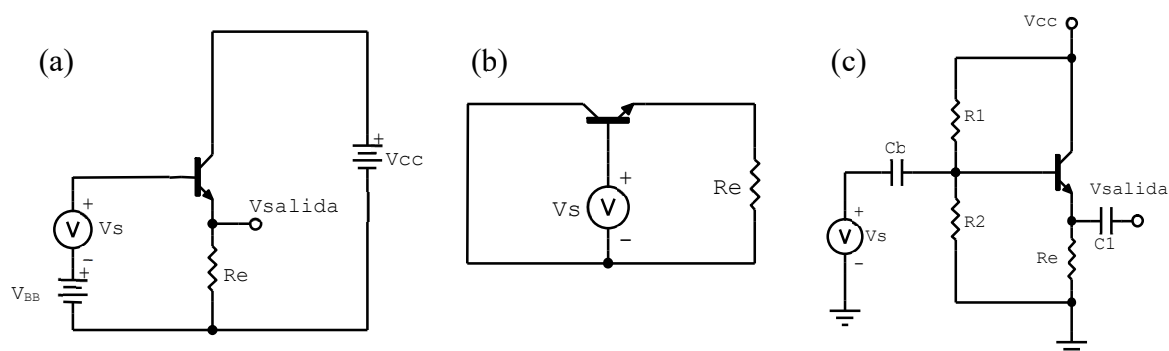


Figura 29: Amplificador en Colector Común. (a) Esquema teórico (b) Circuito equivalente para señal. Montaje real. Vs se acopla a la base mediante Cb, como en el EC, pero la carga se conecta en el emisor.

### Resumen de las tres configuraciones

En la tabla se resumen las principales características de las tres configuraciones básicas.

	Emisor Común	Base Común	Colector Común o "Seguidor de Emisor"
Ganancia de tensión	$\gg 1$ (proporcional a $R_c$ )	$\gg 1$ (proporcional a $R_c$ )	$= 1$
Ganancia de corriente	$\gg 1$ (aproximadamente $\beta$ )	$< 1$ ( $\alpha = I_C/I_E$ )	$\gg 1$ (aproximadamente $\beta$ )
Impedancia de entrada	Media	Baja	Alta
Respuesta en frecuencia	Limitada por transistor a $f_T/\beta$	Muy buena $f_T$ (frecuencia de transición)	Muy buena $f_T$ (frecuencia de transición)
Aplicación	General	Alta frecuencia	Alta frecuencia y adaptación de impedancias

Tabla 1. Resumen de las configuraciones básicas del amplificador a transistor

### f - El transistor como llave. Régimen de conmutación

Hemos visto cómo haciendo trabajar al transistor en la zona activa es posible amplificar señales. Sin embargo, las aplicaciones que más han crecido en los últimos años utilizan al transistor en régimen de conmutación. Además de ser parte fundamental de los sistemas digitales (recuerde lo dicho sobre lógica de llaves), también se utiliza el régimen de conmutación en las fuentes de las PC, en amplificadores de muy alta eficiencia para reproductores portátiles (por el bajo consumo necesario), en amplificadores de muy alta potencia, y lo que más interesa en nuestra especialidad: el control de potencia en la industria. La potencia total que disipa por efecto Joule un elemento de dos terminales, como una resistencia, se calcula como  $P = V \cdot I$  siendo  $I$  la corriente que conduce y  $V$  la tensión entre terminales. En el transistor, siendo un dispositivo de tres terminales, deben sumarse las disipaciones  $V_{CE} \cdot I_C$  y  $V_{BE} \cdot I_B$ , que prácticamente es  $V_{CE} \cdot I_C$  ( $V_{BE}$  e  $I_B$  son comparativamente muy pequeñas).

En la figura 30 se muestran tres puntos de funcionamiento del transistor. En el punto **A**, en mitad de la zona activa, el transistor **disipa la máxima potencia**, representada por el área del rectángulo.

Numéricamente en este punto  $P = I_C \cdot V_{CE} = V_{CC}/(2 \cdot R_C) \cdot V_{CC}/2 = V_{CC}^2/(4 \cdot R_C)$ .

