

Diodo. Generalidades. Polarización. Modelos equivalentes. Tipos de diodos. Circuitos de aplicación básicos: recortador y rectificador.

El diodo es el dispositivo semiconductor más simple y constituye el componente básico en muchas aplicaciones en circuitos electrónicos. Se estudiará el diodo como elemento de circuito a partir de modelos equivalentes y su aplicación en circuitos básicos.

El diodo es un dispositivo semiconductor formado, básicamente, por la unión de un material semiconductor de tipo N con uno de tipo P con dos terminales, ánodo y cátodo, que permiten su conexión a un circuito. Exhibe una relación no lineal entre la tensión entre sus terminales y la corriente que lo atraviesa, presentando una baja resistencia en una dirección (polarización directa) y muy alta resistencia en sentido contrario (polarización inversa). En polarización directa la tensión ánodo-cátodo es positiva ($V_{AK} \geq 0$) y en polarización inversa la tensión ánodo-cátodo es negativa ($V_{AK} < 0$). En la Figura 1 se muestra el símbolo esquemático y las condiciones de polarización directa y polarización inversa.

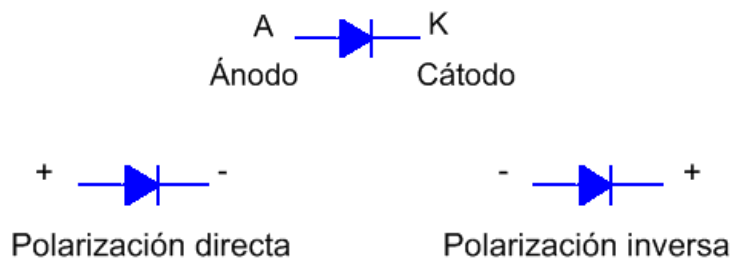


Figura 1

La relación teórica entre la corriente y la tensión en el diodo está dada por la ecuación de Shockley:

$$I_D = I_S (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

I_D : corriente que circula por el dispositivo para una tensión V_D aplicada

I_S : corriente de saturación inversa

$V_T = kT/q$, equivalente en tensión de la temperatura, $V_T \cong 26$ mV a $T = 300$ K.

La ecuación de Shockley es una ecuación teórica que puede aproximarse al comportamiento de un diodo real. Debe tenerse en cuenta que en el desarrollo de esta ecuación no se tienen en cuenta las resistencias de las regiones neutras (cuerpo del diodo) y las resistencias de contacto, así como la generación y recombinación de

portadores en la región de carga espacial de la juntura PN. Por otra parte, la corriente de polarización inversa en los diodos reales es mucho mayor que I_S debido a efectos secundarios que no tiene en cuenta la ecuación de Shockley, y que son de difícil consideración ya que pueden deberse a defectos durante el proceso de fabricación del dispositivo. Aunque la corriente I_S real es mayor que la determinada por la ecuación de Shockley es lo suficientemente pequeña como para que pueda ser despreciada, como primera aproximación, en la mayoría de los cálculos en circuitos con diodos.

La ecuación de Shockley suele modificarse agregando un factor η denominado factor de idealidad, cuyo valor oscila entre 1 y 2. De esta forma se modifica la ecuación anterior:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

En la Figura 2 se muestra la característica I-V según la ecuación de Shockley.

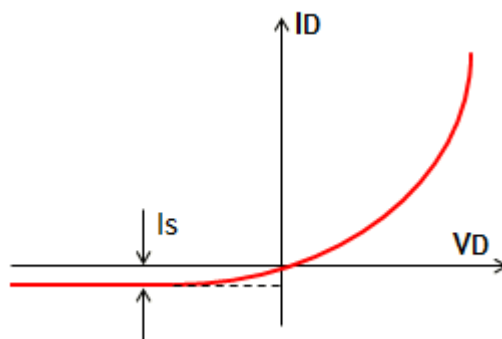


Figura 2

Debido a que el diodo es un componente electrónico cuya relación entre la tensión y la corriente entre sus terminales no es lineal para comprender mejor su funcionamiento se comenzará por presentar modelos equivalentes que son representaciones aproximadas lineales. Esta simplificación permite realizar un análisis rápido aceptable para etapas iniciales de diseño permitiendo la aplicación de herramientas clásicas de la teoría de circuitos.

Análisis de un circuito con diodo

El circuito electrónico más simple realizado con un diodo es el de la Figura 3. En este circuito básico la corriente por el diodo $I_D = I$ dependerá de los componentes asociados al circuito además de la relación de Shockley.

Al ser un circuito serie aplicando la segunda ley de Kirchoff resulta:

$$V_{BB} = I R_L + V_D$$

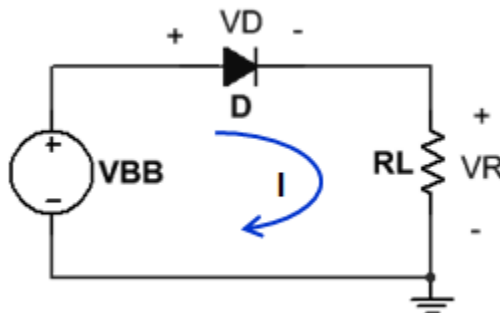


Figura 3

Dado que en esta ecuación se encuentran dos incógnitas, $I = I_D$ y V_D , la misma no es suficiente para encontrar la solución por lo que debe encontrarse una segunda ecuación. Esta es la ecuación de Shockley dada anteriormente, donde se ha supuesto $\eta = 1$

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

De esta combinación surge la ecuación con una sola incógnita:

$$V_{BB} = I_s \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) R_L + V_D$$

Esta ecuación es trascendente por lo cual debe encontrarse la solución a partir de algún tipo de análisis numérico porque no puede resolverse directamente. Si bien podría usarse un método iterativo, el mismo resulta tedioso, por lo que otro método válido para la resolución es el método gráfico. Para aplicar este método es necesario contar con el gráfico de la característica I_D - V_D dada por la ecuación de Shockley. Por otra parte, de la ley de Kirchoff si despejamos la corriente $I_D = I$ resulta la siguiente ecuación:

$$I_D = \frac{V_{BB}}{R_L} + \frac{V_D}{R_L}$$

Esta ecuación corresponde a una recta en el plano I_D - V_D conocida como ecuación de la **recta de carga estática**.

Para trazar esta recta se eligen dos puntos de fácil determinación. Para $I_D = 0$ corresponde $V_D = V_{BB}$ y para $V_D = 0$ corresponde $I_D = V_{BB}/R_L$.

La intersección de esta recta con el gráfico de la característica del diodo permite determinar el punto de polarización Q del dispositivo, también llamado **punto de reposo estático Q**, Figura 4.

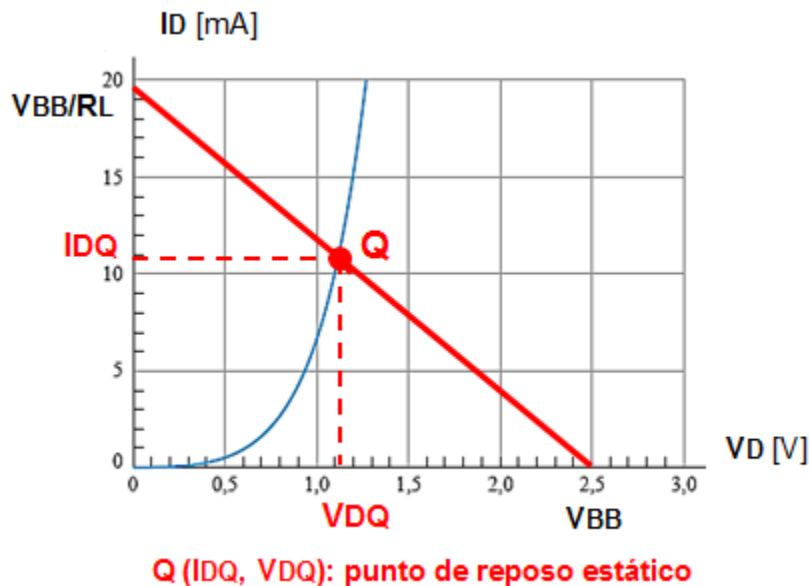


Figura 4

El método, si bien es sencillo, mantiene la indeterminación de cualquier método gráfico y se basa en el conocimiento de la característica del dispositivo. En la mayoría de las aplicaciones de diodos y, sobretodo, en el caso de circuitos complejos es necesario contar con otro tipo de análisis más simple. Para ello se recurre al uso de modelos equivalentes lineales que representan el comportamiento del dispositivo en regiones particulares de funcionamiento.

Modelos equivalentes en corriente continua

El modelo equivalente más simple es el denominado modelo de **diodo ideal**. En este modelo cuando el dispositivo se encuentra polarizado en inversa, ánodo negativo respecto a cátodo, no hay corriente por el diodo y éste se comporta como circuito abierto. El diodo se encuentra en estado de corte.

Si se polariza el diodo en directa, ánodo positivo respecto a cátodo, habrá corriente por el dispositivo, cuyo valor dependerá del circuito asociado. En este caso el diodo se encuentra en estado de conducción. En el modelo de diodo ideal el dispositivo se

comporta como circuito abierto o como cortocircuito resultado la característica ID-VD mostrada en la Figura 5.

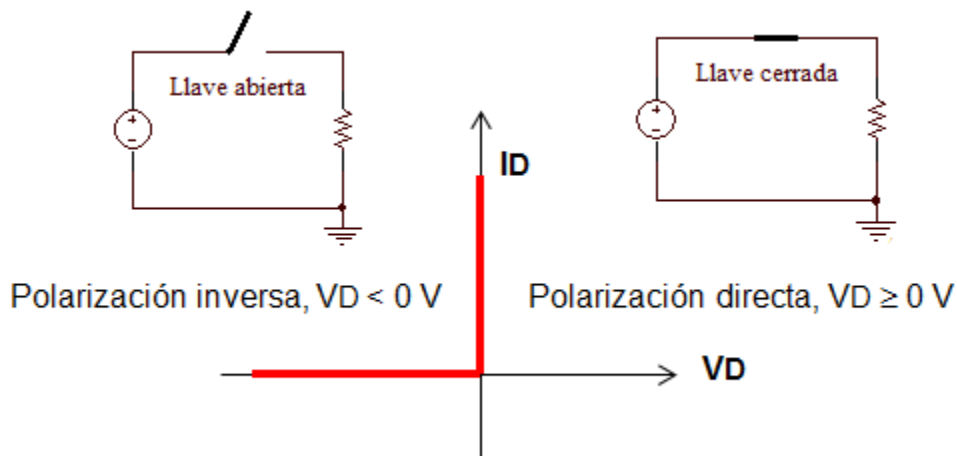


Figura 5

Este tipo de modelo equivalente suele denominarse modelo lineal por tramos, dado que la característica ID-VD se forma por dos segmentos de línea recta que, en este caso de modelo de diodo ideal, forman un ángulo de 90 grados.

