

DE LORENZO GROUP

**APLICACIONES DEL DIODO
DL 3155M12
GUIA TEORICA**

Laboratorio TIME

*50 years
in the field of
technical
education*

esq

UNI EN ISO 9001
UNI EN ISO 9002



DE LORENZO

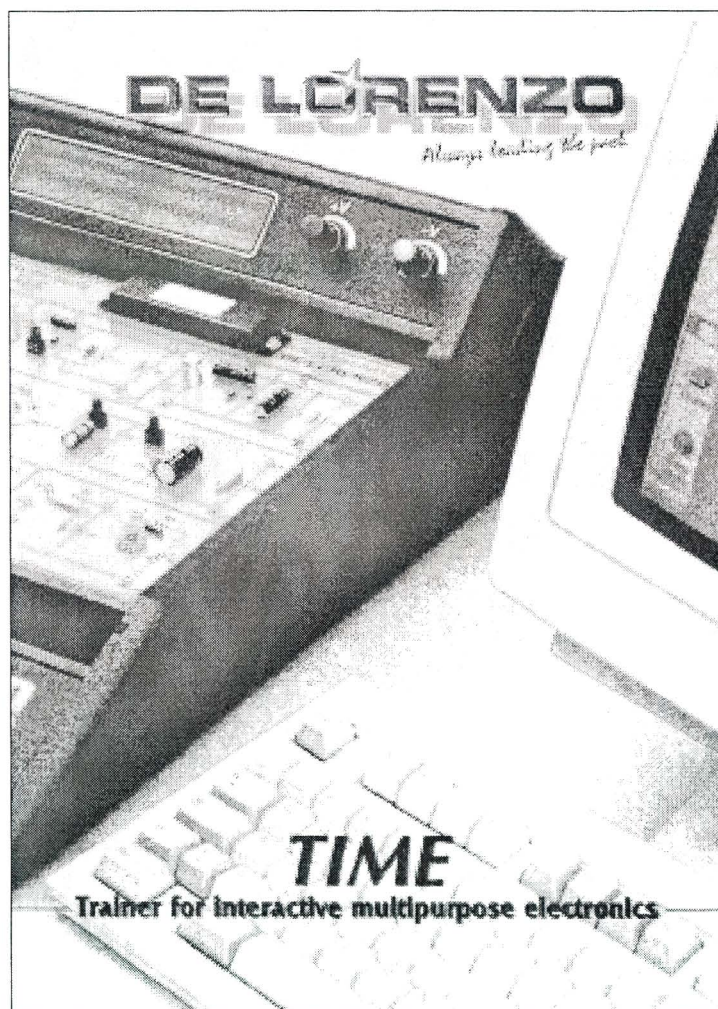
Always leading the pack

APLICACIONES DEL DIODO

DL 3155M12

GUIA TEORICA

Laboratorio TIME



INDICE

LECCION 1

Comportamiento del diodo introducido
en circuitos que comprenden generadores
de señales variables

Los circuitos limitadores	Pág.	3
Un ejemplo para la utilización del circuito de clipping de dos niveles	Pág.	9
Los circuitos fijadores (clipper)	Pág.	11
Los circuitos duplicadores de tensión	Pág.	15

LECCION 2

El rectificador de simple y doble
semionda, de puente; condensador
de nivelación

El circuito rectificador de simple semionda	Pág.	19
El rectificador de doble semionda	Pág.	23
El rectificador con puentes de diodos	Pág.	27

LECCION 3

Alimentadores

Características de un alimentador	Pág.	33
Esquema a bloques	Pág.	35
Filtros	Pág.	37
Dimensionamiento de un alimentador	Pág.	39
Estabilizadores	Pág.	41
Dimensionamiento de un estabilizador	Pág.	43

APENDICE

Preguntas de evaluacion	Pág.	47
Unidad 1	Pág.	47
Unidad 2	Pág.	48
Unidad 3	Pág.	49
Unidad 4	Pág.	50
Unidad 5	Pág.	51
Unidad 6	Pág.	52
Unidad 7	Pág.	53
Respuestas exactas a las preguntas de evaluacion	Pág.	54
Respuestas a la simulacion de averias	Pág.	55
Respuestas exactas a la simulacion de averias	Pág.	56
 DATA SHEET	 Pág.	 57

PREFACIO

TIME (Entrenador para Electrónica Interactiva Multipropósito) ha sido diseñada con el objetivo de suministrar al estudiante una excelente herramienta educativa, no sólo por el aprendizaje gradual de los principios teóricos básicos, explicados en cada módulo, sino también por evaluar el conocimiento práctico del estudiante, apuntando a un correcto entendimiento de toda la materia.

TIME se caracteriza por su versatilidad y adaptación a la continua evolución de la tecnología, estimulando las habilidades y la capacidad lógica del estudiante, a través de aplicaciones grupales e individuales y suministrando al profesor una herramienta eficiente respaldada por una innovadora metodología de enseñanza. El estudiante puede, de hecho, evaluar, explorar, experimentar directamente y asimilar fácilmente lo que esta estudiando.

Una peculiaridad de esta metodología de enseñanza es la subdivisión en módulos que reproducen circuitos reales correspondientes al tema a ser evaluado.

Cada módulo se completa con un Manual del Profesor y un Manual del Estudiante, estrictamente interconectados, para permitir al alumno un aprendizaje simple y gradual y al profesor una eficiente guía para planear los cursos.

El Manual del Profesor se subdivide en Lecciones organizadas de la siguiente manera:

- *identificación de los objetivos*
- *verificación de los requisitos previos requeridos*
- *contenidos*

Los objetivos del curso son definidos por el profesor, quien debe verificar el nivel de aprendizaje de los estudiantes y su conocimiento con el fin de establecer el camino educativo a seguir.

El Manual del Profesor ha sido integrado con un apéndice donde las preguntas evaluativas, planteadas a los alumnos para controlar su habilidad de aprendizaje, han sido incluidas junto con las respuestas a los errores simulados en los circuitos y los datos técnicos correspondientes a los componentes, fáciles de encontrar, usados en los experimentos.

El Manual del Estudiante se subdivide en unidades organizadas de la siguiente manera:

- *identificación de los objetivos*
- *verificación de los requisitos previos requeridos*
- *equipamiento necesario*
- *selección del camino educativo a seguir*
- *presentación de los procedimientos para la preparación y realización de los experimentos*
- *evaluaciones, durante los experimentos, para verificar si los estudiantes están aprendiendo*
- *análisis de los resultados*

Dentro de un cierto tiempo, el estudiante debe estudiar un circuito, entender la teoría pertinente, analizar las condiciones de operación y verificar, por medio de un equipo de instrumentos adecuados, la situación en diversos puntos de prueba del circuito.

*El Autor
G. Filella*

Página blanca

LECCION 1

Comportamiento del diodo introducido en circuitos que comprenden generadores de señales variables

OBJETIVOS

Aprender:

- el comportamiento de un circuito limitador (clipper) simple y doble
- el comportamiento del duplicador de tensión con semionda

Saber hacer:

- reconocer los circuitos precedentes y examinarlos prácticamente verificándoles experimentalmente las propiedades

PRE-REQUISITOS:

- las señales alternadas y sus magnitudes características (frecuencia, periodo, amplitud)
- circuitos RC y CR
- adquisición del Módulo 11 con una particular relación a la Lección 2 (Gúa Teórica)

CONTENIDO:

- circuitos limitadores (clipper)
- circuitos fijadores (clamper)
- duplicadores de tensión con semionda

LOS CIRCUITOS LIMITADORES

Los circuitos limitadores (clipper) tienen la propiedad de seleccionar una parte de la forma de la onda aplicada, que puede ser superior o inferior de un nivel de referencia comprendida entre dos niveles de referencia.

Un simple ejemplo de circuito limitador es representado en la Fig. 12.1.1. donde se presenta un clipper positivo.

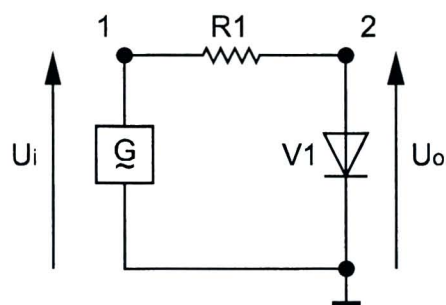


Fig. 12.1.1

Asumiendo para el diodo V1 la aproximación uno, o sea la aproximación de diodo ideal ($R_d = 0$, $U_{\text{umbral}} = 0$; ver Lección 2 del Módulo 11), se obtiene que, cuando el punto 2 está en potencial positivo ($U_i > 0$), el diodo es polarizado directamente y por lo tanto siendo ideal, la tensión de salida U_o es igual a cero. Cuando en cambio, el punto 2 está con potencial negativo ($U_i < 0$), el diodo V1 es polarizado inversamente y no conduce: la tensión de salida U_o es igual a la tensión de entrada U_i .

La Fig. 12.1.2. muestra la señal de salida en el caso de una tensión de entrada U_i de forma sinusoidal.

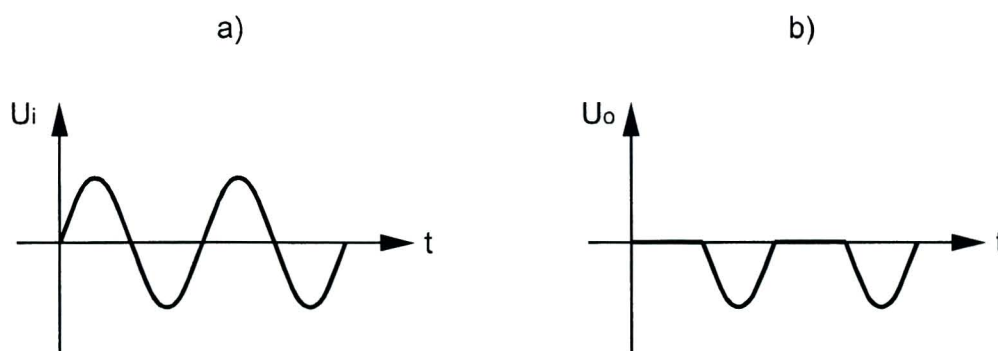


Fig. 12.1.2

En práctica la parte positiva de la señal más allá del límite cero ha sido “cortada”. Analizando el circuito en la aproximación tres (diodo real ver Lección 2 del Módulo 11), se obtiene que el diodo real no determina un corte as! neto y en el mismo nivel del diodo ideal.

En Fig. 12.1.3. está reportado el circuito de la Fig. 12.1.1. donde el diodo ha sido sustituido de su circuito equivalente.

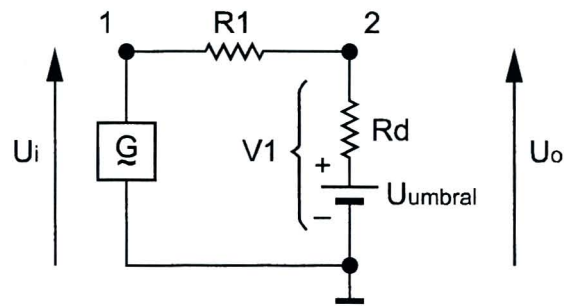


Fig. 12.1.3

Si U_i es menor de U_{umbra} , el diodo es bloqueado y por lo tanto U_o es igual a U_i .
Si U_i es mayor de U_{umbra} , el diodo conduce y por lo tanto se tiene que:

$$U_o = U_{Rd} + U_{umbra} = R_d \cdot \frac{U_i - U_{umbra}}{R_1 + R_d} + U_{umbra}$$

donde:

$$U_{Rd} = R_d \cdot I;$$

$$U_i = U_{R1} + U_o = R_1 \cdot I + R_d \cdot I + U_{umbra}$$

$$U_i = (R_1 + R_d) \cdot I + U_{umbra};$$

$$I = \frac{U_i - U_{umbra}}{R_1 + R_d}$$

En la Fig. 12.1.4 est representada la tensión de salida en el caso de tensión de entrada sinusoidal

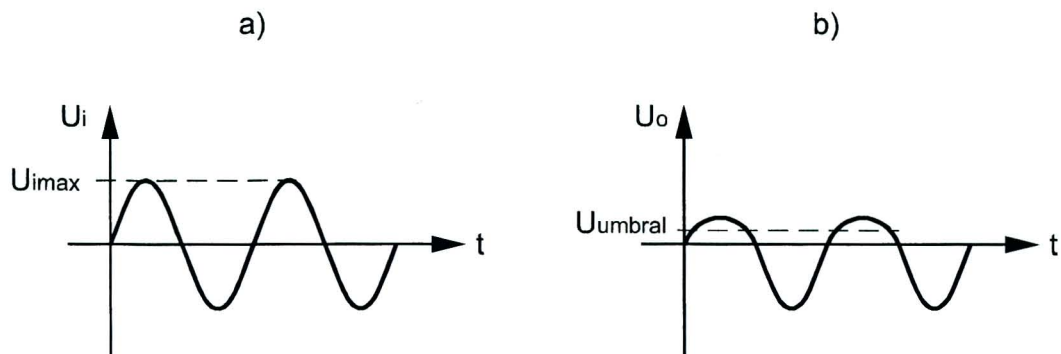


Fig. 12.1.4

La aproximación uno proporciona una descripción suficientemente precisa solo si $U_{imax} \gg U_{umbra}$ y $R_d \ll R_1$, donde U_{imax} es el valor de pico de la tensión de entrada. Si se verifica solo la segunda condición si puede usar la aproximación dos, si en cambio ninguna de las condiciones es verificada, es necesario usar la aproximación tres. Posteriormente, por simplicidad, usaremos la aproximación uno, o sea de diodo ideal, haciendo brevemente referencia al uso de la aproximación tres.