En el punto de corte **C** disipa una potencia  $P = V_{CC} \cdot I_{corte} \sim V_{CC} \cdot 0 = 0$ , se comporta como una **llave abierta**.

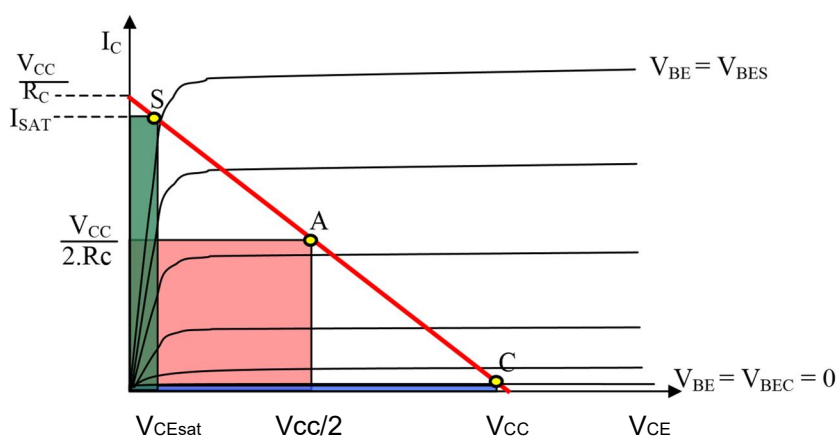


Figura 30: Potencia disipada por el transistor en los puntos de saturación (S), Corte (C) y de máxima disipación (A), representada por las áreas de los rectángulos respectivos.

En el punto **S** (saturación)  $P = V_{CEsat} \cdot I_{SAT} \sim 0$ .  $V_{CC}/R_C = 0$ , se comporta como una **llave cerrada**. Es decir, en los puntos S y C la disipación es mínima.

Para que el transistor trabaje sólo como llave abierta o cerrada la  $V_{BE}$  debe pasar de  $V_{BES}$  a  $V_{BEC}$  en un tiempo muy breve. Para esto la señal  $V_S$ , debe ser una onda rectangular o cuadrada de amplitud suficiente.

En estas aplicaciones, salvo algunos casos especiales, **no se utiliza polarización**. Por eso tampoco se requiere capacitor de acoplamiento, por lo que la señal se conecta directamente a la entrada.



Figura 31: El transistor en conmutación trabaja como una llave que abre y cierra

En **aplicaciones de potencia** la resistencia  $R_C$  es la carga a la que se suministra la energía, por ejemplo, un motor, la bobina de un relé, un primario de transformador elevador, etc. En aplicaciones digitales  $R_C$  es una resistencia que se coloca para que el circuito trabaje como **inversor lógico**, transformando los 'unos' (niveles altos) en 'ceros' (niveles bajos) y viceversa. Esta aplicación se verá en la unidad 3.

### Asegurando la conmutación

El punto de corte se consigue fácilmente haciendo  $V_S=0$ . Conseguir que el transistor llegue a saturación es relativamente sencillo colocando una  $R_B$  más bien baja, pero si se quiere un diseño más preciso debe realizarse el siguiente cálculo:

Calcular la  $I_C$  de saturación, dada aproximadamente por  $I_{Csat} \sim V_{CC}/R_C$

De la hoja de datos del transistor tomar el  $\beta$  ó  $h_{FE}$  (el mínimo garantizado) y calcular  $I_{Bsat} = I_{Csat} / \beta$ . El valor del nivel alto de  $V_S$ , o el valor de  $R_B$  (o ambas cosas) se obtiene de

$$I_B = (V_S - 0,6) / R_B \quad [20]$$

$$I_B > I_{Bsat}$$

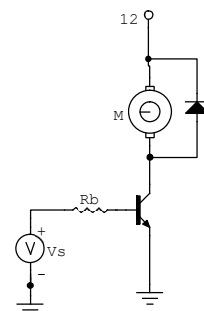
Ejemplo: Se quiere alimentar un motor de 12 volts y 4 Amperes con un transistor 2N3055. La señal a aplicar  $V_S$  es de 5 volts.