Si bien el modelo de diodo ideal es muy sencillo está alejado del comportamiento real del dispositivo, mayormente en polarización directa. Al analizar la característica ID-VD de un diodo real polarizado en directa se observa que la corriente es de muy bajo valor hasta que se alcanza un valor de tensión VD denominada tensión umbral V_γ . El valor de V_γ depende del material del diodo. Para el Silicio $V_\gamma \cong 0.7 \text{ V}$, Figura 6.

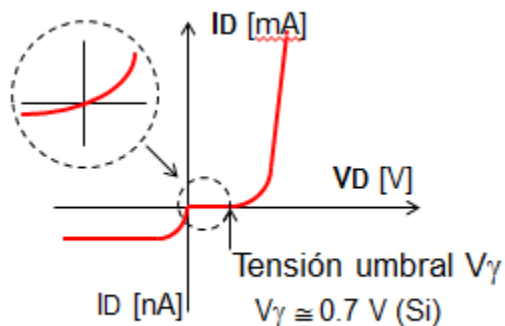


Figura 6

Por ello, en este modelo equivalente se considera que el dispositivo está cortado hasta alcanzar la tensión umbral V_γ , y a partir de allí, se supone que el diodo presenta una caída

de tensión constante $V_D = V_\gamma$ cuyo valor es independiente de la corriente por el dispositivo.

La característica I_D - V_D en este modelo es la mostrada en la Figura 6, en la cual la recta que representa la conducción del diodo se corre al valor de la tensión V_γ .

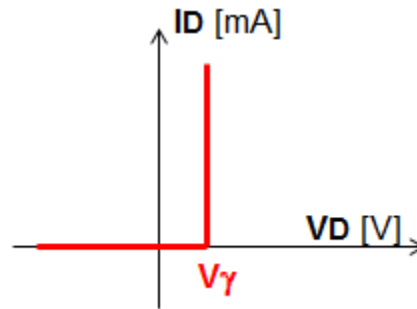


Figura 7

Al representar el dispositivo por este modelo equivalente se agrega una fuente de tensión independiente ideal de valor V_γ para polarización directa. Debe tenerse en cuenta que esta es una representación equivalente, modelo equivalente, y no corresponde a la realidad. En este modelo equivalente la tensión del diodo V_D se expresa como:

$$V_D \begin{cases} V_\gamma & \text{para } V_D \geq V_\gamma \\ 0 & \text{para } V_D < V_\gamma \end{cases}$$

La Figura 8 muestra la representación circuital para este modelo.

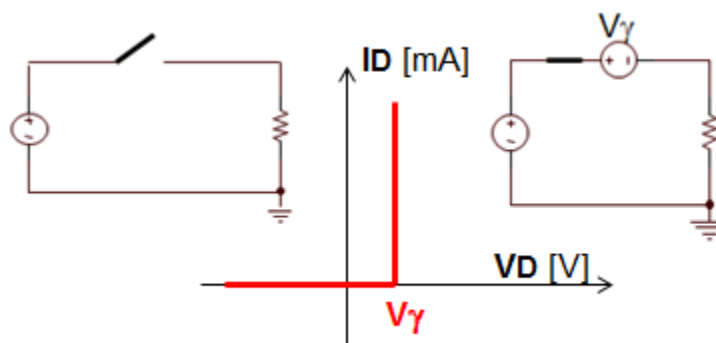


Figura 8

Pese a ser un modelo mejor que el de diodo ideal, el modelo anterior no tiene en cuenta que en un diodo real la caída de tensión aumenta con el incremento de la corriente. Este comportamiento puede asemejarse, utilizando un modelo lineal, a la caída de tensión

sobre un resistor equivalente R_D . De este modo, la característica I_D - V_D se vuelve a considerar como compuesta por dos segmentos rectos: uno fijo y otro que depende de la corriente cuyo punto de intersección es V_γ , Figura 9.

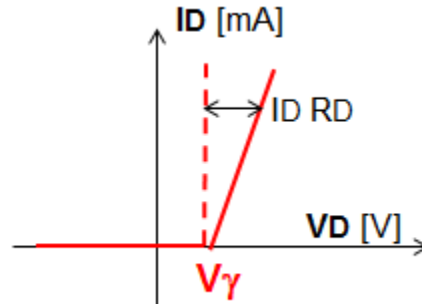


Figura 9

La Figura 10 muestra la representación circuital para polarizaciones mayores que la tensión V_γ . Para tensiones menores el circuito equivalente sigue siendo el de llave abierta.

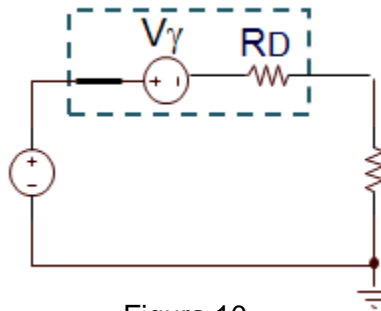


Figura 10

Un valor aproximado de R_D puede obtenerse utilizando la hoja de datos del dispositivo determinado una relación ΔV_D y ΔI_D entre dos puntos elegidos.

$$R_D = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D \text{ punto a punto}}$$

En la mayoría de las aplicaciones la resistencia R_D puede ser despreciada por lo cual resulta suficiente el modelo equivalente con fuente de tensión V_γ .

Apartamiento de la característica ideal del diodo

Al aumentar los niveles de corriente por la juntura se vuelven importantes las caídas de tensión asociadas con el campo eléctrico en las regiones neutras, Figura 20. Este efecto se asemeja a una resistencia serie de valor R_S que puede incluir la resistencia parásita de

los contactos del dispositivo. De esta forma la tensión total sobre el dispositivo será la suma de la tensión ideal V_{Di} y la caída de tensión $I_D R_S$.

$$V_D = V_{Di} + I_D R_S$$

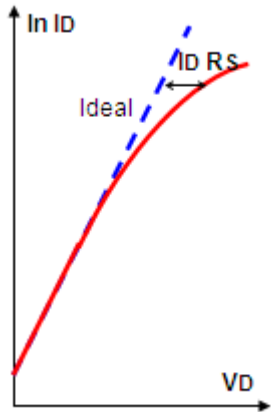


Figura 20

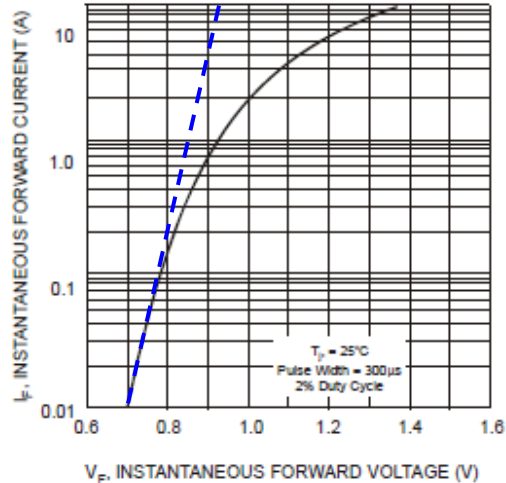


Figura 21

En la Figura 21 se muestra la característica I_D - V_D del diodo comercial 1N4002 (<http://www.diodes.com/datasheets/ds28002.pdf>) donde se observa el efecto de la resistencia R_S . La línea de trazo azul representa la característica ideal.

Se puede modelar al diodo de juntura PN incluyendo el efecto de la resistencia serie R_S como un generador de corriente ideal que obedece a la ecuación de Shockley en serie con una resistencia R_S , Figura 22.

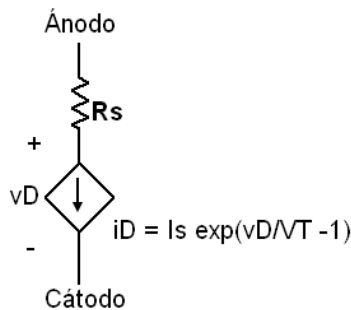


Figura 22

En una juntura PN ideal polarizada en forma inversa la corriente inversa (I_S) es casi independiente de la tensión aplicada a partir de una tensión inversa del orden de $4 VT$, aproximadamente 100 mV a $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$. En una juntura PN real la corriente de saturación

IS se mantiene prácticamente constante con el aumento de la polarización inversa hasta que se alcanza un valor crítico de tensión (VBR), para el cual ocurre el fenómeno de ruptura, y la corriente inversa se incrementa en forma abrupta. Los diodos que trabajan en esta zona son denominados diodos de ruptura. En la Figura 23 se observa que el efecto de ruptura se manifiesta en polarización inversa.

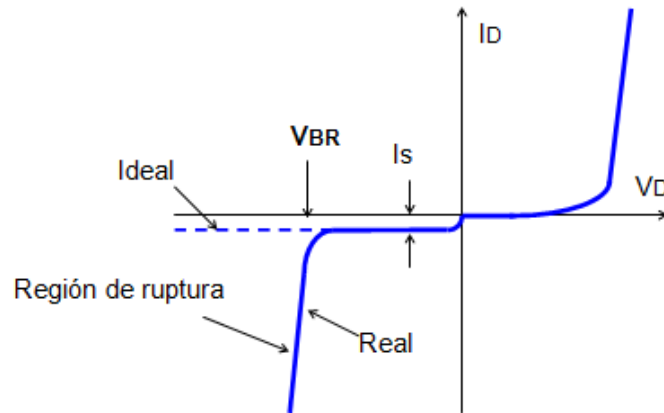


Figura 23

Para pequeños valores de tensión inversa se alcanza la corriente de saturación IS, de magnitud despreciable a los efectos prácticos.

Al aumentar la tensión de polarización inversa se llega a un valor denominado "tensión de codo" (VBR), donde los aumentos de corriente comienzan a ser considerables frente a los aumentos de tensión.

El fenómeno de ruptura puede ocurrir por dos tipos de mecanismos físicos: **efecto Zener** y **efecto de multiplicación por avalancha**.

El proceso de **ruptura por avalancha** ocurre cuando electrones o huecos que se mueven a través de la región de carga espacial adquieren suficiente energía del campo eléctrico como para crear pares electrón-hueco por colisiones con átomos del cristal, Figura 24.

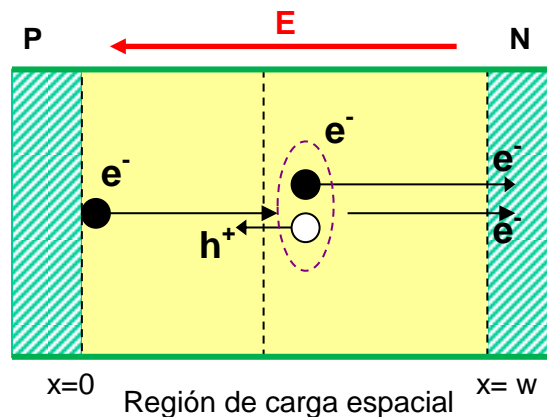


Figura 24

Estos portadores adquieren energía cinética y vuelven a repetir del proceso, produciendo una avalancha de portadores, que contribuyen a la corriente inversa, Figura 25.