Otro ejemplo de un circuito limitador (clipper polarizado positivo) est representado en la Fig. 12.1.5.

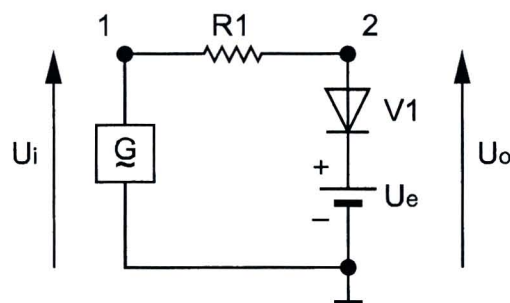


Fig. 12.1.5

El diodo V_1 conduce solo si la tensión de entrada es tal por la cual el punto 2 se encuentra al menos con potencial U_e : si tal situación es verificada, la caída de tensión en el diodo no es tenida en cuenta y la tensión de salida U_o resulta igual a U_e .

Cuando $U_i < U_e$, el diodo no conduce, la corriente del circuito es cero mientras la tensión de salida es igual a aquella de entrada.

La situación es delineada en la Fig. 12.1.6 por una onda sinusoidal.

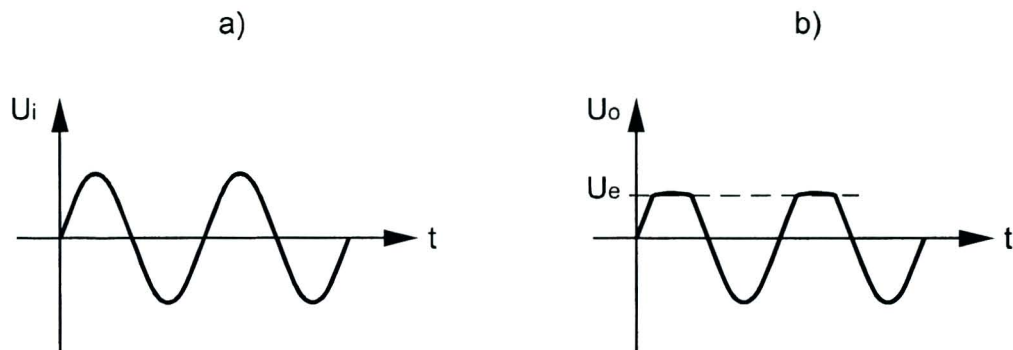


Fig. 12.1.6

Utilizando, en cambio, la aproximación tres, se concluye que el diodo conduce cuando $U_i > U_e + U_{\text{umbral}}$; en tal situación

$$U_o = U_{Rd} + U_{\text{umbral}} + U_e$$

y se obtiene fácilmente:

$$U_o = \frac{R_d}{R_d + R_1} \cdot U_i + \frac{R_1}{R_d + R_1} \cdot (U_e + U_{\text{umbral}})$$

Cuando en cambio $U_i < U_e + U_{\text{umbral}}$ el diodo no conduce y $U_o = U_i$.

Se note que para $R_d \ll R_1$ se tiene que:

$$U_o = U_e + U_{\text{umbral}} \quad \text{cuando para } U_i > U_e + U_{\text{umbral}}$$

En este caso la situación es análoga a aquella delineada en la Fig. 12.1.6, con la diferencia que el corte se produce en $U_e + U_{\text{umbral}}$.

Es fácil verificar que el circuito en la Fig. 12.1.7 corta la tensión de entrada para $U_i < U_e$.

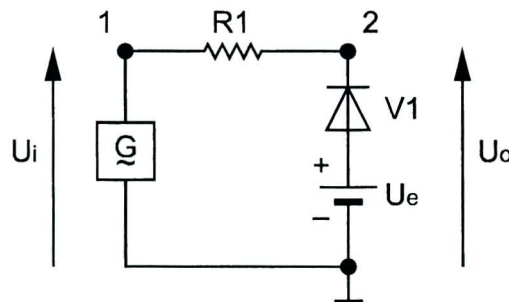


Fig. 12.1.7

En efecto, hasta cuando el potencial del punto 2 es mayor de U_e , el diodo no conduce y se tiene que $U_o = U_i$.

Cuando en cambio, el potencial del punto 2 es menor de U_e , el diodo conduce y se tiene que $U_o = U_e$. La situación para una onda sinusoidal est delineada en la Fig. 12.1.8.

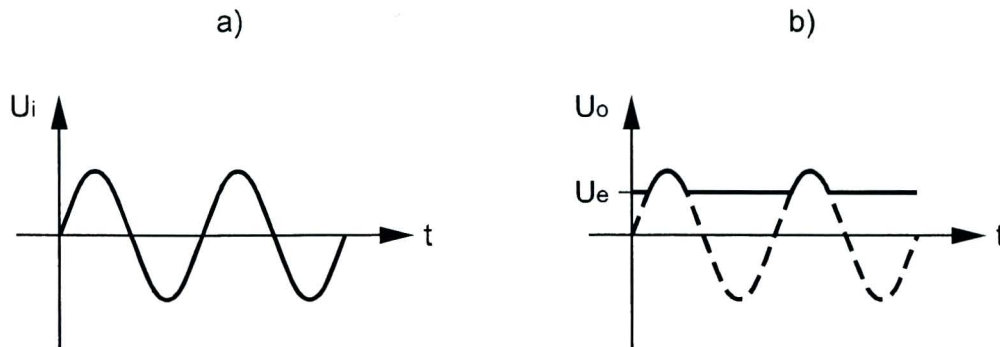


Fig. 12.1.8

Se puede fácilmente verificar que el circuito de la Fig. 12.1.9 (clipper polarizado en serie), se comporta como aquél de la Fig. 12.1.5.

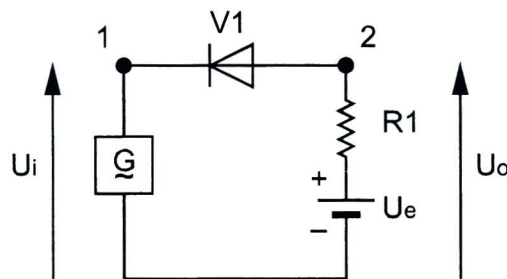


Fig. 12.1.9

En efecto si $U_i < U_e$ el diodo conduce, la caída de tensión en el diodo no es de tener en cuenta y $U_o = U_i$.

Si $U_i > U_e$, el diodo no conduce y $U_o = U_e$.

Se deja verificar al lector que el circuito de la Fig. 12.1.10 se comporta como aquél de la Fig. 12.1.7.

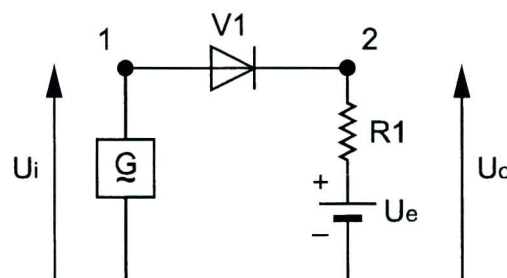


Fig. 12.1.10

Con el fin de “cortar” la parte superior de una onda, es preferible usar el circuito representado en la Fig. 12.1.5 en vez de aquél de la Fig. 12.1.9. En la situación de la Fig. 12.1.5 el diodo está paralelamente con la carga. En este caso, cuando es polarizado inversamente y no conduce, la capacidad de la unión P-N puede atenuar las señales de alta frecuencia y “biselar los ángulos de la señal”. En el caso de la Fig. 12.1.9 el diodo, introducido en serie en el circuito, es polarizado inversamente y no conduce; por lo tanto, en la “fase de corte” la capacidad de la unión puede dejar pasar señales de alta frecuencia.

Los inconvenientes de las dos situaciones están delineadas respectivamente en la Fig. 12.1.11 (a) y (b) en el caso de una onda de entrada triangular.

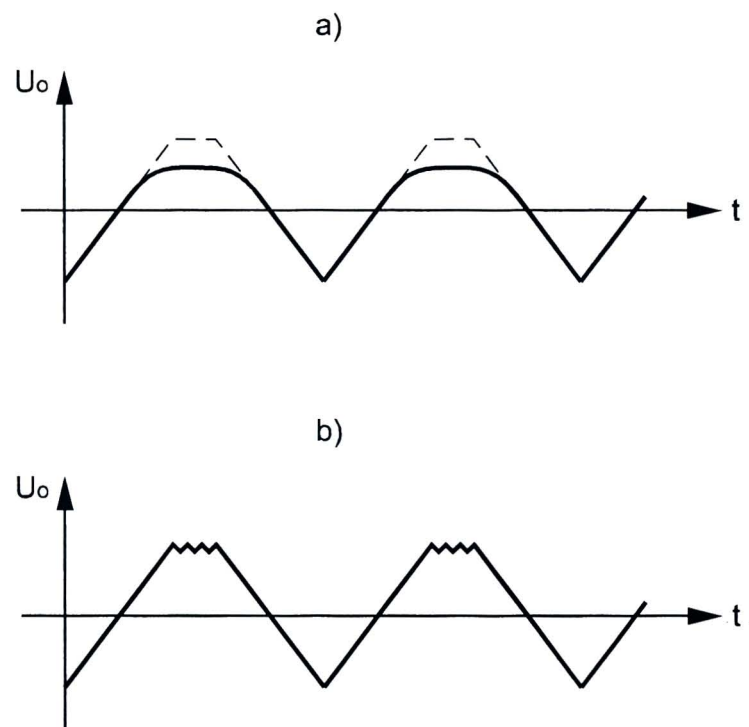


Fig. 12.1.11

Acoplando dos circuitos de clipping se puede limitar una señal entre dos niveles independientes. Se considere como ejemplo el circuito de la Fig. 12.1.12:

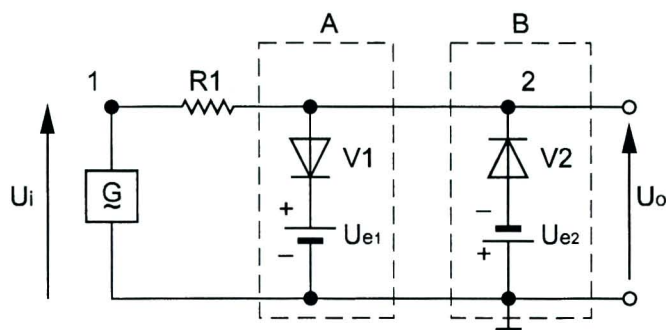


Fig. 12.1.12

El circuito de clipping A “corta” la señal por arriba del valor U_{e1} y lo envía al circuito de clipping B que “corta” la señal por debajo del valor U_{e2} . La señal de entrada resulta por lo tanto “cortada” por valores de U_i fuera del intervalo $U_{e1} - U_{e2}$.

UN EJEMPLO PARA LA UTILIZACION DEL CIRCUITO DE CLIPPING DE DOS NIVELES

Si en el circuito de la Fig. 12.1.12 $U_{e1} = U_{e2}$, la señal de entrada es “cortada” en la parte alta y simétricamente en aquella baja.

Si la señal de entrada es sinusoidal y de una gran amplitud con respecto a U_{e1} , se obtiene en salida una onda prácticamente rectangular (ver Fig. 12.1.13 donde la señal de entrada está punteada y aquella de salida está indicada con un trazo continuo).

El circuito de clipping de dos niveles puede por lo tanto ser utilizado para crear una onda rectangular a partir de una onda sinusoidal.

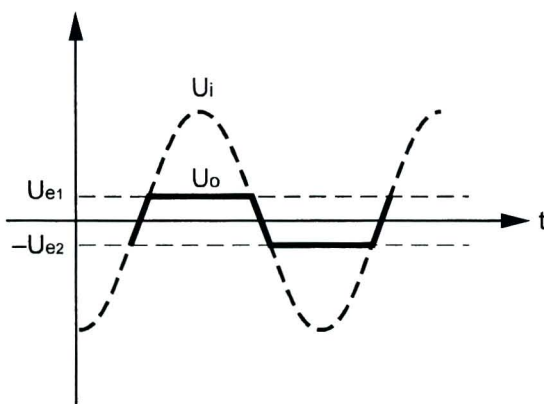


Fig. 12.1.13

LOS CIRCUITOS FIJADORES (CLIPPER)

Mientras los circuitos de clipping cortan una parte de la señal de entrada, los circuitos de clamping agregan a la señal un componente continuo positivo o negativo.