$$I_{Csat} \sim 4 \text{ amperes}$$

El 2N3055 tiene garantizado un  $h_{FE}$  mínimo de 20 (aunque típico de 70), luego será

$$I_{Bsat} = I_{Csat}/h_{FE} = 4/20 = 0,2 \text{ A}$$

$$(5 - 0,6)/R_B > 0,2 \text{ A} \Rightarrow R_B < (5-0,6)/0,2 \text{ A} = 22 \text{ ohms}$$



#### Notas:

$V_S$  debe poder entregar los 0,2 A. Si no es así puede intercalarse otro transistor como seguidor de tensión en la entrada, formando un circuito conocido como Darlington.

El diodo en paralelo con el motor evita la sobretensión que se produce al conmutar una carga inductiva, que podría provocar la ruptura del transistor.

### Características dinámicas del transistor en conmutación

Un transistor ideal excitado con onda cuadrada debería pasar de corte a saturación de manera instantánea. En la práctica el transistor presenta efectos capacitivos en las junturas Colector-Base y Emisor-Base además de un tiempo de tránsito de portadores por la base, lo que se traduce en retardos en la conmutación.

Además del inconveniente referido a la pérdida de velocidad que esto supone, está el problema de que mientras el transistor pasa del corte a la saturación y de la saturación al corte, **transita por la zona activa disipando potencia**. A mayor frecuencia de conmutación, más cantidad de veces pasa por la zona activa y mayor disipación de potencia sufrirá.

Si la excitación es de mayor amplitud que la estrictamente necesaria para pasar a la saturación, o la  $R_B$  se hace más chica, el paso de corte a saturación será más rápido, pero se alarga el tiempo para pasar de saturación a corte. Esto se debe a que la sobresaturación implica más portadores transitando por la base, que demorarán más en terminar de difundirse al colector.

Lo que se suele hacer es colocar un capacitor en paralelo con la  $R_B$ , lo que provoca una corriente inicial mayor pero que se reduce a un valor menor antes de que se quiera pasar nuevamente al corte.