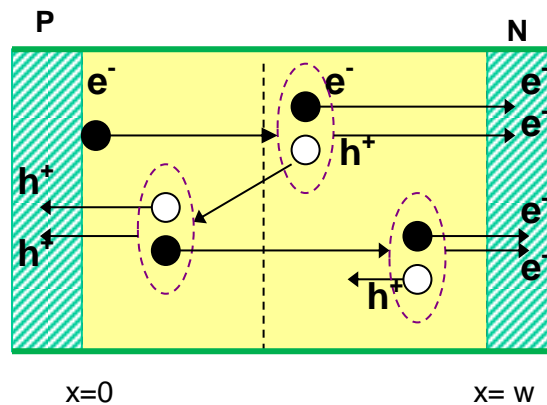


Figura 25

Si un electrón entra en la zona P de la región de carga espacial de ancho w en $x = 0$, Figura 24 se multiplica por el fenómeno de avalancha mientras viaja hasta alcanzar la región N, Figura 25. Debido a este proceso en $x = w$, la corriente de electrones I_n puede expresarse:

$$I_n(w) = M_n I_n(0)$$

M_n es el factor de multiplicación.

Para los huecos el proceso es similar en dirección de N a P.

Suele expresarse el factor de multiplicación M por medio de una relación empírica:

$$M = \frac{1}{1 - \left[\frac{V_R}{V_{BR}} \right]^m}$$

V_R : tensión inversa aplicada

V_{BR} : tensión de ruptura

m : coeficiente que varía entre 3 y 6 según el material

El fenómeno de **ruptura por efecto Zener** ocurre para junturas fuertemente dopadas donde se presenta el mecanismo túnel. Para junturas muy dopadas, las bandas de conducción (BC) y de valencia (BV) sobre los lados opuestos de la juntura se encuentran lo suficientemente cerca como para que los electrones puedan pasar directamente por efecto túnel de la banda de valencia del lado P a la banda de conducción del lado N. Las condiciones para que se produzca la ruptura Zener son: juntura muy abrupta y dopaje

elevado, de modo de tener una región de carga espacial w muy delgada, ya que la probabilidad de que se produzca efecto túnel depende del ancho de la barrera.

La Figura 26 muestra el diagrama de bandas de energía para efecto Zener.

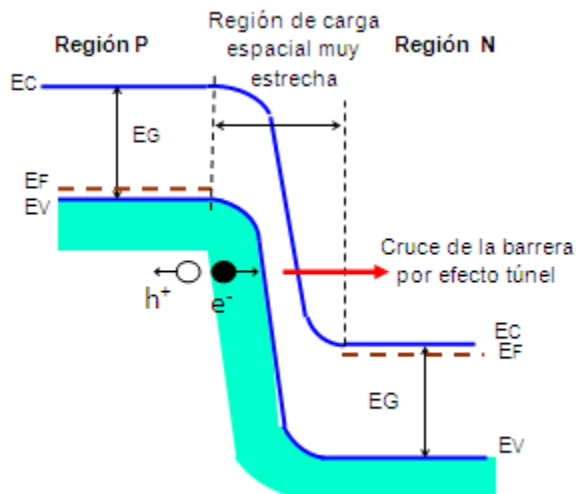


Figura 26

Según el modelo del enlace covalente, el efecto Zener se produce debido a la ionización por campo. La polarización inversa de una juntura fuertemente dopada produce un elevado campo eléctrico en w que puede romper los enlaces covalentes y producir portadores que contribuyen a la corriente inversa. El valor del campo requerido es del orden de 10^6 V/cm para Silicio.

Los diodos que trabajan en la región de ruptura se denominan genéricamente diodos Zener y sus características se tratarán más adelante.

Efectos de la temperatura

Al analizar la ecuación de Shockley $I_D = I_S (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$ se observa que tanto I_S como V_T son funciones de la temperatura por lo que la característica I_D - V_D también lo será.

La corriente inversa de saturación I_S depende fuertemente de la temperatura, fundamentalmente, porque es función de la concentración intrínseca de portadores n_i . Aproximadamente, en diodos de Silicio la corriente inversa I_S se duplica cada 10°C de aumento de la temperatura. Por otra parte, la tensión en el diodo en polarización directa para una corriente constante disminuye, también en Silicio, aproximadamente $2\text{ mV}/^\circ\text{C}$.

En forma general la corriente inversa de saturación puede expresarse como:

$$IS = K1 T^m e^{-\frac{EG(T)}{kT}}$$

K1 es una constante, m depende del tipo de semiconductor, EG(T) es el ancho de la banda prohibida que es función de la temperatura y k es la constante de Boltzmann.

Si en la ecuación anterior de Shockley se toma el logaritmo y luego se deriva respecto de la temperatura resulta:

$$\frac{d(\ln IS)}{dT} = \frac{1}{IS} \frac{dIS}{dT} = \frac{m}{T} + \frac{EG}{qVT^2}$$

En la ecuación anterior, y para simplificar el cálculo, se ha supuesto que el ancho de la banda prohibida se mantiene constante con la temperatura.

En forma general se toma una variación promedio de 7%/°C por lo que en un intervalo de 10 °C resulta $IS(T + 10^\circ C) = 1.07^{10} \cong 2$. Con este resultado se puede aproximar la variación de la corriente IS con la temperatura por:

$$IS(T) = IS(T_0) 2^{\frac{(T-T_0)}{10}}$$

T₀ es la temperatura tomada como referencia, normalmente 25 °C y T es la temperatura a la cual quiere determinarse el nuevo valor de IS.

Debe tenerse en cuenta que la anterior es un valor aproximado. En un diodo real la variación puede ser algo mayor por la existencia de corrientes de fuga superficiales de difícil determinación.

La Figura 27 muestra la variación de la corriente inversa de saturación IS, denominada por el fabricante IR, respecto a la temperatura de la juntura para el diodo 1N4148 (<http://www.diodes.com/datasheets/ds12019.pdf>).

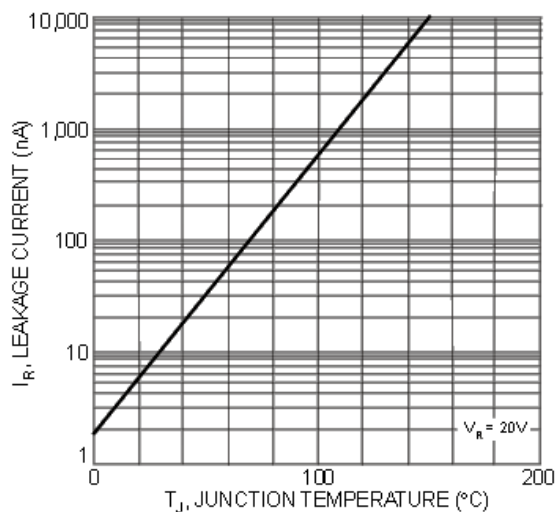


Figura 27

Respecto a la variación de la tensión en el diodo con la temperatura para polarización directa, despejando la tensión V_D de la ecuación de Shockley y considerando la corriente por el diodo constante:

$$\frac{dV_D}{dT} = \frac{V_D}{T} - \frac{V_T}{IS} \frac{dIS}{dT}$$

En promedio la variación de la tensión V_D en silicio es del orden de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Esta dependencia con la temperatura también afecta a la tensión umbral, de modo que puede establecerse la relación:

$$V_\gamma(T) = V_\gamma(T_0) + \frac{dV_D}{dT} (T - T_0)$$

$V_\gamma(T_0)$ es el valor de la tensión umbral para la temperatura de referencia T_0 .

La Figura 28 muestra la variación de la tensión en el diodo respecto a la temperatura para el diodo 1N4148

(<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/HitachiSemiconductor/mXwuyxq.pdf>)

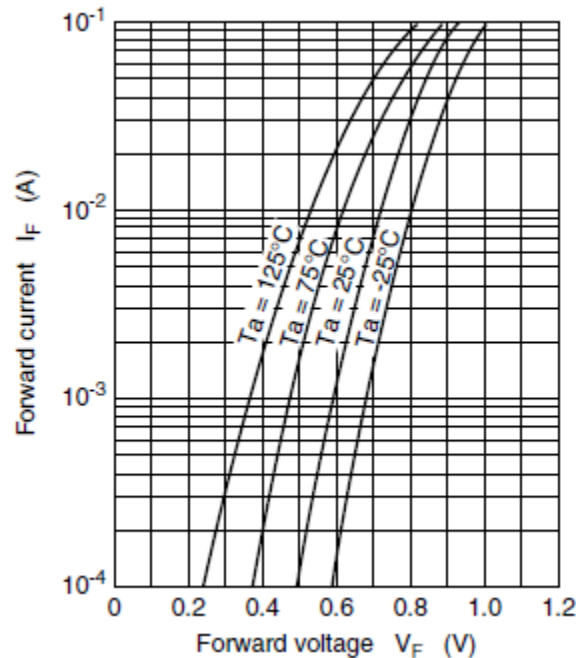


Figura 28

De la Figura 28 puede observarse que para una corriente constante I_F la tensión del diodo disminuye a medida que aumenta la temperatura.

La variación de la tensión del diodo con la temperatura puede usarse para realizar un termómetro electrónico sencillo de bajo costo, Figura 29. En este caso puede escribirse para la variación de la tensión del diodo:

$$\Delta V_D = -2 \text{ mV } (T - T_0)$$

T_0 es una temperatura de referencia a la cual se conoce la tensión sobre el diodo, por ejemplo: $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $V_D = 700 \text{ mV}$. Si se eligen adecuadamente los componentes resistivos la tensión de salida V_o es proporcional a la temperatura. De esta forma se puede graduar un milivoltímetro en valores correspondientes en grados centígrados.

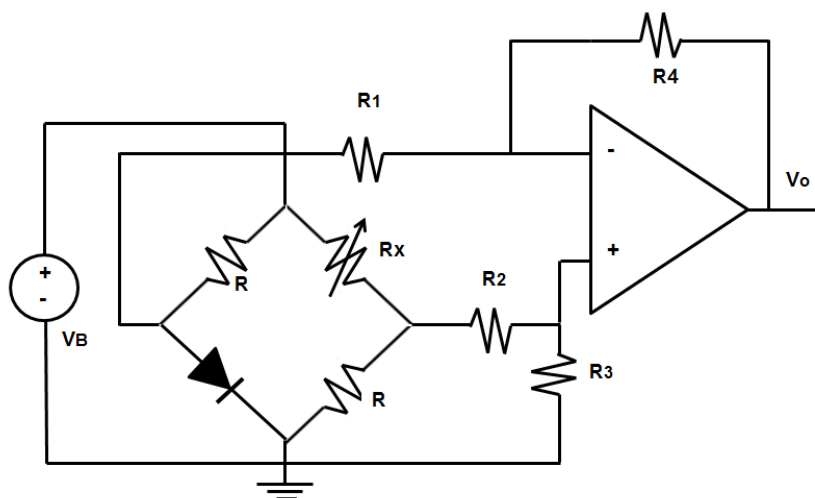


Figura 29

Modelo SPICE del diodo

El diodo semiconductor se modela en SPICE indicando la letra D seguida por el nombre asignado por el usuario, generalmente utilizando hasta ocho caracteres, y los nodos de conexión de ánodo (NA) y de cátodo (NK) junto con el nombre que representa al modelo del dispositivo.