Se considere como ejemplo el circuito de la Fig. 12.1.14 (clamper positivo).

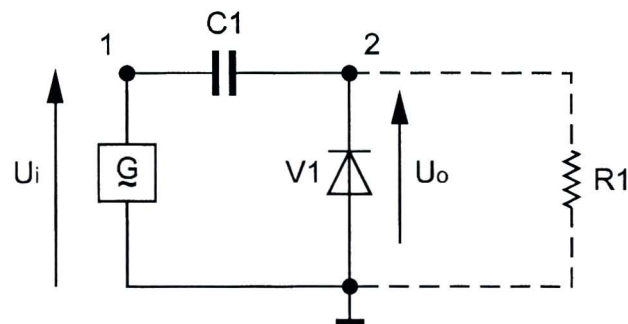


Fig. 12.1.14

Supongamos que el generador eroga una tensión variable sinusoidal entre un máximo de 10V y un mínimo de -10V y que el diodo sea ideal.

Cuando el punto 1 se encuentra en potencial negativo, el diodo V1 conduce presentando una resistencia muy baja. La corriente fluye a través de V1 y el condensador se carga hasta cuando el punto 2 viene a encontrarse en potencial máximo, o sea, a +10V con respecto al punto 1.

Cuando el potencial del punto 1 sobrepasa el valor mínimo -10V, el punto 2 se viene a encontrar en potencial $U_i + 10V > 0$ y el diodo V1 no conduce; el condensador no puede descargarse y la tensión de salida es par a la suma de la tensión de entrada y de la diferencia de potencial de los extremos del condensador: $U_o = U_i + 10 V$.

En presencia de una carga resistiva R1, paralelamente con el diodo, el condensador tiende a descargarse a través de tal carga. Si el tiempo de descarga es suficientemente largo, la tensión en los extremos del condensador no logra a variar considerablemente: debido a que el tiempo de descarga es del orden de $R1 \cdot C1$, por lo tanto es necesario que $R1 \cdot C1 \gg T$, donde T es el periodo de la señal alternada. Como ejemplo para una carga par a 1000Ω y para frecuencias del orden de 50Hz es necesario un condensador de capacidad par por lo menos de $100\mu F$.

La relación entre la señal de entrada y la señal de salida es delineada en la Fig. 12.1.15

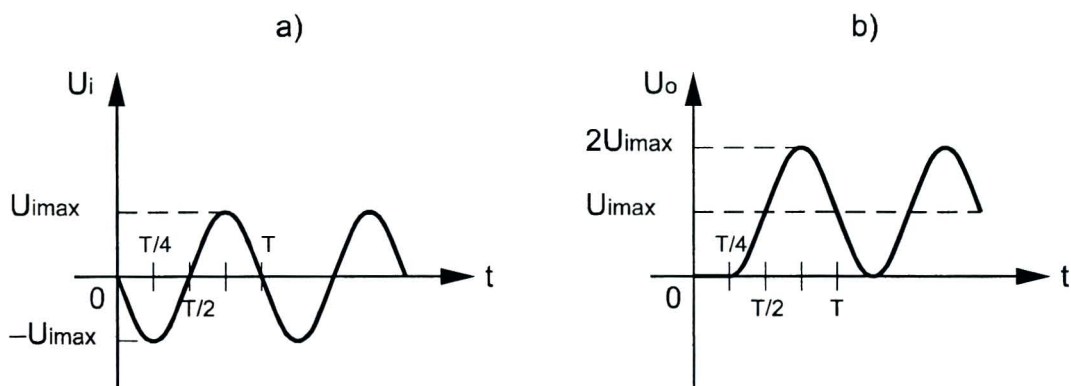


Fig. 12.1.15

donde se observa que en la tensión de entrada ha sido agregado un valor constante par a U_{imax} . Es fácil verificar que el circuito de la Fig. 12.1.16 (clamper negativo) sustrae a la tensión de entrada un valor constante par de $-U_{imax}$.

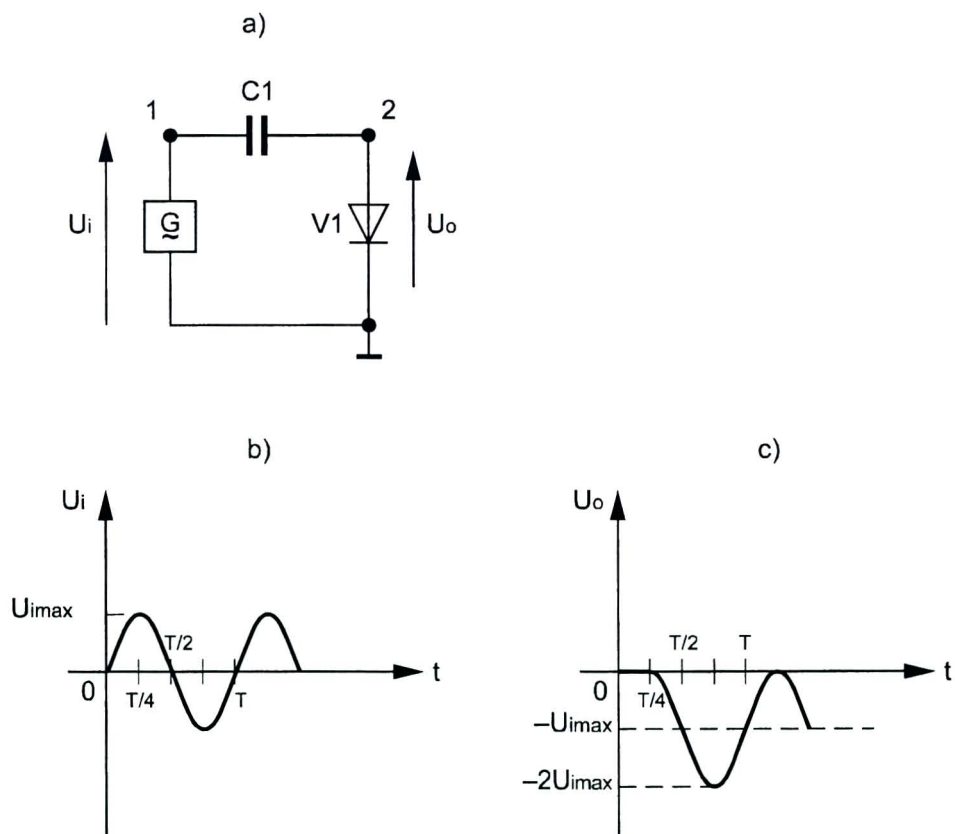


Fig. 12.1.16

Utilizando la aproximación tres (diodo real) para describir el comportamiento del diodo V1, se observa, con referencia a la Fig. 12.1.14, que V1 conduce cuando el punto 1 se encuentra en potencial $-U_{\text{umbral}}$ (0.6V por un diodo al silíceo) o a un valor inferior; el punto 2 se lleva a potencial $U_{\text{imax}} - U_{\text{umbral}}$ y la tensión de salida es “elevada” con respecto a aquélla de entrada de una cantidad par a $U_{\text{imax}} - U_{\text{umbral}}$. También en este caso, si la tensión de entrada es mucho mayor de la tensión de umbral, la aproximación uno (diodo real) proporciona una descripción más que adecuada.

LOS CIRCUITOS DUPLICADORES DE TENSION

Estos circuitos viene usados cuando, disponiendo de una tensión de entrada alterna de una cierta amplitud, se desea obtener una tensión de salida continua múltiple al valor máximo de la tensión de entrada. Pero es necesario, que la variación de la tensión de salida al variar la carga no venga considerada un parámetro importante y que la corriente requerida sea de modesta entidad.

Se considere como ejemplo el circuito de la Fig. 12.1.17

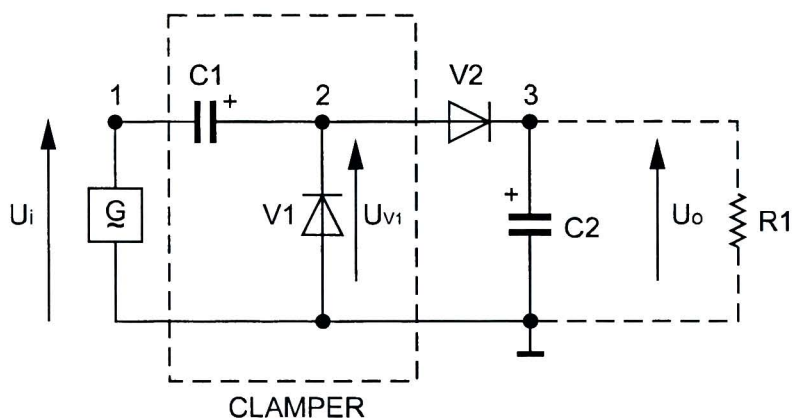


Fig. 12.1.17

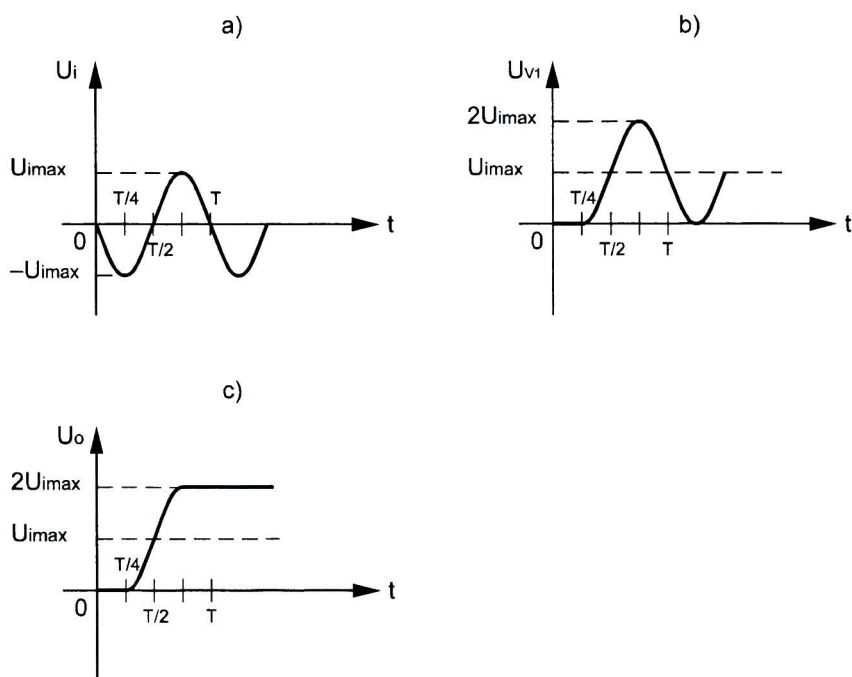


Fig. 12.1.18

Cuando el potencial del punto 1 desciende de cero hasta a $U_{i\max}$ (Fig. 12.1.18a), el diodo V1 conduce y el condensador C1 se carga al valor de pico de la tensión alterna $+U_{i\max}$. El diodo V2 en cambio no conduce porque polarizado inversamente: el condensador C1 no se carga. Cuando el potencial del punto 1 vuelve a salir a partir de $-U_{i\max}$, el punto 2 viene a encontrarse en potencial $U_{V1} = U_i + U_{C1} = U_{i\max} > 0$ (Fig. 12.1.18b). El diodo V2 entra en conducción y el condensador C2 se carga hasta el valor $2U_{i\max}$ (Fig. 12.1.18c). En ausencia de una carga, el condensador, alcanzada la tensión $2U_{i\max}$ (con el punto 3 en potencial positivo), permanece cargado ya que el diodo V2 es polarizado inversamente (Fig. 12.1.19a)

En presencia de una carga resistiva R1, paralelamente a C2, el condensador tiende a descargarse en un tiempo del orden de $R1 \cdot C2$ para después ser sistemáticamente recargado como arriba descrito.