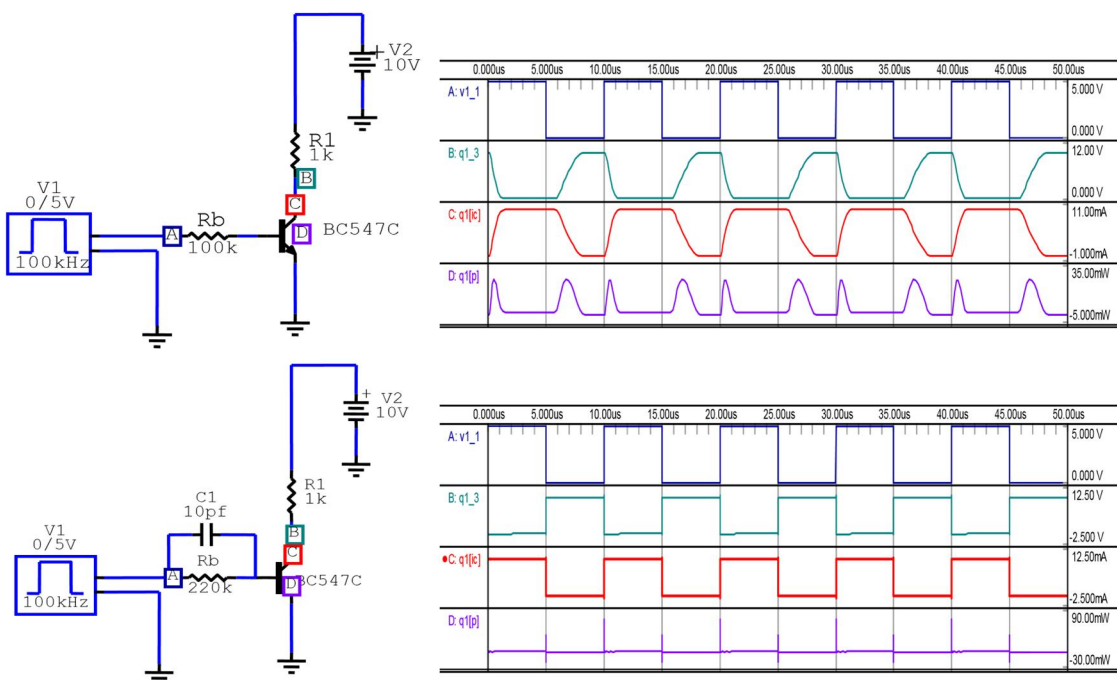


Figura 32: Disipación en el transistor en régimen de conmutación. El agregado de un capacitor en paralelo con la resistencia de base acelera los tiempos de carga y descarga de las capacidades parásitas del transistor.

## Resumen

En Electrónica hay 2 modos básicos de funcionamiento: régimen lineal y régimen de conmutación. El primero se utiliza en sistemas analógicos de baja y media potencia, mientras que el segundo se utiliza en sistemas digitales y en sistemas de media y alta potencia.

En ambos casos se utiliza el transistor, trabajando de manera diferente:

En **régimen lineal trabaja como una fuente de corriente controlada**. Debe polarizarse la juntura Base-Emissor, para colocar el punto de trabajo en una zona conveniente que permita reproducir la forma de la señal a amplificar y evitar las distorsiones por saturación o corte. Se ha visto cómo realizar la polarización con una única fuente  $V_{CC}$  y resistencias formando un divisor de tensión, aplicando el teorema de Thevenin. Para acoplar señal y carga se han utilizado capacitores, que producen un efecto pasa-alto en bajas frecuencias. Si se precisa amplificar señales muy lentas debe recurrirse a otro tipo de montajes que se verán en la unidad 5. En la zona de alta frecuencia las capacidades propias del transistor producen un efecto pasa-bajo.

Las otras configuraciones vistas además de la de Emisor Común, esto es las de Base Común y Colector Común, aunque no parecen ventajosas desde el punto de vista de la ganancia de corriente o tensión, tienen mejor respuesta en alta frecuencia, y utilizadas en conjunto pueden reemplazar con ventaja a una única etapa de Emisor Común.

Para **régimen de conmutación** no se polariza, y la señal es tipo rectangular. El transistor trabaja como llave abierta o cerrada y la disipación es menor, pero por los retardos propios del transistor puede producirse una disipación importante durante la conmutación. Para mejorar esto puede utilizarse un capacitor de bajo valor en paralelo con la resistencia de base. El transistor en conmutación se utiliza en circuitos digitales que se verán en la unidad 3 y en circuitos de potencia que se verán en la unidad 2. Entonces conoceremos una técnica denominada Modulación de Ancho de Pulso, que permite un control gradual de la potencia, pero con transistores trabajando en conmutación.

## ANEXO: Impedancias de entrada. Comparación entre EC y CC

Agregamos este apartado para comprender el concepto de impedancia de entrada, y comparar este parámetro en las configuraciones Emisor Común y Colector Común.

Se define “impedancia de entrada” al cociente entre la tensión aplicada en la entrada, y la corriente solicitada.

$$Z_{entrada} = \frac{V_{entrada}}{I_{entrada}} \quad [21]$$

En el montaje básico de transistor en Emisor Común (ver figura 27a):

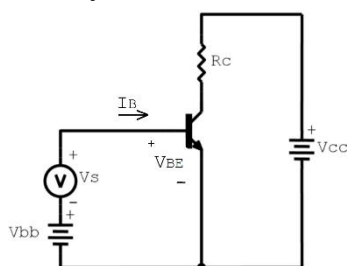


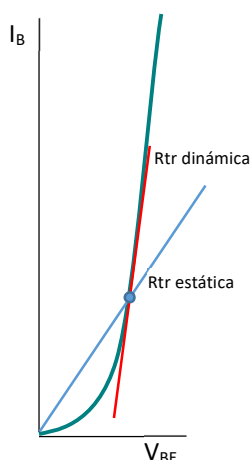
Figura 27a de la pág 26. Conexión EC teórica