D<nombre> NA NK DNOMBRE[(área) valor]

El término (área) especifica un coeficiente multiplicador que permite definir con los mismos parámetros diodos que están fabricados con un mismo proceso tecnológico, pero que poseen diferentes áreas de la unión PN. Este factor multiplica a algunos parámetros que definen el modelo del dispositivo.

El modelo incorpora características físicas del dispositivo que dependen de la fabricación. El programa SPICE permite definir modelos para distintos tipos de diodos o utilizar los propios del programa que se encuentran en las librerías de componentes. El tipo de modelo utilizado dependerá de las condiciones de análisis del dispositivo. En SPICE la sentencia que representa al modelo del diodo se expresa por:

.MODEL DNOMBRE D(P1=Val1 P2=Val2 ... PN=ValN)

DNOMBRE es el nombre del dispositivo asignado en el modelo. La letra **D** indica el tipo de dispositivo, diodo en este caso. **Pi** representa el nombre del parámetro y **Vali** el valor asignado al mismo. Como ejemplo, las sentencias:

D1 3 5 D1N4148

.MODEL D1N4148

describen a un diodo llamado D1 en el circuito que está colocado entre los nodos 3 y 5, ánodo y cátodo respectivamente, cuyo modelo corresponde al diodo comercial 1N4148 que se encuentra en la librería de componentes con el nombre D1N4148.

El diodo se modela como una resistencia óhmica (valor = $RS / \text{área}$) en serie con un diodo intrínseco cuya característica se representa por una fuente de corriente controlada por una tensión. La resistencia está conectada entre el nodo de ánodo y un nodo interno, Figura 22 y tiene en cuenta la caída de tensión producida en las regiones neutras de la juntura PN que forma al diodo.

En SPICE la característica en corriente continua queda determinada por la corriente inversa de saturación I_S , el coeficiente de idealidad o de emisión N y el valor de la resistencia RS . El parámetro BV representa la tensión de ruptura en inversa y se modela por un crecimiento exponencial de la corriente por el dispositivo. IBV indica el valor de la corriente en el punto de ruptura BV . Los efectos del almacenamiento de carga se modelan por el tiempo de tránsito TT y una capacitancia no lineal que depende de la capacitancia de la juntura en polarización nula CJO , el potencial de la juntura VJ y el coeficiente M . La corriente de saturación inversa depende de la temperatura a través de la energía del gap EG y un exponente XTI .

Los parámetros típicos básicos para representar al diodo, su significado y valor asignado por defecto en el programa SPICE se muestran en la Tabla I.

Tabla I: parámetros del modelo SPICE del diodo

Parámetro	Significado	Valor típico	Valor predefinido
IS	Corriente de saturación inversa	10-14 A	10-14 A
N	Coeficiente de emisión		1
ISR	Corriente de saturación de recombinación		0
NR	Coeficiente de emisión para ISR		2
IKF	Corriente codo de alta inyección		□
BV	Tensión de ruptura	50	□
IBV	Corriente para la tensión de ruptura		10-10 A
NBV	Factor de la tensión de ruptura		1
RS	Resistencia parásita	10	0
TT	Tiempo de tránsito	0.1 ns	0
CJO	Capacitancia de la juntura PN sin polarizar	2 pF	0
VJ	Potencial de la juntura	0.6 V	1
M	Coeficiente de la juntura	0.5	0.5
EG	Energía del gap	1.11 eV	1.11 eV
XTI	Exponente de la temperatura de IS	3	3
KF	Coeficiente de ruido Flicker		0
AF	Exponente de ruido Flicker		1
FC	Coeficiente para CJ en polarización directa		0.5

Circuitos de aplicación básicos: recortador a un nivel de tensión

El circuito recortador a un nivel se utiliza para eliminar una parte de una señal por encima o por debajo de un nivel especificado. Para establecer un método de trabajo para analizar este tipo de circuitos recortadores utilizamos el ejemplo numérico de la Figura 30.

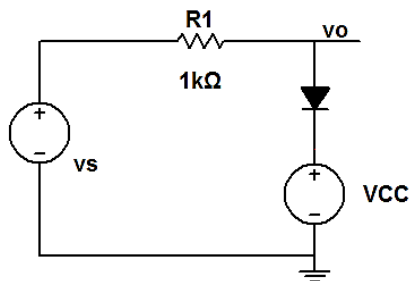


Figura 30

En el circuito $v_s(\omega t) = V_{sm} \sin \omega t = \sqrt{2} 12V \sin \omega t$ ($f = 1 \text{ kHz}$) y $V_{CC} = 5 \text{ V}$.

Para $i_D = 0$ la aplicación de la ley de Kirchoff establece: $v_s(\omega t) = v_D + V_{CC}$. Si utilizamos el modelo equivalente de diodo ideal la tensión umbral será $V_\gamma = 0$. De la ecuación anterior despejamos la tensión en el diodo resultando:

$$v_D = v_s(\omega t) - V_{CC}$$

Para que el diodo esté en conducción la tensión en el diodo deberá ser por lo menos igual o mayor que la tensión umbral V_γ . De esta condición resulta:

$$v_D = v_s(\omega t) - V_{CC} \geq V_\gamma = 0$$

Esta ecuación se cumple para $v_s(\omega t) \geq V_{CC}$ que para el caso del circuito de la Figura 30 resulta: $\sqrt{2} 12V \sin \omega t \geq 5V$.

Este resultado establece los valores de la señal de entrada para los cuales el diodo D está en estado de conducción. Dado que el diodo es un dispositivo de sólo dos estados posibles $v_s(\omega t) < V_{CC}$ determina los valores de la señal de entrada para los cuales el diodo D no conduce.

El valor $v_s(\omega t) = V_{CC}$ determina un valor de tensión umbral que separa los intervalos de conducción y no conducción del diodo D, Figura 31. Para el caso del circuito analizado se cumplirá: $\sqrt{2} 12V \sin \omega t = 5V$.

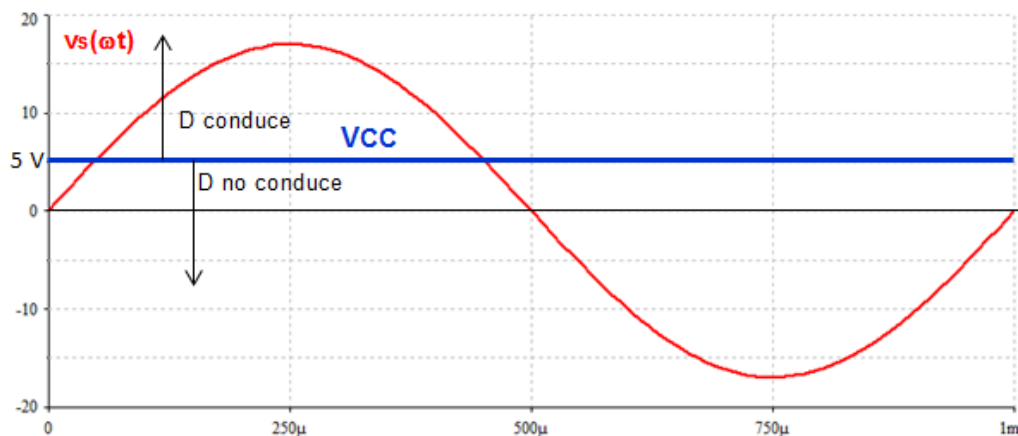


Figura 31

Si se utiliza el modelo de diodo ideal, para el caso de conducción del diodo, se debe reemplazar el diodo por su circuito equivalente resultando el circuito de la Figura 32.

Del análisis del mismo se desprende que $v_o(\omega t) = V_{CC} = 5 \text{ V}$ para el intervalo donde $v_s(\omega t) \geq 5V$.

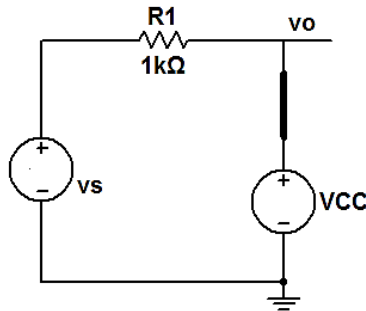


Figura 32

En el intervalo de $v_s(\omega t)$ para el cual el diodo no conduce el circuito resultante es el de la Figura 33, donde el diodo se reemplazó por una llave abierta resultado $v_o(\omega t) = v_s(\omega t)$.

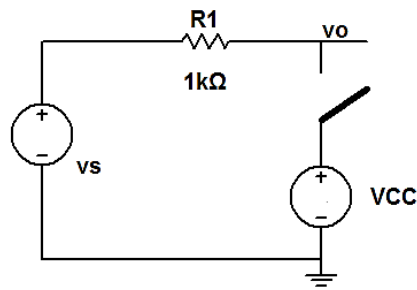


Figura 33

La forma de onda de salida se muestra en la Figura 34.

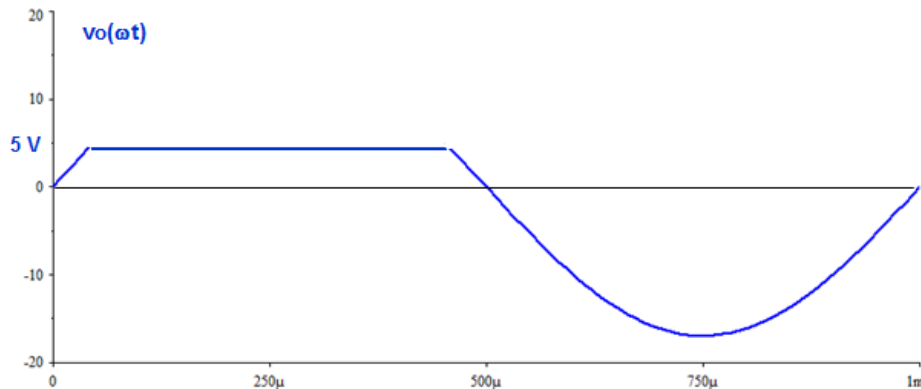


Figura 34

Como se aprecia en este caso se elimina la parte de $v_s(\omega t)$ que supera a VCC.

Si se utiliza para el diodo el modelo equivalente con fuente de tensión en ese caso $V_\gamma \neq 0$.

Si consideramos un diodo de Silicio para el cual $V_\gamma \cong 0.7 \text{ V}$ el dispositivo comenzará a conducir cuando la tensión en el mismo supere esta tensión umbral. En ese caso se

deberá cumplir: $v_D = v_s(\omega t) - V_{CC} \geq V_\gamma = 0.7 \text{ V}$. De esta ecuación resulta que el intervalo de valores de la señal de entrada para el cual el diodo conduce es: $v_s(\omega t) \geq V_{CC} + 0.7 \text{ V}$. El diodo estará cortado para $v_s(\omega t) < V_{CC} + 0.7 \text{ V}$. Se deduce que el límite entre los dos estados del diodo estará dado por: $v_s(\omega t) = V_{CC} + 0.7 \text{ V} = 5.7 \text{ V}$, Figura 35.