Se obtiene que si $R1 \cdot C2$ resulta mucho más grande del período de la señal de entrada, la diferencia de potencial en C2 permanece prácticamente constante. La Fig. 12.1.19 ilustra la tensión de salida, en el caso de una tensión de entrada sinusoidal con tensión pico-pico $+U_{i\max}$ y $-U_{i\max}$, cuando $R1 \cdot C2 \gg T$ es $R1 \cdot C2 = T$

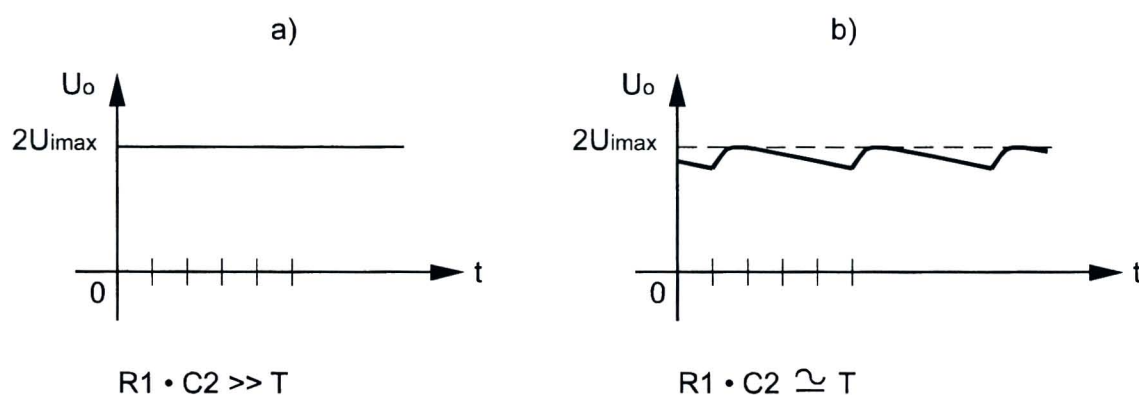


Fig. 12.1.19

En práctica los circuitos duplicadores son un primer ejemplo de alimentador, o sea, de dispositivo que tiene en salida una tensión continua, capaz de erogar sólo bajas corrientes.

Los alimentadores serán descritos detalladamente en la Unidad Didáctica 3 del Módulo 12.

LECCION 2

El rectificador de simple y doble semionda, de puente; condensador de nivelación

OBJETIVOS

Aprender:

- el rectificador de simple semionda
- el rectificador de doble semionda
- el rectificador de puente
- la función del condensador de nivelación

Saber hacer:

- reconocer los circuitos precedentes y examinarlos prácticamente verificándoles experimentalmente las propiedades
- escoger correctamente las características de los componentes de un rectificador en función de los parámetros de la carga

PRE-REQUISITOS:

- adquisición del Módulo 11 con una particular relación a la Lección 2 (Gúa Teórica)
- adquisición de la Lección 1 del Módulo 12 (Gúa Teórica)

CONTENIDO:

- circuito rectificador de simple semionda
- circuito rectificador de doble semionda
- circuito rectificador de puente

EL CIRCUITO RECTIFICADOR DE SIMPLE SEMIONDA

En sabido que la tensión eléctrica viene producida y distribuida bajo forma de tensión alternada generalmente con una frecuencia de 50Hz. Ya que para muchos usos prácticos es necesario tener a disposición una tensión continua, es necesario realizar la conversión de corriente alterna a corriente continua. Esta puede ser efectuada con dispositivos llamados rectificadores. Un simple rectificador puede ser realizado a partir del circuito de clipper (ver Lección 1 del Módulo 12) en grado de transformar una señal sinusoidal en una onda pulsante (ver Fig. 12.2.1).

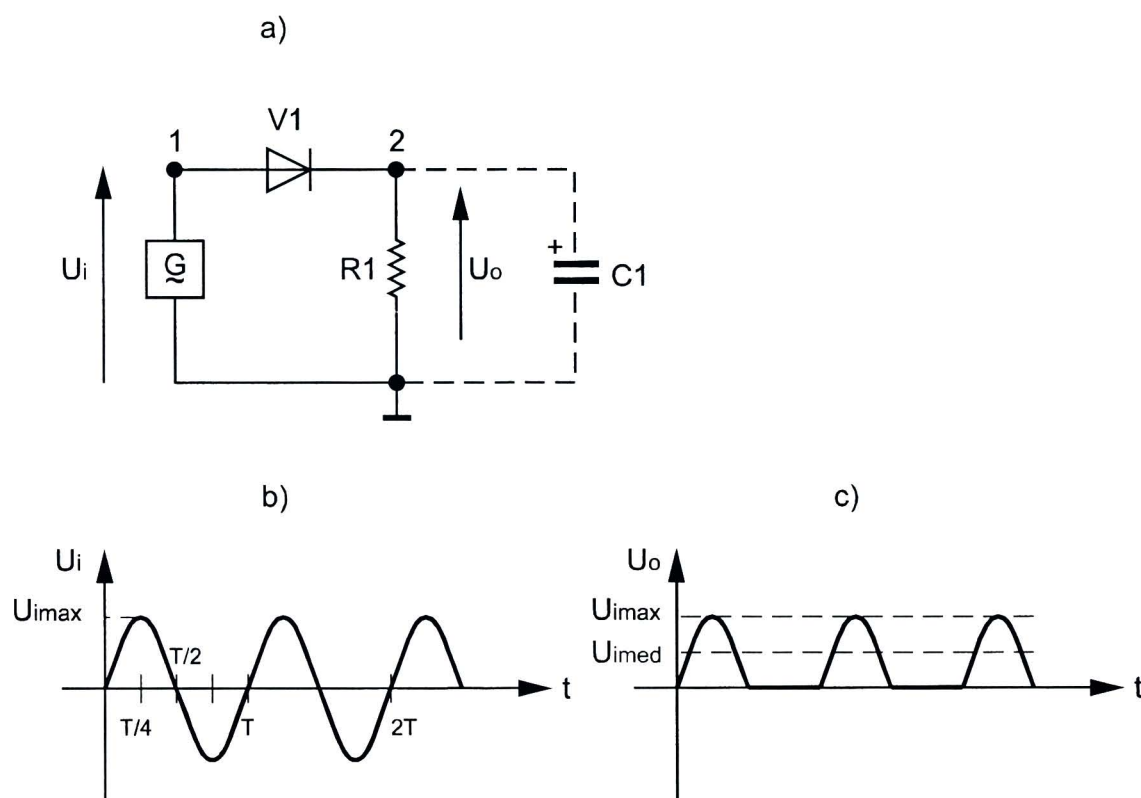


Fig. 12.2.1

Mientras la tensión de entrada U_i (ver Fig. 12.2.1b) tiene valor medio cero, aquél de salida (ver Fig. 12.2.1c) tiene valor medio

$$U_{av} = \frac{U_{i \max}}{\pi} = 0.3 U_{i \max}$$

Sin embargo, la tensión de salida no es perfectamente continua, si bien es utilizable para algunos objetivos (como ejemplo el cargamento de una batería o el funcionamiento de un motor eléctrico en continua).

Disponiendo un condensador paralelamente a la carga, llamado condensador de nivelación, se puede obtener una tensión con una marcha más cerca a la situación de “continua”. En la fase en la cual la tensión de entrada pasa de cero a u_{\max} (Fig. 12.2.1.1b), el diodo conduce y el condensador se carga. Sucesivamente, cuando la tensión de entrada pasa de u_{\max} a cero, para después volverse negativa, el condensador se descarga a través de R_1 .

Si el tiempo de descarga (t_{descarga}) es suficientemente largo, mayor del período de la onda, la tensión en salida resulta casi continua.

Ya que $t_{\text{descarga}} = R_1 \cdot C_1$, es necesario que

$$R_1 \cdot C_1 \gg T = \frac{1}{f} \quad \text{es decir} \quad C_1 \gg \frac{1}{R_1 \cdot f}$$

donde f representa la frecuencia de la onda de entrada.

La tensión de salida para $C_1 \gg \frac{1}{R_1 \cdot f}$ est representada en la Fig. 12.2.2a y por $C_1 = \frac{1}{R_1 \cdot f}$ en la Fig. 12.2.2c.

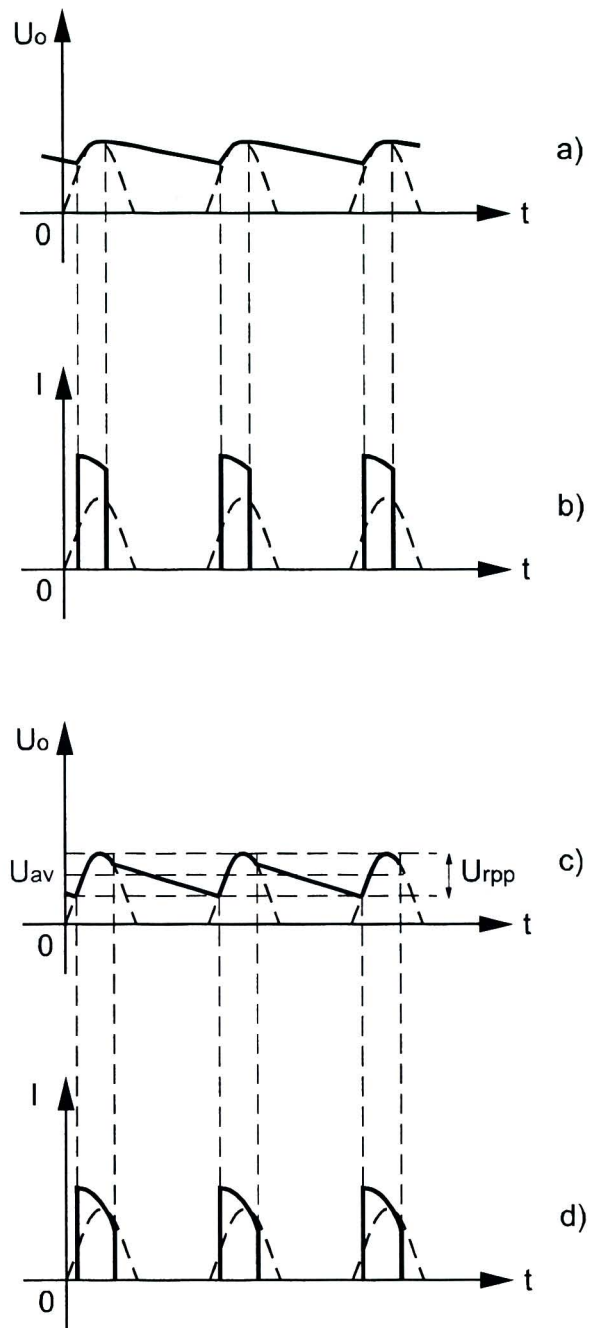


Fig. 12.2.2

De las Fig. s se observa que la tensión de salida es mucho más cercana a la tensión continua, cuanto mayor es la capacidad del condensador. Generalmente la señal se presenta como una “continua” a la cual est sobrepuesta una pequeña ondulación: se define factor de ondulación o de zumbido o de ripple r, la relación entre el valor eficaz del componente alternado y el valor medio en continua de la tensión de salida del filtro.

$$r = \frac{U_{\text{reff}}}{U_{\text{mdc}}} \quad \text{donde} \quad U_{\text{reff}} = \frac{U_{\text{rpp}}}{2 \cdot \sqrt{3}} \simeq 0,3 \cdot U_{\text{rpp}}$$

Es intuitivo que tal factor es mucho más pequeño cuanto mayor es el valor de la capacidad del condensador y menor el período de la señal; contemporáneamente, en el diodo, se vienen a determinar unos picos de corriente de amplitud correspondientemente más elevada (Fig. 12.2.2b y d)

Este método de rectificamiento, por si mismo muy simple, presenta algunos inconvenientes:

- a) el rendimiento no es satisfactorio porque el circuito es utilizado por una sola semionda;
- b) toda la potencia es soportada por un sólo diodo que debe ser convenientemente dimensionado;
- c) la calidad de la “continua” presenta, generalmente, una ondulación residual elevada, sobre todo para pequeñas resistencias de carga que requieren grandes valores de la capacidad de nivelación.

Tales inconvenientes pueden ser resueltos, al menos en parte, mediante el rectificador de doble semionda.

EL RECTIFICADOR DE DOBLE SEMIONDA

Los rectificadores de doble semionda, utilizados durante el período completo de la forma de onda de entrada, reducen notablemente el residuo de tensión alternada (ripple) y mejoran el valor de la tensión continua de salida.

Se considere, como ejemplo, el circuito de la Fig. 12.2.3:

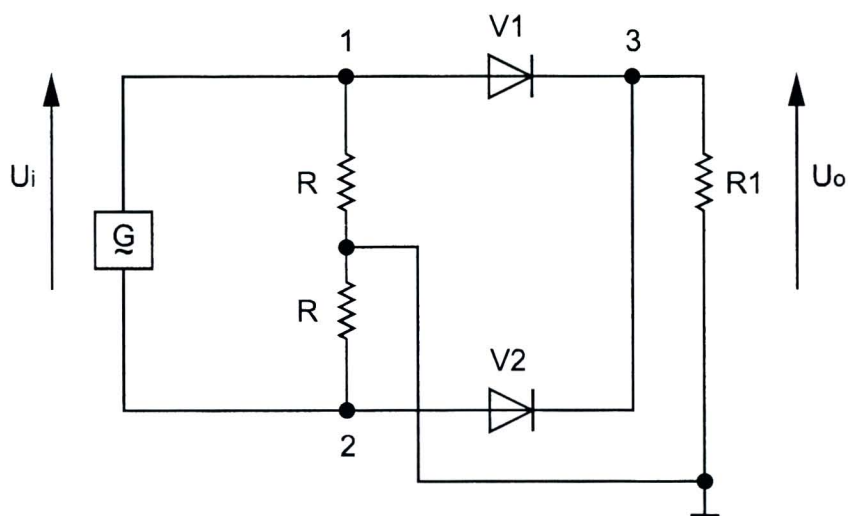


Fig. 12.2.3

La tensión de salida del generador U_i viene aplicada en los puntos 1 y 2, simétricamente con respecto a la masa. Cuando el punto 1 se encuentra en potencial positivo, el punto 2 se encuentra en potencial negativo, igual en valor absoluto. En esta situación el diodo V1 es polarizado directamente y el diodo V2 inversamente: la corriente por lo tanto fluye a través de V1 y la resistencia de carga de R1.