- La tensión de entrada es la suma de la tensión de polarización  $V_{bb}$  y la señal  $V_s$ . En este circuito también  $V_{bb} + V_s = V_{be}$
- La corriente de entrada es la corriente de base  $i_b$ .
- Podemos expresar entonces la **impedancia de entrada en Emisor Común** como

$$Z_{entrada}(EC) = \frac{V_{be}}{I_b} = R_{tr} \quad [22]$$

La denominamos  $R_{tr}$  porque es la impedancia propia del transistor, principalmente resistiva. Se puede estimar a partir de las curvas de entrada del transistor ( $I_b$  vs  $V_{be}$ ). Habrá una resistencia estática  $R_{tr}(estática)$  que considera las componentes de continua de  $V_{be}$  e  $I_b$ , y una resistencia dinámica  $R_{tr}(dinámica)$  que considera solamente las variaciones.

En la figura 33 la  $R_{tr} \text{ dinámica}$  (inversa de la pendiente de la recta en rojo) es menor que la  $R_{tr} \text{ estática}$  (inversa de la pendiente de la recta en azul). Es lógico pues en el punto de polarización pequeñas variaciones de  $V_{be}$  producen grandes variaciones de  $I_b$ .



**Figura 33:** Curva de entrada del transistor ( $I_b$  vs  $V_{be}$ ). No confundir con la curva de transferencia de la figura 22, que es  $I_c$  vs  $V_{be}$ . Sobre esta curva de entrada se ha trazado la recta tangente (en rojo) a un hipotético punto de trabajo y la recta secante desde el origen al mismo punto de trabajo. La pendiente de la recta tangente representa la inversa de la resistencia dinámica, y la pendiente de la recta secante la inversa de la resistencia estática.

### impedancia de entrada en Colector Común (seguidor de Emisor)

Replicamos la figura 29 (a) de configuración CC:

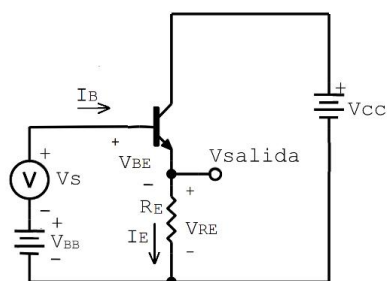


Figura 29a de la pág 28. Conexión CC teórica

- La tensión de entrada es la suma de la tensión de polarización  $V_{bb}$  y la señal  $V_s$ .

En este circuito también  $V_{bb} + V_s = V_{be} + V_{RE}$ ,  
con  $V_{RE}$  caída de tensión en  $R_E$  igual a:

$$V_{RE} = I_E \cdot R_E \quad [23]$$

La corriente de entrada es la corriente de base  $I_b$ .

- Podemos expresar entonces la **impedancia de entrada en Colector Común** como

$$Z_{entrada}(CC) = \frac{V_{be} + V_{RE}}{I_b} = R_{tr} + \frac{V_{RE}}{I_b} \quad [24]$$

Pero según las Ecs [14] y [15],

$$I_e = I_c + I_b = (\beta + 1)I_b \rightarrow I_b = \frac{I_e}{(\beta + 1)} \quad [25]$$

Reemplazando [25] y [23] en [24]

$$Z_{entrada(CC)} = R_{tr} + R_E \cdot (\beta + 1) \quad [26]$$

Es decir, la impedancia de entrada en Colector Común es igual a la impedancia propia del transistor, más la resistencia RE ... ¡multiplicada  $(\beta+1)$  veces!

Por ejemplo, si  $R_E = 10\text{kohms}$  y  $\beta = 100$ , la impedancia de entrada resultante es mayor que  $1\text{Mohm}$  ( $10000 \times 100$ ). Esto significa que, si a la entrada aplico un voltaje del orden de volts, la corriente solicitada será del orden de microamperes. Se ve así la utilidad de este circuito para “adaptar impedancias”, solicitando muy baja corriente a la entrada. En la unidad 5 profundizaremos sobre la utilidad de esta propiedad.