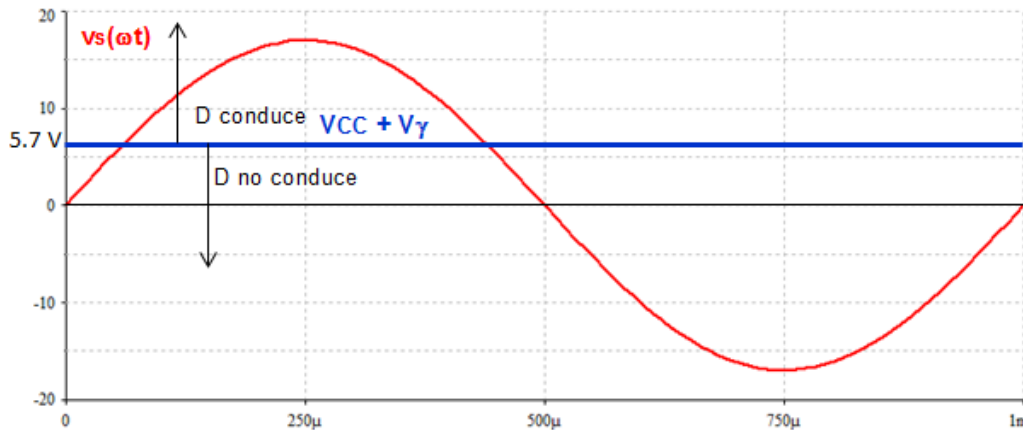


Figura 35

Realizando el mismo análisis anterior se deduce que cuando el diodo conduce $v_o(\omega t) = V_{CC} + 0.7 \text{ V} = 5.7 \text{ V}$. Si el diodo no conduce $v_o(\omega t) = v_s(\omega t)$. La tensión de salida resultante se muestra en la Figura 36.

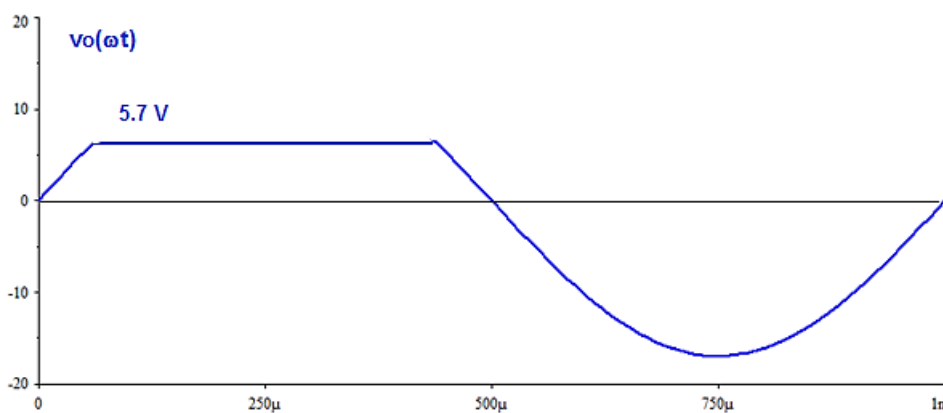


Figura 36

Circuito recortador a dos niveles

El circuito de la Figura 37 permite realizar una limitación tanto positiva como negativa de la señal de entrada. El análisis del circuito puede realizarse en forma análoga al anterior. En este circuito la señal de entrada se recorta tanto para el ciclo positivo como para el

ciclo negativo de la tensión de entrada. La Figura 38 muestra el resultado de la simulación SPICE del circuito (programa LTSpiceIV).

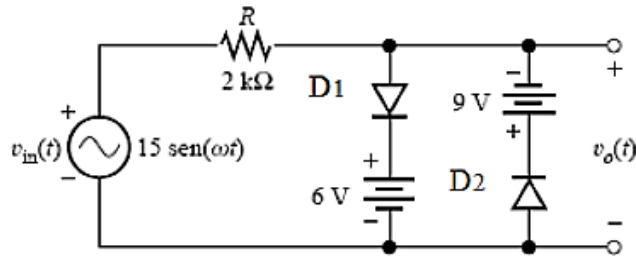


Figura 37

El circuito puede analizarse teniendo en cuenta que cuando la señal $v_{in}(t)$ es positiva el diodo D2 queda polarizado en inversa, por lo que el circuito puede analizarse como el ejemplo anterior. Del mismo modo, para el ciclo negativo de $v_{in}(t)$ el diodo D1 queda polarizado en inversa.

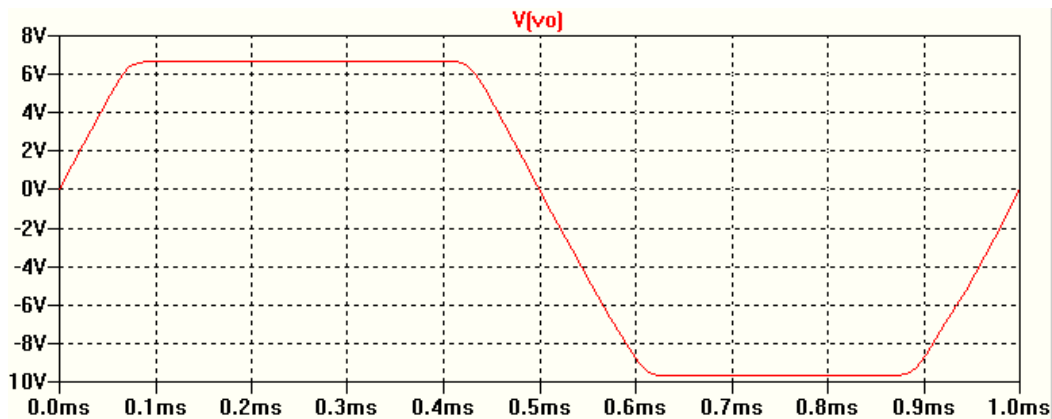


Figura 38

Potencia, temperatura de funcionamiento, encapsulado

En el apunte **Potencia en semiconductores** se revisan las características de los efectos de la temperatura y su relación con la potencia en semiconductores. Según las características de corriente y tensión máximas y régimen de funcionamiento los diodos se encuentran en distintos encapsulados. La Figura 39 muestra el encapsulado típico para un diodo de baja y mediana potencia para montaje común y para montaje superficial. El cátodo está indicado con una línea de color.



Figura 39

La Figura 40 muestra encapsulados para diodos de potencia.



Figura 40

Circuitos rectificadores

Una aplicación típica de los diodos es en circuitos rectificadores los cuales permiten convertir una tensión alterna en una tensión continua. Los circuitos rectificadores forman parte de las fuentes de alimentación cuyo esquema básico se muestra en la Figura 41.

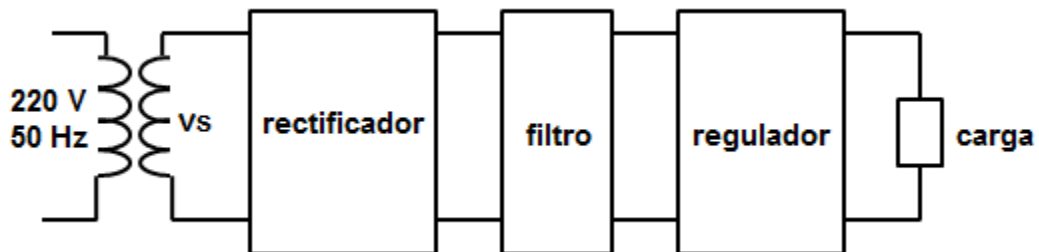


Figura 41

El circuito rectificador más simple es el rectificador de media onda, Figura 42, en el cual una fuente de tensión alterna, un diodo y un resistor de carga se conectan en serie. La fuente de tensión v_s de la Figura 42 está representando la tensión del secundario del transformador.

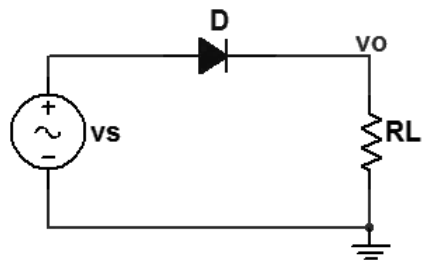


Figura 42

Para analizar en forma simple el circuito consideremos que el diodo se comporta en forma ideal ($V_\gamma = 0$, $R_D = 0$). La tensión de entrada $v_s(\omega t) = V_m \sin \omega t$ será positiva en el intervalo $[0, \pi]$ y negativa en el intervalo $[\pi, 2\pi]$ marcando la diferencia en el comportamiento del diodo. Durante el semiciclo positivo de $v_s(\omega t)$ el diodo conduce y al reemplazarlo por su circuito equivalente, cortocircuito, la tensión $v_s(\omega t)$ queda aplicada sobre la carga, resultando $v_o(\omega t) = v_s(\omega t)$. Durante el semiciclo negativo el diodo queda polarizado en inversa y no conduce, circuito abierto. La corriente en el circuito será nula resultando $v_o(\omega t) = 0$. En este caso la tensión de entrada aparece soportada por el diodo. Cuando la tensión de entrada llega a su valor máximo negativo el diodo debe permanecer en polarización inversa sin llegar a la región de ruptura. Esta tensión inversa máxima constituye un parámetro importante para la selección del diodo y se conoce como **tensión inversa de pico, TIP**. En la Figura 43 se muestra para un ciclo completo de $v_s(\omega t)$ la tensión $v_o(\omega t)$ en la carga y la tensión $v_d(\omega t)$ en el diodo.

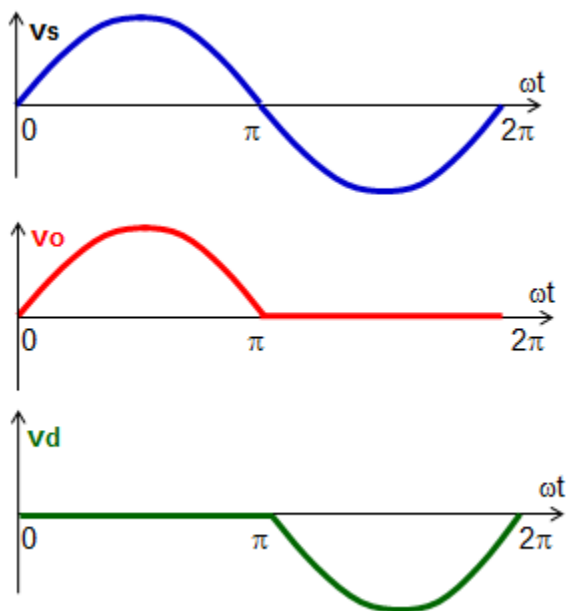


Figura 43

Un valor característico en los circuitos rectificadores es el valor de tensión o corriente continua (o promedio) sobre la carga:

$$V_{occ} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{sm} \text{sen}\omega t d(\omega t) = \frac{V_{sm}}{\pi}$$

La corriente continua por la carga:

$$I_{occ} = \frac{V_{occ}}{RL} = \frac{V_{sm}}{\pi RL} = \frac{I_{om}}{RL}$$

Otro parámetro de interés en el circuito rectificador de media onda es el valor eficaz:

$$V_{oef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{sm}^2 \text{sen}^2 d(\omega t)} = \frac{V_{sm}}{2}$$

$$I_{oef} = \frac{V_{oef}}{RL}$$

Del análisis de estos parámetros se observa que sólo una parte de la tensión de entrada se convierte en tensión continua a la salida. Por ello se utilizan filtros que mejoran esta característica como se analizará posteriormente.