Cuando las polaridades se intercambian es el diodo V2 a conducir. En esta configuración ambas semiondas vienen utilizadas pero con una amplitud $U_{i\max}/\pi$ (ver Fig. 12.2.4).

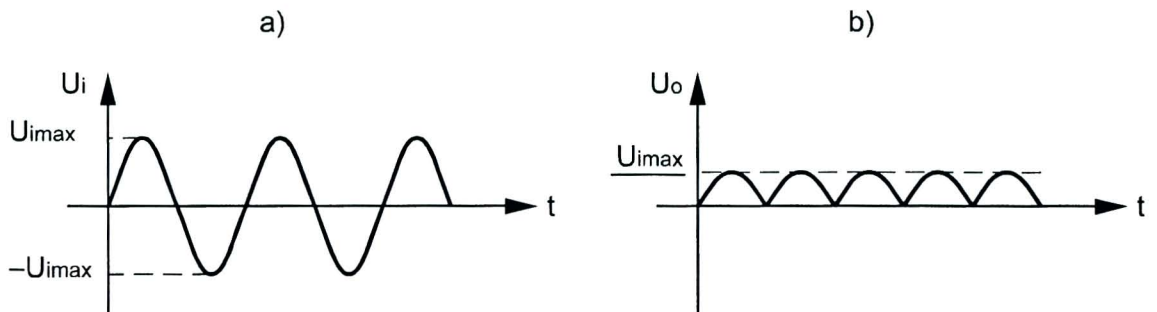


Fig. 12.2.4

Es intuitivo que se pueden obtener factores de ripple más bajos y que cada uno de los diodos debe soportar una tensión inversa par a $U_{i\max}$, o sea, pares alrededor del doble de la tensión continua de salida.

En el rectificador de doble semionda de la Fig. 12.2.3, la resistencia R presenta la desventaja de sustraer potencia a la carga.

El rectificador de doble semionda con transformador de toma central ilustrado en la Fig. 12.2.5, en cambio, permite obviar este inconveniente.

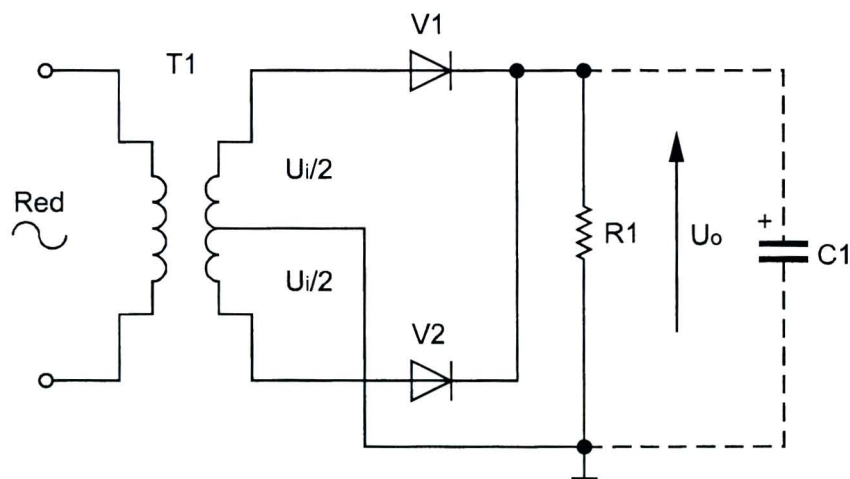


Fig. 12.2.5

El transformador presenta en el secundario tres bornes, cuyo borne central está conectado en masa. La tensión del secundario se divide en dos partes iguales pero opuestas y señaladas con los puntos 1 y 2. El valor de la tensión en el secundario del transformador depende naturalmente de su relación de transformación.

El análisis del circuito se efectúa como aquél del circuito de la Fig. 12.2.3; el funcionamiento de la tensión de salida est representado en la Fig. 12.2.6

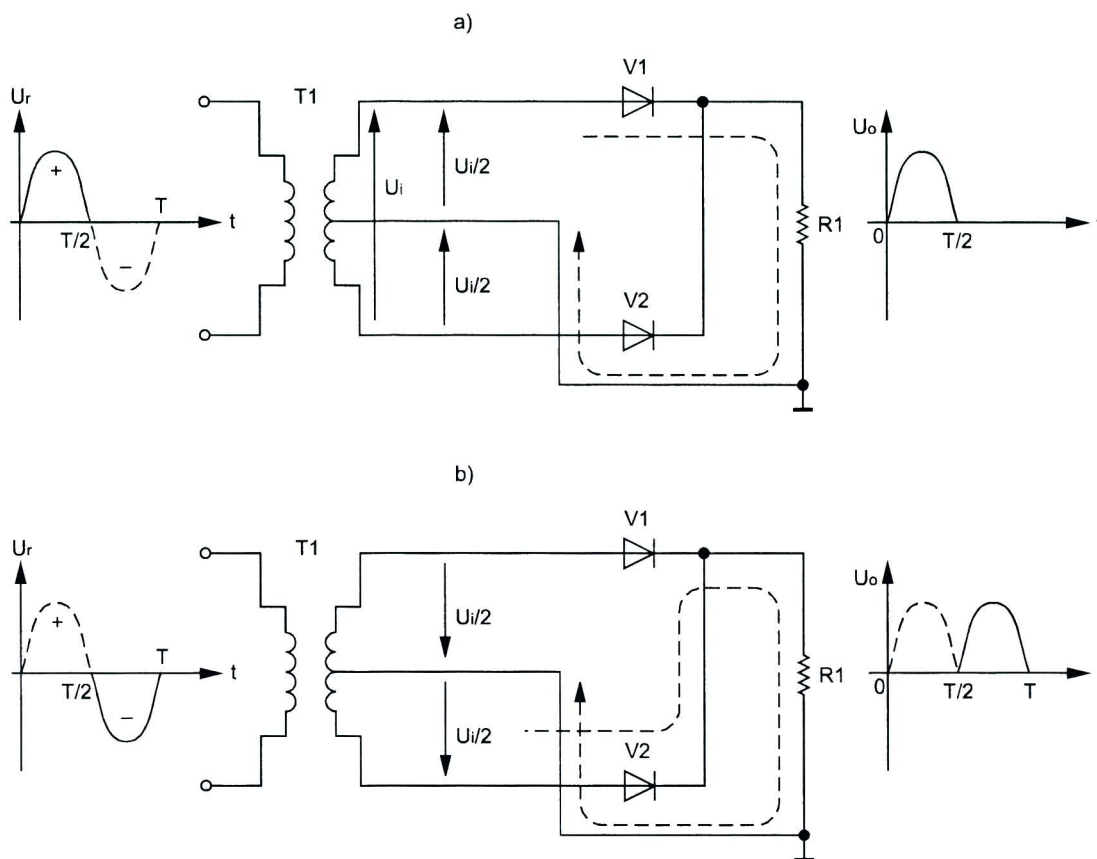


Fig. 12.2.6

En salida se obtiene por lo tanto, una onda rectificada cuyo valor medio de la tensión es el doble del valor medio de la tensión rectificada a semionda, o sea:

$$U_{av} = \frac{2 \cdot U_{i \max}}{\pi} = 0.6 U_{i \max}$$

La frecuencia de la señal sobre la carga es el doble con respecto a aquélla que se tiene con el rectificador de semionda. También en este caso es posible rendir la onda casi continua utilizando un condensador de nivelación. Es posible de todas maneras, realizar un rectificador de doble semionda utilizando un puente de diodos.

EL RECTIFICADOR CON PUNTES DE DIODOS

Se considera el circuito de la Fig. 12.2.7. llamado puente de diodos o también puente de Graetz:

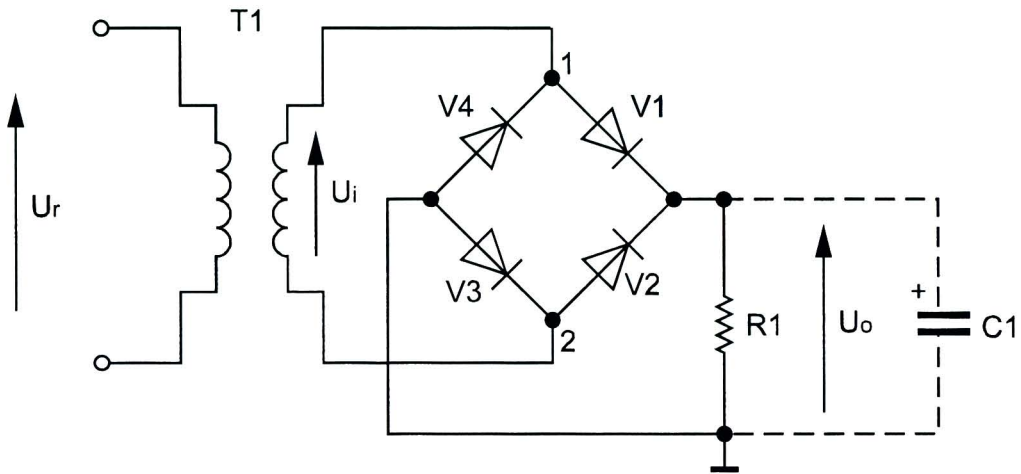


Fig. 12.2.7

Cuando el puente 1 está en potencial positivo, la corriente fluye atravesando el diodo V1, polarizado directamente, y la resistencia de carga R1, para después regresar al transformador mediante el diodo V3 (Fig. 12.2.8). Los diodos V2 y V4 no conducen porque están polarizados inversamente.

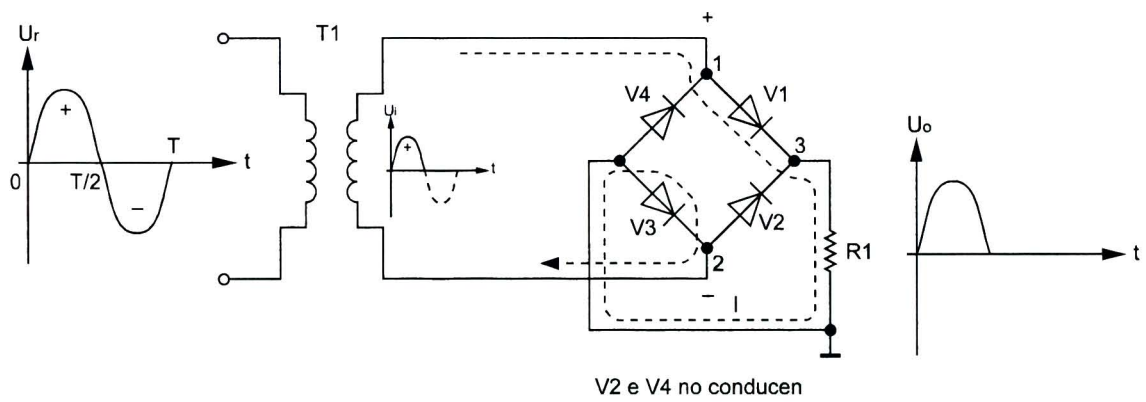


Fig. 12.2.8

Cuando en cambio el punto 2 est en potencial positivo, la corriente atraviesa el diodo V2, la resistencia de carga R1 y el diodo V4 (Fig. 12.2.9). Los diodos V1 y V3, polarizados inversamente, no conducen.

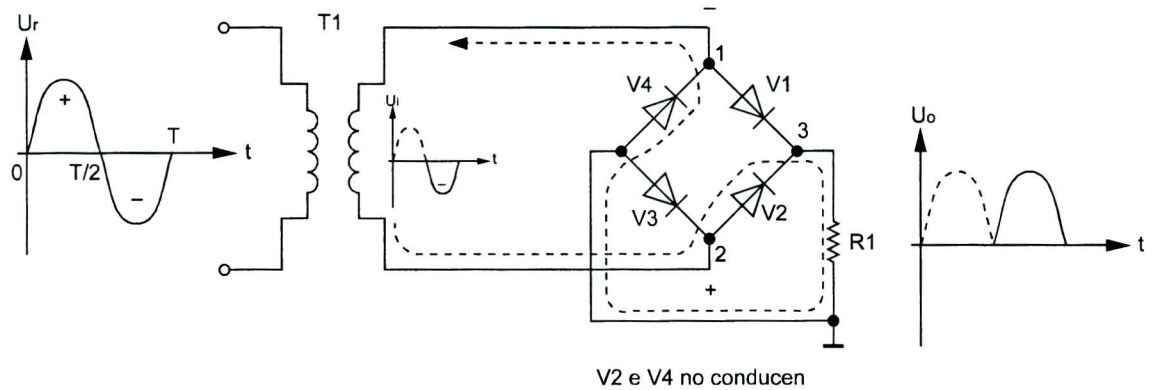


Fig. 12.2.9

La resistencia de carga R1 es atravesada por la corriente siempre en el mismo sentido: también en este caso se obtiene una onda rectificada que puede ser dada continua mediante un condensador de nivelación. Se observe a propósito la representación gráfica ilustrada en la Fig. 12.2.10.

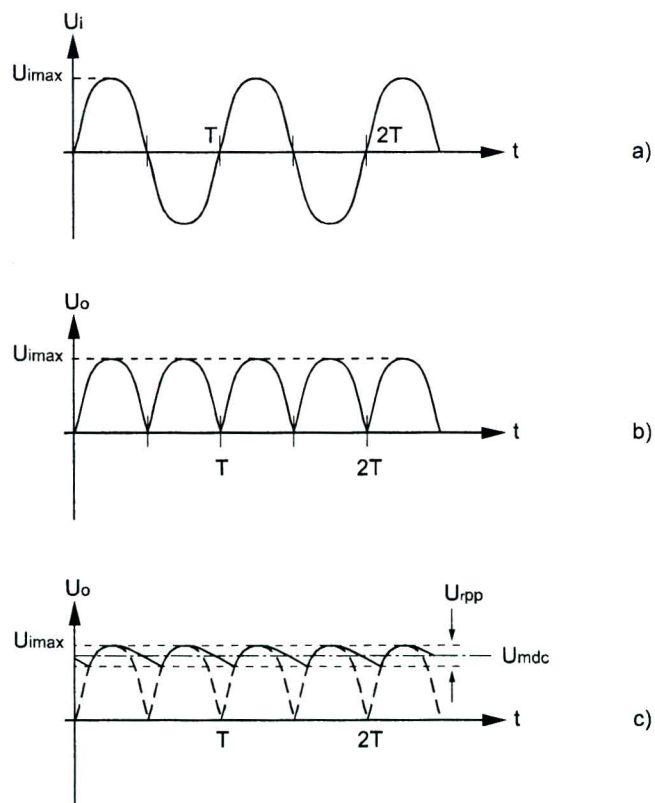


Fig. 12.2.10

En un rectificador de onda entera, con un condensador de filtro con capacidad suficientemente elevada; $U_{m\text{dc}}$ tiene un valor muy próximo a aquél de la tensión de pico rectificada $U_{i\text{max}}$.

Se puede demostrar que:

$$U_{m\text{dc}} = \left(1 - \frac{0,005}{R1 \cdot C1} \right) \cdot U_{i\text{max}}$$

y por lo tanto asumir, más o menos que, $U_{m\text{dc}} = U_{i\text{max}}$.

La elección del condensador de filtro puede ser efectuada en el siguiente modo:

$$r = \frac{U_{\text{reff}}}{U_{m\text{dc}}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R1 \cdot C1}$$

En el caso del rectificador de onda entera, $f = 100\text{Hz}$ (o sea el doble de la frecuencia de red) y el ripple se convierte:

$$r \simeq \frac{0,003}{R1 \cdot C}; \quad C1 = \frac{0,003}{R1 \cdot r}$$

Como se ha visto anteriormente, la corriente que emana en los diodos de un rectificador con tensión nivelada, mediante condensadores, est constituida de una serie de impulsos que, en el caso de corrientes elevadas, vienen retenidos elementos importantes en la elección del tipo de rectificador.

Con el aumentar de la corriente de carga, se provocan caídas de tensión, que determinan una pérdida significativa de la tensión de salida, en especial modo para cargas elevadas. Los símbolos circuitales del puente de diodos estn representados en la Fig. 12.2.11.

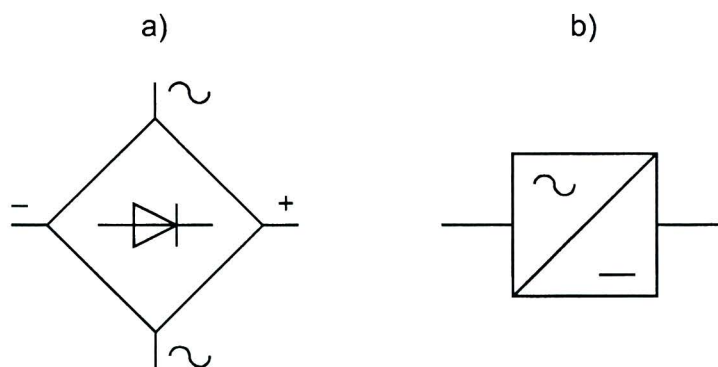


Fig. 12.2.11

El puente de diodos con condensador de nivelación tiene en salida una tensión continua par alrededor de u_{imax} ; es fácil verificar que cada uno de los diodos debe estar en grado de soportar una tensión inversa par a tal valor. La situación es por lo tanto preferible en el circuito de la Fig. 12.2.3 y, análogamente, en el rectificador con transformador de toma central donde, como se ha visto, los diodos deben soportar una tensión inversa aproximadamente al doble con respecto a aquella de salida.

En definitiva el rectificador de simple semionda es preferible por su extrema simplicidad; aprovechando una sola semionda el factor de ripple es bastante alto.

Los rectificadores de doble semionda garantizan una tensión continua mejor. El puente de diodos es preferible con respecto al rectificador con transformador de toma central por su menor costo, dimensión y peso; además, los diodos soportan, en paridad de tensión de salida, una tensión mitad inversa. Sin embargo el rectificador con transformador de toma central tiene la siguiente ventaja: mientras en el dispositivo con puente la carga es en serie con dos diodos, en el rectificador con transformador la carga resulta en serie con un solo diodo; la disipación de potencia es por lo tanto doble en el primer caso con respecto al segundo. El rectificador con transformador puede ser preferible en el caso de corrientes elevadas.

LECCION 3

Alimentadores

OBJETIVOS

Aprender:

- que cosa es un alimentador (singular y dual)
- de que bloques est constituido
- el funcionamiento de cada singular bloque

Saber hacer:

- reconocer los bloques de un alimentador y estar en grado de examinarlos prácticamente, verificándoles experimentalmente las propiedades
- estar en grado de proyectar, al menos en grandes líneas, un simple alimentador estabilizado con determinadas características de salida

PRE-REQUISITOS:

- adquisición de la Lección 4 del Módulo 11 (Guía Teórica)
- adquisición de las Lecciones 1 y 2 del Módulo 12 (Guía Teórica)
- principio de funcionamiento y dimensionamiento de los transformadores de alimentación
- circuitos con inductancia y capacidad

CONTENIDO:

- características de un alimentador
- cesquema de bloques
- filtros
- dimensionamiento de un alimentador
- estabilizadores
- dimensionamiento de un estabilizador

CARACTERÍSTICAS DE UN ALIMENTADOR

Se ya ha observado que muchos dispositivos electrónicos requieren para su funcionamiento una tensión continua.

Las pilas y los acumuladores suministran una tensión de este tipo pero su empleo, salvo pocos casos particulares ligados substancialmente a objetos que deben ser frecuentemente cambiados o llevados donde la red eléctrica no est disponible, no es aconsejable a causa de su volumen, peso y costo.

Es necesario, por lo tanto, disponer de aparatos que realicen la conversión de tensión alterna, tal como aquélla de red, a tensión continua. Los rectificadores vistos en la Lección 2 del Módulo 12 transformando la tensión alterna en una pulsante, que puede ser dada relativamente continua gracias al condensador de nivelación; dispositivos de este tipo pueden ser utilizados para cargar una batería, hacer funcionar un motor eléctrico en continua, o sea, donde no es necesario una particular estabilidad. Los dispositivos que transforman la tensión alterna en una continua, con precisas características de estabilidad, vienen llamados alimentadores. Además del componente continuo en la tensión de salida, están presentes también componentes alternos de frecuencia, pares a aquélla de la tensión de alimentación o múltiple de ella. Como se ha visto en la Lección 2 del Módulo 12 se define factor de ondulación (o de ripple) r la relación entre el valor eficaz del componente alterno de la señal de salida y su valor medio.

Además la tensión de salida depende en general de la carga aplicada: ella disminuye al aumentar la carga.

Se define regulación, a la variación de la tensión continua en función de la corriente continua absorbida de la carga.

$$\text{Reg. \%} = \frac{U_{\text{vacío}} - U_{\text{carga}}}{U_{\text{carga}}} \cdot 100$$

Donde $U_{\text{vacío}}$ es la tensión de salida medida al alimentador en ausencia de carga. U_{carga} es la tensión de salida cuando es aplicado la carga mínima admitida por aquel alimentador.

El trazado de un alimentador debe ser hecha por lo tanto al contrario, o sea, partiendo de la característica de salida; en particular el trazado requiere el conocimiento de la:

- a) tensión de salida requerida
- b) corriente continua máxima que debe ser erogada
- c) factor de ripple máximo admitido
- d) regulación % máxima admitida
- e) tensión de red

Un tipo particular de alimentador es el alimentador dual el cual puede erogar una tensión positiva o negativa de igual valor absoluto: presenta dos salidas, una positiva y una negativa, de valores pares. Un alimentador dual puede, en línea de principio, ser realizado a partir de un transformador con toma central en masa conectado a un puente de Graetz: la salida viene conectada a dos condensadores de nivelación iguales y dispuestos en serie, con el punto central conectado en masa (ver la Fig. 12.3.1).

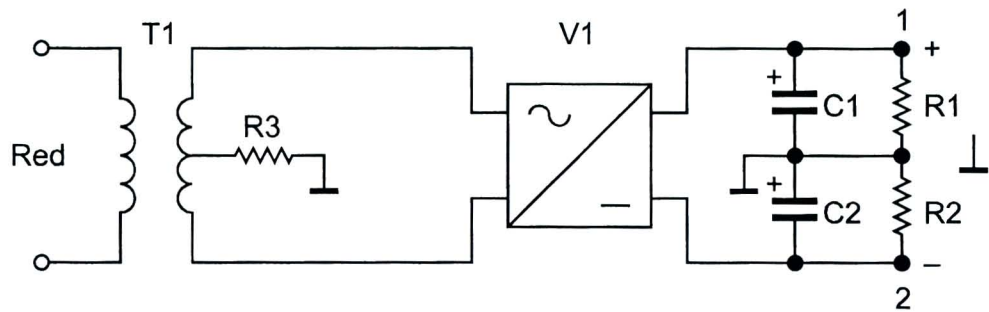


Fig. 12.3.1

En esta forma si la diferencia de potencial entre los puntos 1 y 2 es U_0 , el punto 1 se encuentra en potencial $U_0/2$ mientras el punto 2 a potencial $-U_0/2$. Las dos salidas son naturalmente de considerarse entre el punto 1 y la masa; y entre el punto 2 y la masa. En presencia de diferentes cargas aplicadas, en las dos salidas se pueden naturalmente tener valores de tensión diversos, en valor absoluto, si no se agregan sistemas de estabilización.

ESQUEMA A BLOQUES

El esquema a bloques de un alimentador es ilustrado en la Fig. 13.2.2:

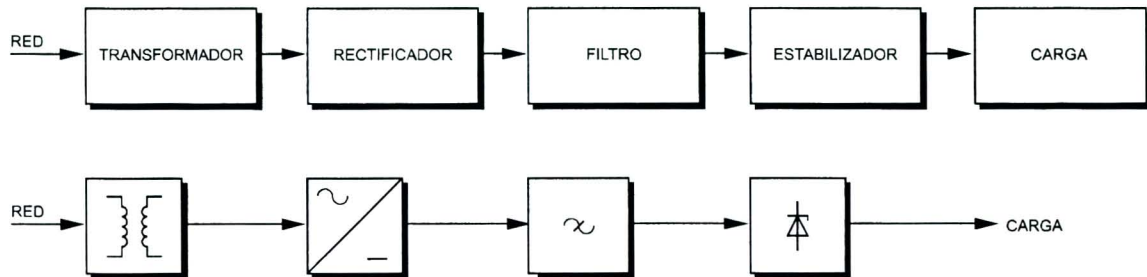


Fig. 12.3.2

El transformador debe ser trazado sobre la base de la tensión alterna de red disponible (generalmente 220V eficaces correspondientes a 311V pico - 50Hz - 60Hz), de la tensión de salida requerida y de la corriente continua máxima erogada. Los dos primeros parámetros influyen la relación de transformación, mientras el último la potencia máxima que el transformador debe soportar, o sea, su dimensionamiento.