La diferencia entre la tensión de salida $v_o(\omega t)$ y la tensión continua V_{occ} se conoce como tensión de rizado $v_r(\omega t)$. Visto de otra forma, la tensión de salida está compuesta por una tensión continua y una tensión de rizado. La tensión de rizado $v_r(\omega t)$ se puede expresar:

$$v_r(\omega t) = v_o(\omega t) - V_{occ}$$

El valor eficaz de la tensión de rizado V_{ref} puede calcularse:

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_o(\omega t) - V_{occ})^2 d(\omega t)} = \sqrt{V_{oef}^2 - V_{occ}^2}$$

Generalmente, el efecto de la tensión de rizado se expresa por el factor de rizado r definido por:

$$r = \frac{V_{ref}}{V_{occ}}$$

Reemplazando y operando se obtiene:

$$r = \frac{\sqrt{V_{oef}^2 - V_{occ}^2}}{V_{occ}} = \frac{1.21 V_{occ}}{V_{occ}} = 1.21$$

El factor de rizado suele expresarse en porcentaje: $r = 121\%$. Este valor es válido para el rectificador de media onda.

La potencia total en la carga está dada por:

$$P_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t)^2 RL d(\omega t) = I_{oef}^2 RL = V_{oef} RL$$

La potencia de continua en la carga:

$$P_{occ} = V_{occ} I_{occ} = I_{occ}^2 RL$$

La eficacia del rectificador se tiene en cuenta mediante la eficiencia de rectificación $\eta\%$:

$$\eta\% = \frac{P_{occ}}{P_o} \times 100 = \frac{V_{occ} I_{occ}}{V_{oef} I_{oef}}$$

Para el rectificador de media onda $\eta \cong 40.6\%$ en las mejores condiciones, resistencia del diodo despreciable frente a la resistencia de carga.

Si se usa el modelo de diodo con $V_\gamma \neq 0$ ($V_\gamma = 0.7\text{ V}$ para diodo de silicio) deberá considerarse que el diodo comenzará a conducir para el valor determinado por:

$$V_{sm} \sin(\omega t_1) = V_\gamma$$

En las ecuaciones anteriores deberán hacerse las modificaciones correspondientes. En la mayoría de las aplicaciones suele considerarse el modelo ideal para $V_{sm} \geq 7\text{ V}$. En la Figura se muestra una simulación de un circuito rectificador de media onda realizado con el software LTSpiceIV. Se ha utilizado un diodo básico. Como puede observarse en la Figura 44 hay una pequeña caída de tensión debido al comportamiento real del diodo y en el semiciclo negativo de la entrada sobre el diodo aparece la máxima tensión en inversa igual al máximo de la tensión de entrada.

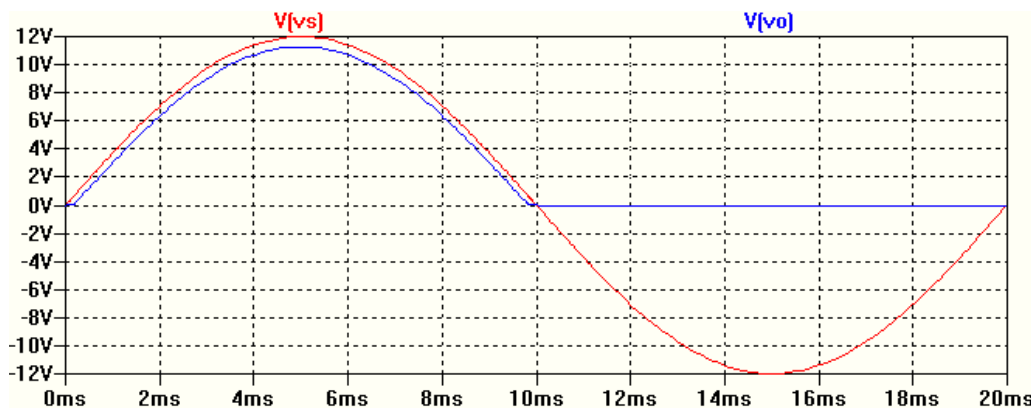


Figura 44

Debido al bajo rendimiento y alto valor de las componentes de rizado se utiliza la rectificación de onda completa. En forma sencilla un rectificador de onda completa está formado por dos rectificadores de media onda cada uno funcionando para un semiciclo de

la tensión de entrada. Se dispone de dos configuraciones de rectificador de onda completa: rectificador con punto medio y rectificador puente.

El circuito rectificador de onda completa con punto medio tiene la disposición circuital de la Figura 45.

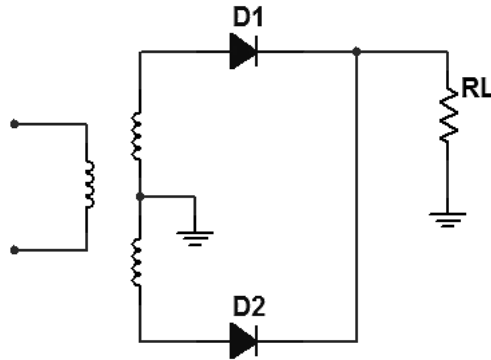


Figura 44

El análisis del circuito se puede dividir en dos intervalos correspondientes a cada semiciclo de la tensión de entrada $v_s(\omega t)$. Durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada $v_s(\omega t)$ el diodo D1 queda polarizado en directa y el diodo D2 en inversa. En esta situación el diodo D2 se comporta como circuito abierto, por lo que el circuito resultante es un rectificador de media onda, Figura 45. Se deberá tener en cuenta que la máxima tensión en inversa que debe soportar el diodo D2 es aproximadamente $2 V_{sm}$.

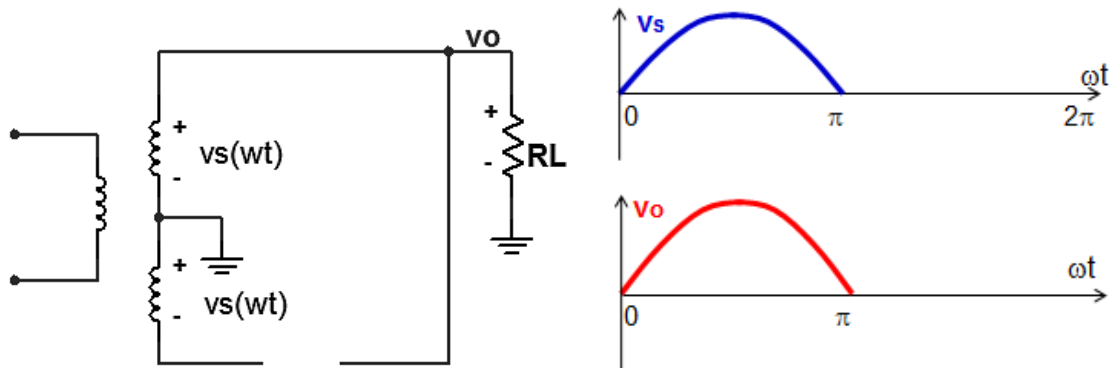


Figura 45

En el semiciclo negativo de la tensión de entrada $v_s(\omega t)$ el diodo D1 queda polarizado en inversa y el diodo D2 en directa. El circuito resultante es otro rectificador de media onda, Figura 46. El diodo D1 soportará $2 V_{sm}$ como máxima tensión en inversa.

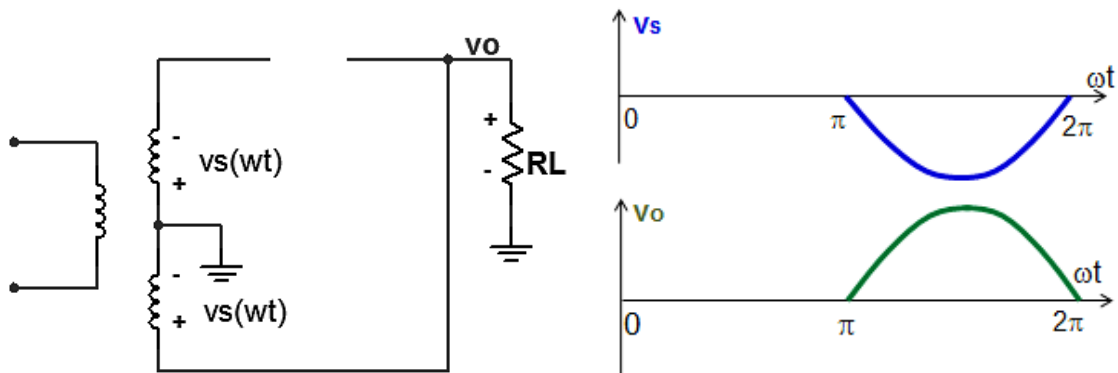


Figura 46

La tensión de salida $v_o(\omega t)$ resultará de la contribución de ambos circuitos rectificadores como se aprecia en la Figura 47. Se muestra también la tensión resultante sobre el diodo D1 suponiendo que el mismo se comporta como ideal.

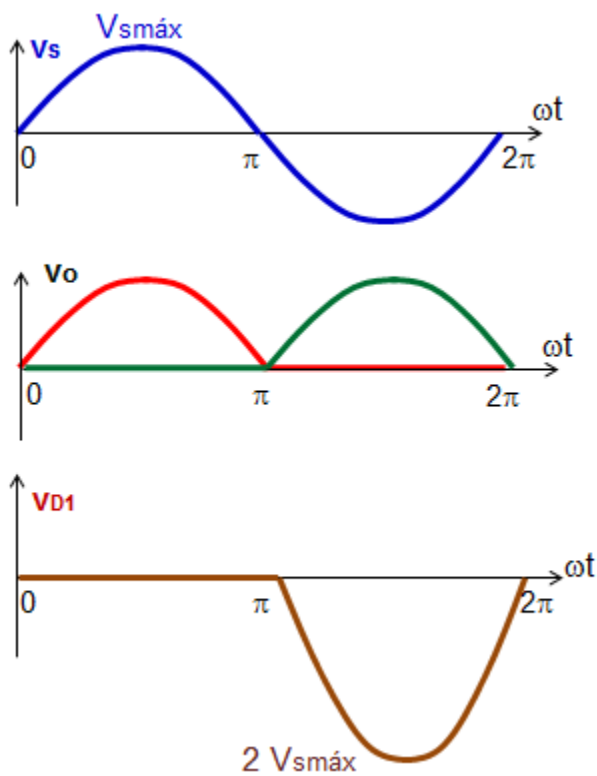


Figura 47

El valor medio de la tensión de salida queda determinado por:

$$V_{occ} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v_o(\omega t) d(\omega t) = \frac{2 V_{sm}}{\pi}$$

Nuevamente se ha supuesto modelo de diodo ideal. La corriente media en la carga será:

$$I_{occ} = \frac{V_{occ}}{R_L}$$

El valor eficaz de la tensión sobre la carga:

$$V_{oef} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v_o(\omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{V_{sm}}{\sqrt{2}}$$

El factor de rizado puede determinarse por:

$$r = \frac{\sqrt{V_{oef}^2 - V_{occ}^2}}{V_{occ}} = 0.48$$

Expresado en porcentaje $r \cong 48\%$. Este valor expresa una notable mejora respecto del rectificador de media onda.