Por cuanto se trata a los circuitos rectificadores se indica la Lección 2 del Módulo 12. Como se ha observado, el circuito rectificador bastante más usado es el puente de Graetz pero que presenta la inconveniencia de provocar, desde el momento que la corriente atraviesa dos diodos en serie, una caída de tensión par a $2 U_{\text{umbral}}$ ($U_{\text{umbral}} = 0.6\text{V}$ para los diodos al silicio) es una disipación de potencia $2 U_{\text{umbral}} \cdot I$, detectada por corrientes muy elevadas.

La elección del filtro depende, en cambio, del factor de ondulación máximo admitido y de la máxima corriente que el alimentador debe estar en grado de erogar.

FILTROS

Algunos filtros comúnmente usados en los alimentadores son ilustrados en la Fig. 12.3.3.

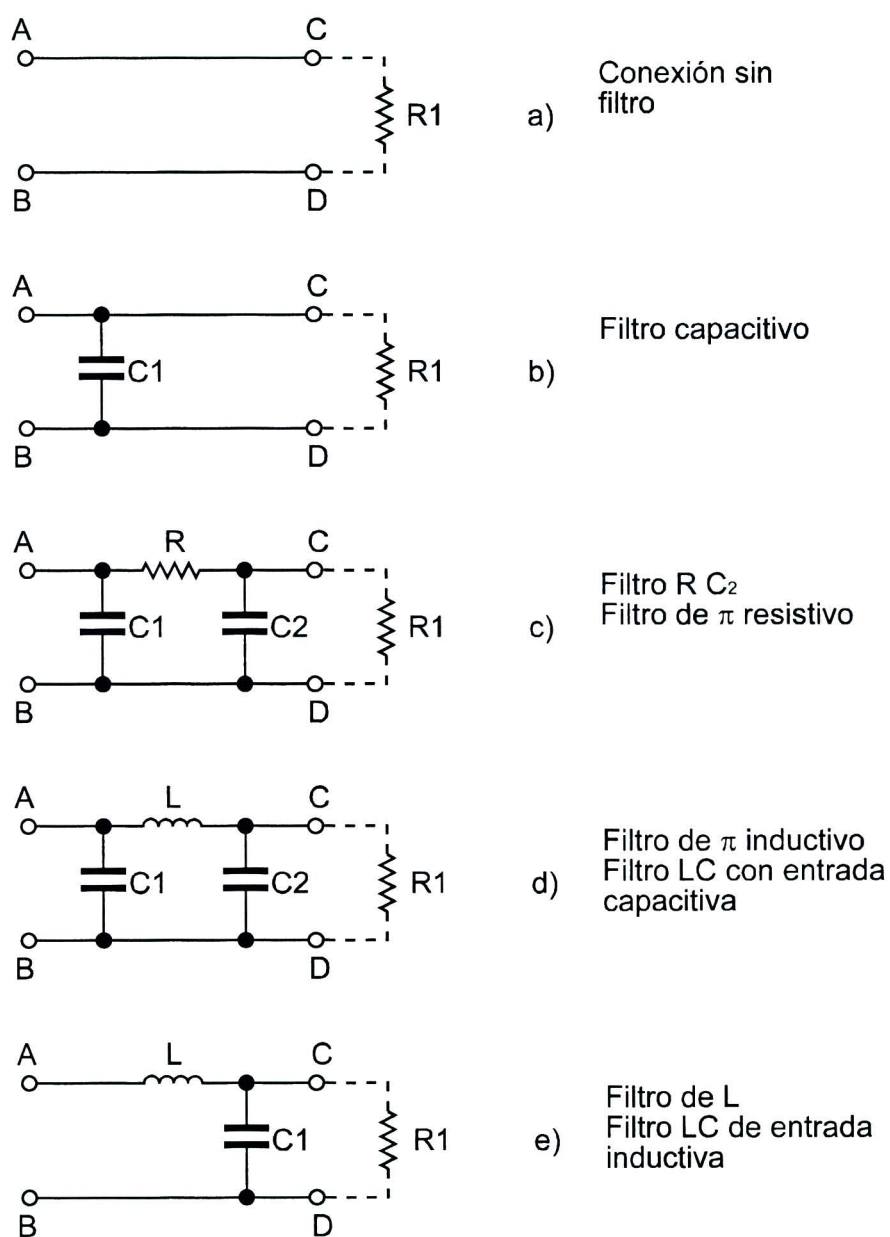


Fig. 12.3.3

Los puntos A y B son conectados al rectificador que suponemos de doble semionda, mientras los puntos C y D son conectados a la carga. La Fig. 12.3.3a representa la situación en ausencia del filtro, la Fig. 12.3.3b, en cambio, con el condensador de nivelación descrito en la Lección 2 del Módulo 12.

El condensador de nivelación solo, no permite obtener valores bajos del factor de ondulación o zumbido, sino para valores estrechamente altos de la capacidad C1: en efecto se puede demostrar que en la configuración “b” de la Fig. 12.3.3:

$$r = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R1 \cdot C1}$$

donde R1 es el valor de la resistencia de carga y f la frecuencia, que en el caso del rectificador de doble semionda vale 100Hz (o sea el doble de la frecuencia de red).

Si se utilizan condensadores de capacidad inferior, el zumbido puede ser muy alto. Esto puede ser reducido interponiendo entre el condensador de nivelación y la carga un filtro RC₂ o LC₂ obteniendo las configuraciones de la Fig. 12.3.3c, d, e para las cuales no se efectúa en esta unidad didáctica una exposición o desarrollo específico.

DIMENSIONAMIENTO DE UN ALIMENTADOR

Consideremos, por ejemplo, una tensión de salida continua $U_o = 15V$, una corriente de salida $I = 100mA$ y un factor de ripple $r = 2\%$.

Utilizando el circuito de la Fig. 12.3.4 y teniendo cuenta de la caída de tensión sobre los diodos del puente rectificador, en el secundario del transformador se tendrá una tensión de pico:

$$U_{i\max} = U_o + 2 \cdot U_{\text{umbral}} = U_o + 2 \cdot 0,6 = 15 + 1,2 = 16,2V$$

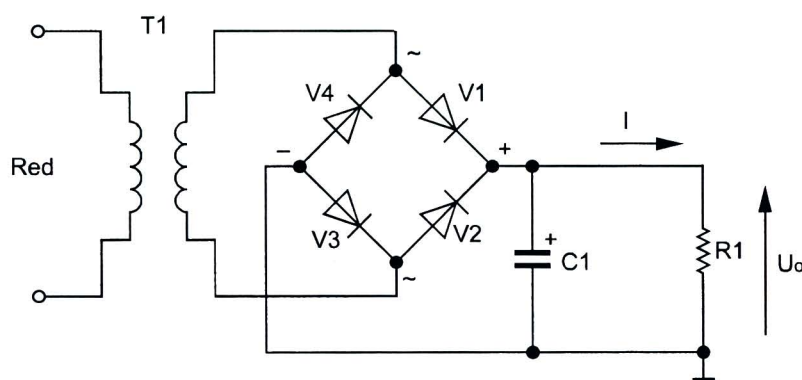


Fig. 12.3.4

Ser necesario escoger los diodos con un valor P.I.V. (Peak Inverse, Voltage), o sea una tensión de pico inversa a la cual puede ser sometido el diodo, no inferior a 16,2V.

El secundario del transformador deber suministrar una tensión de valor eficaz

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_{i\max}}{\sqrt{2}} = \frac{16,2}{\sqrt{2}} = 11,45V$$

La resistencia de carga $R1$ tendrá valor:

$$R1 = \frac{U_o}{I} = \frac{15}{0,1} = 150\Omega$$

El valor de la capacidad del condensador con un ripple de 0.02 ser:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R1 \cdot r} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 100 \cdot 150 \cdot 0,02} = 962\mu F$$

Se escoger por lo tanto un condensador de capacidad inmediatamente superior, o sea, de 1000 μF .

NOTA: "f" es igual a 100Hz en el caso de rectificador de doble semionda.

ESTABILIZADORES

De cuanto anteriormente descrito, se observa que la tensión de salida de un alimentador con filtro, es en general, función de la carga. Además, la tensión continua de salida depende de la tensión de entrada, que, generalmente, es aquella de red y que puede sufrir notables variaciones (aunque del 20%).

Como consecuencia, la tensión de salida de un alimentador no es estable pero puede darse tal mediante el uso de circuitos de estabilización.

Existen diversos circuitos estabilizadores más o menos sofisticados: los más simples hacen uso del diodo zener. El esquema de uno de estos circuitos es representado en la Fig. 12.3.5.

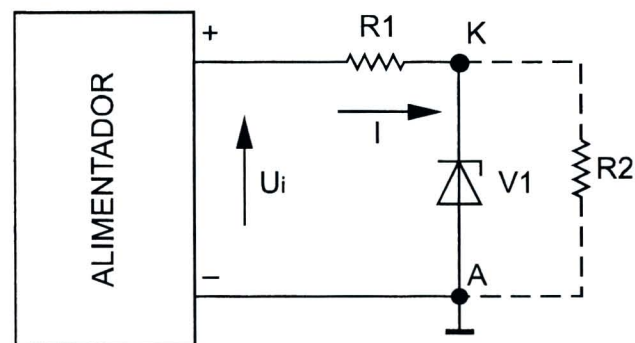


Fig. 12.3.5

En la Fig. 12.3.6 es presentada la curva característica de un diodo zener ya examinada en la Lección 4 del Módulo 11, para comodidad de representación, el tercer cuadrante ha sido presentado en el primero (la tensión y la corriente están cambiadas de signo con respecto a la Lección 4 del Módulo 11).

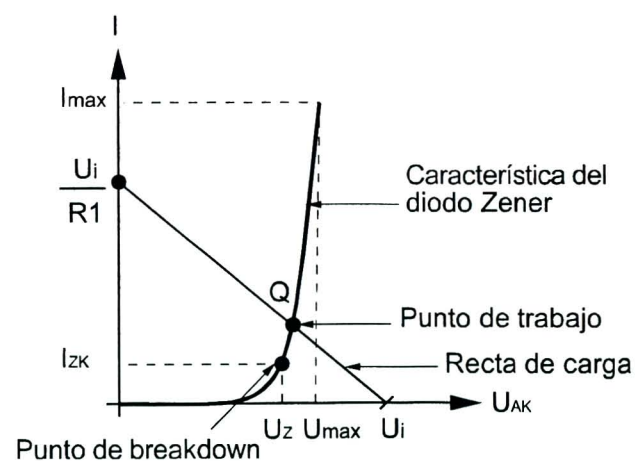


Fig. 12.3.6

Se observe que cuando $I > I_{zk}$, la tensión en los extremos del diodo es prácticamente constante e igual a U_{max} . Con I_{max} , en cambio, es indicada la máxima corriente tolerada por el diodo.

Indicando con U_i la tensión de entrada del circuito estabilizador (o sea la tensión de salida del rectificador) y con I la corriente que atraviesa la resistencia R_1 , se obtiene en ausencia de carga:
$$U_i = R_1 \cdot I + U_z.$$

Tal ecuación representa una recta que corta el eje U_{AK} en el punto U_i y el eje I en el punto U_i/R_1 : el punto de encuentro entre la curva característica es el punto de trabajo Q del diodo zener.

El valor de R_1 debe ser escogido en modo que $I > I_{zk}$ (de otro modo podría verificarse la rotura del diodo).

Se observe que en caso de variación de U_i , con tal que se tenga $I > I_{zk}$, la tensión resta constante al valor U_{max} . En el caso est presente una carga R_2 , la intersección de la recta con el eje U_{AK} se cambia en el valor $(U_i \cdot R_2)/(R_1 + R_2)$ mientras el punto de intersección con el eje vertical resta fijo. Es importante que el punto de intersección con el eje horizontal no se acerque mucho a la rodilla de la curva, bajo el cual la acción estabilizadora no se produce más.

Tal acción estabilizadora sería ideal si la curva característica fuese perfectamente vertical. En realidad, tal curva, presenta una cierta inclinación y la tensión en los extremos del diodo puede variar ligeramente; además la curva característica se puede cambiar por efecto de variación de temperatura.

Finalmente, la estabilización con diodo zener est sujeta a la restricción que, como se ha visto, la corriente que atraviesa el diodo debe ser mayor de I_{zk} y menor de I_{max} .

Tales limitaciones pueden ser superadas con la introducción de circuitos estabilizadores electrónicos.