La eficiencia de rectificación se duplica:

$$\eta\% = \frac{P_{occ}}{P_o} \times 100 = \frac{V_{occ} I_{occ}}{V_{oef} I_{oef}} \cong 81\%$$

Es el máximo rendimiento en las mejores condiciones.

El mismo tipo de análisis puede hacerse para el circuito rectificador onda completa puente mostrado en la Figura 48.

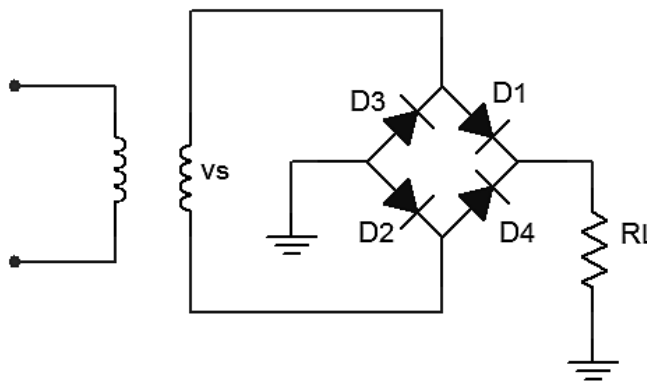


Figura 48

Si bien este tipo de rectificador utiliza cuatro diodos tiene como ventaja que no utiliza un transformador con punto medio resultando más económico. Analizando el circuito de la Figura 48 se observa que durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada conducen los diodos D1 y D2, mientras D3 y D4 quedan polarizados en inversa. Utilizando para los diodos un modelo de diodo ideal resulta en circuito de la Figura 49.

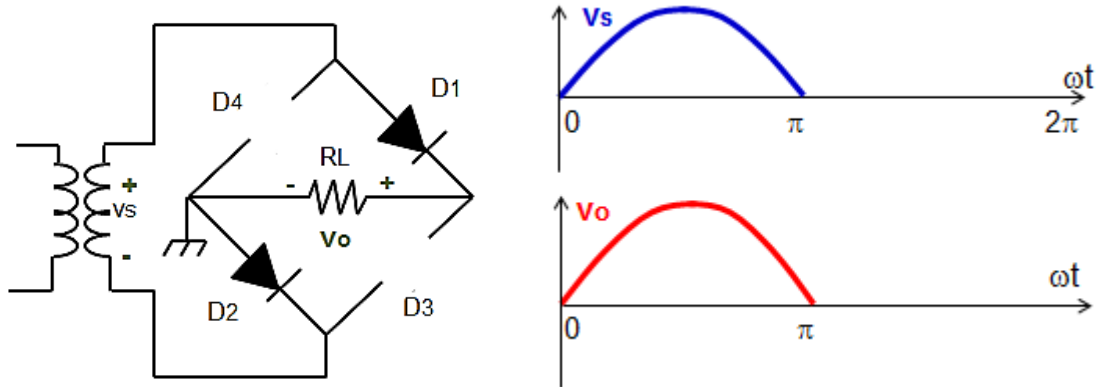


Figura 49

En el semiciclo negativo de la tensión de entrada D1 y D2 quedan polarizados en inversa mientras que D3 y D4 conducen. El comportamiento del circuito se muestra en la Figura 50.

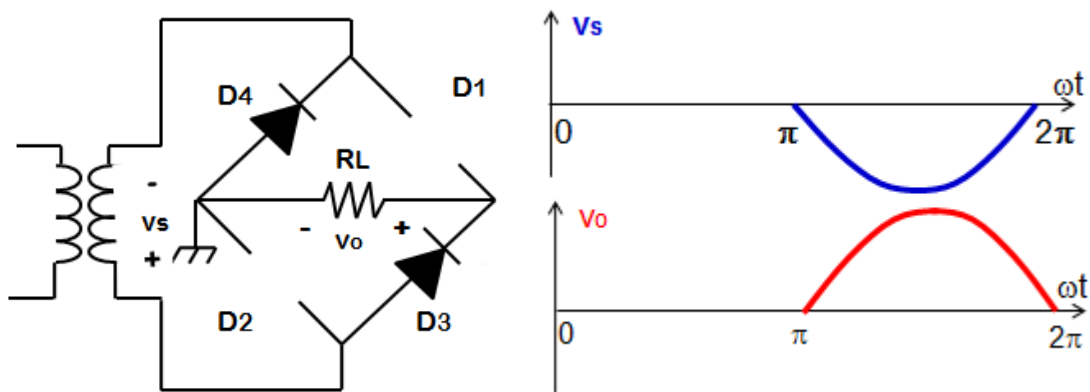


Figura 50

En este circuito como los diodos conducen de a pares, y en caso de no considerar el modelo ideal, la caída de tensión en los diodos será aproximadamente $2 V_\gamma$. Por otra parte el valor de la tensión inversa de pico sobre cada diodo en el caso ideal es V_{sm} .

Rectificadores con filtros

Si bien la rectificación de onda completa permite mejorar la eficiencia y el factor de rizado, con el propósito de mejorar aún más la tensión continua sobre la carga se utilizan filtros. El filtro más utilizado en circuitos de baja potencia es un capacitor que se coloca en paralelo con la carga. En la Figura 51 se muestra el circuito para un rectificador de media onda.

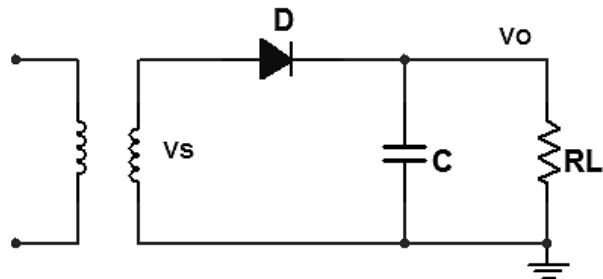


Figura 51

El funcionamiento es simple. En cada ciclo positivo de la tensión de entrada el capacitor almacena energía y se carga mientras el diodo esté polarizado en directa. En la Figura 52 se muestra la tensión de salida $v_o(\omega t)$ para un caso genérico comparada con la tensión de entrada $v_s(\omega t)$. Cuando la tensión de entrada disminuye por debajo de la tensión del capacitor el diodo queda polarizado en inversa y el capacitor se descarga sobre el resistor de carga R_L . Cuando el diodo conduce la forma de onda de tensión sobre la carga sigue a la tensión $v_s(\omega t)$. Cuando el diodo deja de conducir la forma de onda de tensión será de forma exponencial decreciente con una constante de tiempo $\tau = R_L C$.

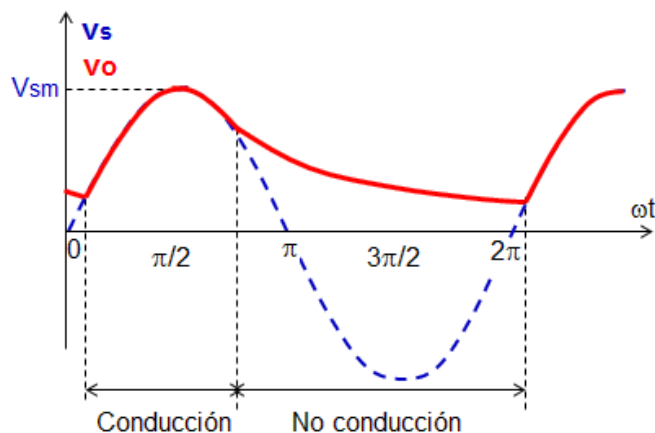


Figura 52

Si el diodo es ideal el capacitor se carga al pico de la tensión de entrada V_{sm} . En la Figura 53 se muestra la tensión sobre la carga considerando una constante de tiempo $\tau = R_L C \gg T$. En ese caso la exponencial de descarga puede aproximarse a un comportamiento lineal, Figura 53. La tensión de descarga total del capacitor es V_r .

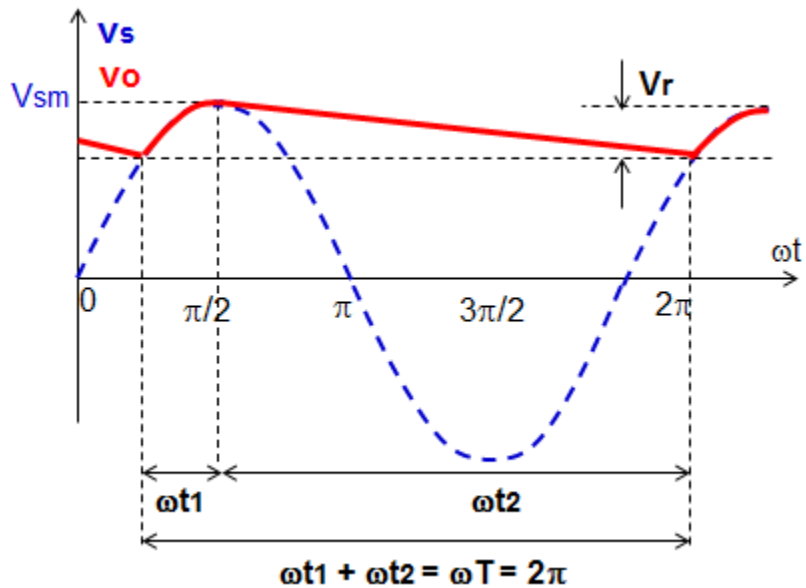


Figura 53

La corriente por el diodo toma la forma de pulsos que permiten recuperar la carga perdida por el capacitor en cada ciclo de descarga, Figura 54. Si el valor de la capacitancia es grande el capacitor C debe recuperar la carga en un tiempo pequeño y la amplitud pico del pulso de la corriente por el diodo puede ser muy elevado. Este valor debe tenerse en cuenta en el diseño del circuito para la selección del diodo. Dado que el pulso se repite periódicamente este valor de pico recibe el nombre de **corriente de pico repetitiva**.

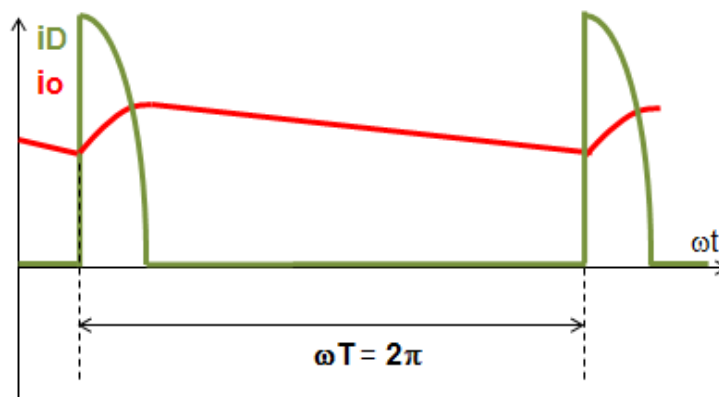


Figura 54

Si en el momento inicial de encendido de la fuente el capacitor no posee carga, $v_c(0) = 0$, la corriente por el diodo toma un valor muy elevado ya que queda limitada por la resistencia de la fuente y, en un diodo real, por la pequeña resistencia del diodo. Este valor inicial de corriente se denomina **corriente pico inicial** y es un parámetro de selección del diodo.

La tensión sobre la carga puede dividirse en dos intervalos. En la Figura 55 el tiempo t_1 es el tiempo de carga del capacitor y t_2 el tiempo de descarga del capacitor. Para el caso del rectificador de media onda $t_1 + t_2 = T$. Si el rectificador es de onda completa $t_1 + t_2 = T/2$.

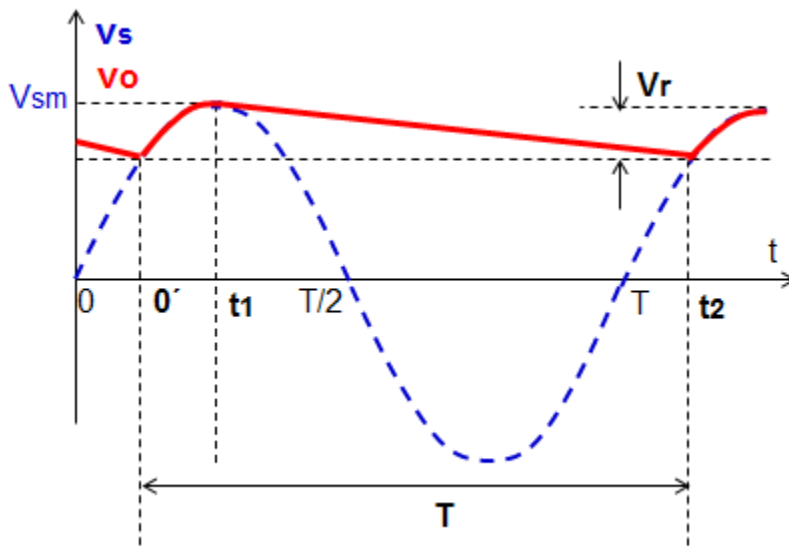


Figura 55

Si realizamos el análisis para el rectificador de media onda para el caso del diodo ideal, cuando el capacitor se carga la tensión de salida sigue a la tensión de entrada. Considerando el origen, $t = 0'$, en el punto indicado en la Figura 55, la tensión de salida $v_o(\omega t)$ durante el intervalo correspondiente entre $0'$ y t_1 será de la forma:

$$v_o(\omega t) = V_{sm} \operatorname{sen} \omega t$$

Entre t_1 y t_2 la tensión de salida puede expresarse:

$$v_o(\omega t) = V_{sm} e^{-(t-t_1)/RLC}$$

La variación de tensión en el capacitor se corresponde con la tensión de rizado V_r . En este caso ideal y según puede verse en la Figura V_r puede calcularse por:

$$V_r = V_{sm} - V_{sm} e^{-(t_2-t_1)/RLC}$$

Si la constante de tiempo es grande comparada con el tiempo de descarga t_2 y el tiempo de carga t_1 es mucho menor que t_2 se puede considerar que $t_2 \cong T$. En el caso de un rectificador de onda completa vale el mismo análisis pero en este caso $t_2 \cong T/2$, donde T es el período de la señal de entrada. Con la consideración anterior:

$$V_r = V_{sm} - V_{sm} e^{-T/RLC}$$

En la ecuación anterior si se desarrolla la exponencial en serie y se toma el término lineal:

$$e^{-T/RLC} \cong 1 - \frac{T}{RLC}$$

Reemplazando esta expresión en la ecuación de la tensión de rizado se obtiene:

$$Vr \cong Vsm \frac{T}{RL C}$$

Relacionando el periodo T con la frecuencia de la señal de entrada: $T = 1/f$ resulta:

$$Vr \cong Vsm \frac{1}{f RL C}$$

Este es un valor estimativo de la tensión Vr de rizado en función del valor de la capacitancia de C. De esta relación puede calcularse un valor aproximado del valor de C para una tensión de rizado en particular.

$$C = \frac{Vsm}{f RL Vr}$$

Como se dijo anteriormente en el caso del rectificador de onda completa $T = 1/2f$ resultando:

$$Vr \cong Vsm \frac{1}{2f RL C}$$

Ejemplo: efecto de la capacitancia sobre la tensión de salida

Para analizar el efecto del valor de la capacitancia C sobre la tensión de salida vo se utiliza el circuito de la Figura 56 para realizar una simulación con LTSpiceIV. Se realizará un análisis temporal para dos ciclos de la tensión de entrada variando el valor de la capacitancia. Como puede observarse en el gráfico de la tensión vo(ωt), Figura 57, a medida que aumenta el valor de C, y por lo tanto también lo hace la constante de tiempo $\tau = RL C$, aumenta el valor medio de la tensión en la carga, área bajo la curva evaluada en un periodo de la señal de entrada.

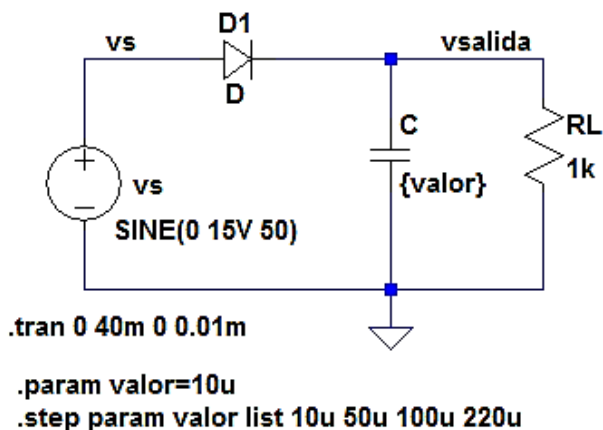


Figura 56

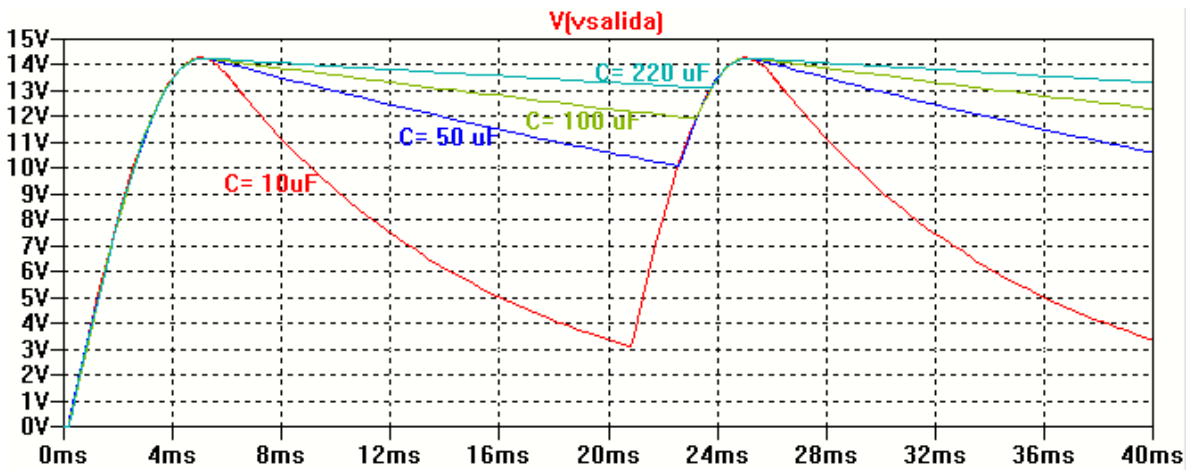


Figura 57

En la Figura 58 se aprecia la variación de la corriente por el diodo para los distintos valores de capacitancia del ejemplo. Se observa la diferencia entre el valor de la corriente pico inicial y la corriente pico repetitiva.

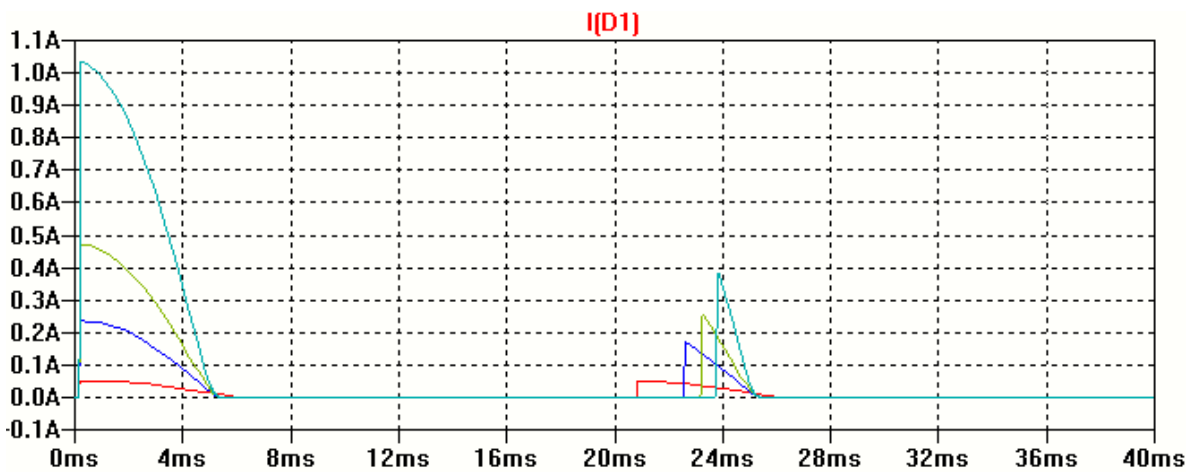


Figura 58

Bibliografía

Floyd T., Dispositivos electrónicos, Ed. Pearson (Octava Edición)

Boylestad R. - Nashelsky L., Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos, Ed. Pearson (Décima Edición)

Malvino A. - Bates D., Principios de Electrónica, Ed. Mc Graw Hill (Séptima Edición)

Rashid M., Circuitos Microelectrónicos: Análisis y diseño, Ed. International Thomson Editores