DIMENSIONAMIENTO DE UN ESTABILIZADOR

Supóngase querer dimensionar un circuito estabilizador con diodo zener (Fig. 12.3.5), con una tensión de entrada $U_i = 15V \pm 20\%$, que garantice una tensión de salida $U_o = 6.2V$ con una carga $R_2 = 220\Omega$

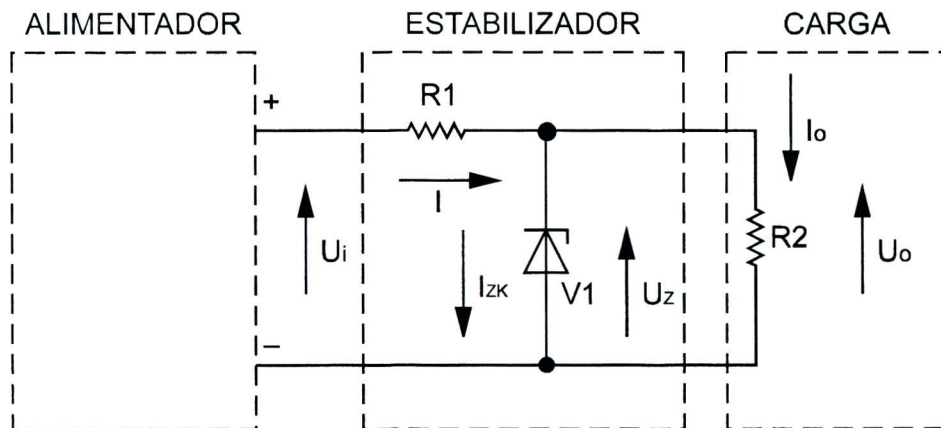


Fig. 12.3.7

Se utiliza un zener con las siguientes características:

$$U_z = 6.2V, I_{zk} = 1mA, I_{max} = 35mA.$$

La corriente absorbida por la carga ser igual a:

$$I_o = \frac{U_o}{R_2} = \frac{6,2}{220} = 28mA$$

Del segundo principio de Kirchoff se deduce que

$$U_i = R_1 \cdot I + U_z$$

donde U_i est comprendido entre U_{imin} y U_{imax} :

$$U_{imin} = U_i - U_i \cdot 0,2 = 15 - 3 = 12V$$

$$U_{imax} = U_i + U_i \cdot 0,2 = 15 + 3 = 18V$$

La resistencia R1 debe ser dimensionada en modo tal de garantizar la corriente en la carga y la corriente en el zener, superior a aquélla mínima requerida I_{zk} , aunque en la situaciones de U_{imin} .

Ya que

$$I = I_{zk} + I_o = 1 + 28 = 29\text{mA}$$

debe ser

$$R1 < \frac{U_{i \min} - U_z}{I} = \frac{18 - 6,2}{0,029} = 200\Omega$$

Se escoge el valor normalizado más cercano (180Ω), con una potencia máxima disipada:

$$P1 > R1 \cdot I^2 = 180 \cdot 0,029^2 = 0,15\text{W}$$

(se puede escoger una resistencia de 1/4W)

En ausencia de carga, o sea, cuando $R1 = \infty$, $I_o = 0$

$$I_z = I = \frac{U_{i \max} - U_z}{R1} = \frac{18 - 6,2}{180} = 65\text{mA}$$

y

$$P_z > U_z \cdot I_z = 6,2 \cdot 0,065 = 0,4\text{W}$$

Es conveniente escoger un zener de 6,2V - 1W.

APENDICE

Preguntas de Verificación

Respuestas correctas a las preguntas de verificación

Respuestas a la simulación de averías

Respuestas correctas a la simulación de averías

Data Sheets

PREGUNTAS DE EVALUACION**UNIDAD 1**

A) La tensión de pico positiva, de un clipper positivo es:

- | | |
|---------|--|
| 1) 0V | 3) Igual a la tensión de pico de entrada |
| 2) 0.6V | 4) 1.2V |

B) En el clipper negativo la resistencia R_1 sirve:

- | | |
|---|---------------------------------------|
| 1) A limitar la tensión en el diodo | 3) A limitar la corriente en el diodo |
| 2) A definir el nivel de corte de la tensión de pico negativa | |

C) ¿Por que en el clipper negativo la tensión de pico positiva no viene cortada?

- 1) El diodo es polarizado directamente
- 2) El diodo es polarizado inversamente

D) En un clipper polarizado positivo si la tensión en serie al diodo es igual a +5V ¿cuál es el nivel del corte de la tensión positiva?

- | | |
|--|---------|
| 1) 0.6V | 3) 5V |
| 2) Igual a la tensión de pico de entrada | 4) 5.6V |

UNIDAD 2

A) En el clamping positivo si el valor de pico de la señal de entrada es igual a U_{max} la señal de salida es trasladada:

- 1) Hacia arriba de un valor par
cerca a U_{max}
- 2) Hacia abajo de un valor par a $U_{max}/2$
- 3) Hacia arriba de un valor par a $2U_{max}$

B) En el clamping positivo la tensión de pico negativa de la señal de salida es alrededor de:

- 1) U_{max}
- 2) $0.6V$
- 3) $-0.6V$
- 4) $-U_{max}$

UNIDAD 3

A) Si la tensión de pico en la entrada del duplicador de tensión es igual a u_{imax} , la tensión inversa máxima en cada uno de los dos diodos es:

- 1) $U_{\text{imax}}/2$
- 2) U_{imax}
- 3) $2 U_{\text{imax}}$

B) El diodo V2 conduce y carga el condensador C2 cuando:

- 1) El punto 2 es positivo
- 2) El punto 2 es negativo

C) El bloque C1-V1 constituye:

- 1) Un clamper positivo
- 2) Un clipper positivo
- 3) Un clamper negativo

UNIDAD 4

A) Para el rectificador de simple semionda la frecuencia de la onda rectificada vale:

- 1) La mitad de la frecuencia de la onda de entrada
- 2) Igual a la frecuencia de la onda de entrada
- 3) El doble de la frecuencia de la onda de entrada

B) Para el rectificador de doble semionda la frecuencia de la onda rectificada vale:

- 1) La mitad de la frecuencia de la onda de entrada
- 2) Igual a la frecuencia de la onda de entrada
- 3) El doble de la frecuencia de la onda de entrada

C) El valor medio de la onda rectificada en un rectificador de semionda comparada con aquél de un rectificador de doble semionda es:

- 1) El mismo
- 2) El doble
- 3) La mitad

UNIDAD 5

A) Si la tensión de pico de entrada en el puente de diodos es U_{imax} la tensión máxima inversa es:

- 1) $U_{\text{imax}}/2$
- 2) U_{imax}
- 3) $2U_{\text{imax}}$

B) Si se aumenta la constante de tiempo del filtro capacitivo, el valor medio de la componente continua en la salida es:

- 1) Disminuye
- 2) No varía
- 3) Aumenta

C) Si se disminuye la constante de tiempo del filtro capacitivo el factor de ondulación (ripple) en la salida:

- 1) Disminuye
- 2) No varía
- 3) Aumenta

UNIDAD 6

A) En un alimentador dual la tensión de salida es:

- 1) Simétrica y de signo opuesto
- 2) Simétrica y de igual signo
- 3) Igual a cero

B) La resistencia R1 y R2 sirven a:

- 1) Limitar la corriente en los condensadores
- 2) Repartir equitativamente la tensión

C) ¿Cuál es, aproximadamente, el valor de la tensión presente entre los puntos 4 y 5?

- 1) 6V
- 2) 12V
- 3) 24V

UNIDAD 7

A) Si la tensión de entrada aplicada en el estabilizador de zener es menor de 6.2V la tensión de salida es:

- | | |
|-------------------------------|---------|
| 1) Igual a aquella de entrada | 3) 0.6V |
| 2) 0V | 4) 6.2V |

B) Si la resistencia de carga est desconectada y la tensión +V es par a 15V, la corriente en el zener es aproximadamente:

- | | |
|----------|---------|
| 1) 0.6mA | 3) 20mA |
| 2) 10mA | 4) 40mA |

C) La potencia disipada por el diodo zener en el circuito es mayor cuando:

- | | |
|--|---|
| 1) El zener es cortocircuitado | 3) La resistencia de carga es cortocircuitada |
| 2) La resistencia de carga es desconectada | |

RESPUESTAS EXACTAS A LAS PREGUNTAS DE EVALUACION

UNIDAD	PREGUNTA	RESPUESTA
1	A	2
1	B	3
1	C	2
1	D	4
2	A	1
2	B	3
3	A	3
3	B	1
3	C	1
4	A	2
4	B	3
4	C	3
5	A	2
5	B	3
5	C	3
6	A	1
6	B	2
6	C	2
7	A	1
7	B	4
7	C	3

RESPUESTAS A LA SIMULACION DE AVERIAS**UNIDAD 1**

- 1) V1 y V2 defectuosos (en pérdida)
- 2) V1 interrumpido
- 3) V2 cortocircuitada
- 4) R1 interrumpida

UNIDAD 2

- 1) C1 cortocircuitada
- 2) R1 interrumpida
- 3) V2 cortocircuitada
- 4) V1 y V2 interrumpidos

UNIDAD 3

- 1) V1 interrumpido
- 2) C2 interrumpido
- 3) C2 cortocircuitado
- 4) R1 interrumpida

UNIDAD 4

- 1) V1 interrumpido
- 2) V2 interrumpido
- 3) R1 cortocircuitada
- 4) V1 cortocircuitado
- 5) V2 defectuoso (en pérdida)

UNIDAD 5

- 1) C1 y C2 cortocircuitados
- 2) V4 cortocircuitados
- 3) V1 defectuoso (en pérdida)
- 4) R1 interrumpida
- 5) V2 interrumpido

UNIDAD 6

- 1) R1 cortocircuitada
- 2) Ha sido agregada una resistencia a C1
- 3) C1 interrumpido
- 4) C1 cortocircuitado
- 5) R2 interrumpida

UNIDAD 7

- 1) Ha sido agregado un componente a V1
- 2) R1 defectuosa
- 3) V1 interrumpido
- 4) V1 cortocircuitado
- 5) R1 interrumpida

RESPUESTAS EXACTAS A LA SIMULACION DE AVERIAS

UNIDAD	RESPUESTA
1	1
2	4
3	2
4	1
5	5
6	3
7	5

DATA SHEET

BZX85C3V3 – BZX85C33

1 W SILICON ZENER DIODES

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Temperatures

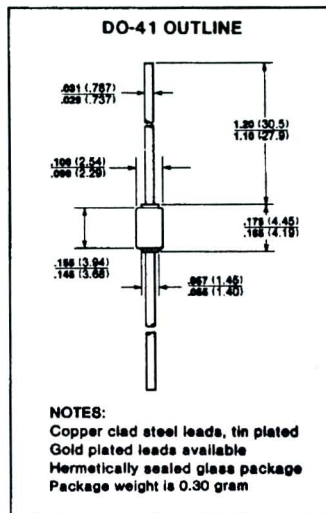
Storage Temperature Range
Maximum Junction Operating Temperature
Lead Temperature

-65°C to +200°C
+175°C
+260°C

Power Dissipation (Note 2)

Maximum Total Power Dissipation at 50°C Ambient
Linear Power Derating Factor (from 50°C)

1.3 W
10.4 mW/°



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C Ambient)

SYMBOL	V _Z		Z _Z	I _{ZT}	Z _{ZK}	I _{ZK}	I _R	V _{RT}	TC	
	Zener Voltage @I _{ZT}		Maximum Zener Impedance @I _{ZT}	Test Current	Maximum Zener Knee Impedance @I _{ZK}	Test Current	Maximum Reverse Current @V _{RT}	Test Voltage	Temperature Coefficient of V _Z @I _{ZT}	
	MIN	MAX	Ω	mA	Ω	mA	μA	V	%°C	%°C
BZX85C3V3	3.1	3.5	20	80	400	1.0	40	1.0	-0.080	-0.050
BZX85C3V6	3.4	3.8	15	60	500	1.0	20	1.0	-0.080	-0.050
BZX85C3V9	3.7	4.1	15	60	500	1.0	10	1.0	-0.070	-0.020
BZX85C4V3	4.0	4.6	13	50	500	1.0	3.0	1.0	-0.050	+0.010
BZX85C4V7	4.4	5.0	13	45	600	1.0	3.0	1.5	-0.030	+0.040
BZX85C5V1	4.8	5.4	10	45	500	1.0	1.0	2.0	-0.010	+0.040
BZX85C5V6	5.2	6.0	7.0	45	400	1.0	1.0	2.0	0	+0.045
BZX85C6V2	5.8	6.6	4.0	35	300	1.0	1.0	3.0	+0.010	+0.055
BZX85C6V8	6.4	7.2	3.5	35	300	1.0	1.0	4.0	+0.015	+0.060
BZX85C7V5	7.0	7.9	3.0	35	200	0.5	1.0	4.5	+0.020	+0.065
BZX85C8V2	7.7	8.7	5.0	25	200	0.5	1.0	5.0	+0.030	+0.070
BZX85C9V1	8.5	9.8	5.0	25	200	0.5	1.0	6.5	+0.035	+0.075
BZX85C10	9.4	10.6	7.0	25	200	0.5	0.5	7.0	+0.040	+0.080
BZX85C11	10.4	11.6	8.0	20	300	0.5	0.5	7.7	+0.045	+0.080
BZX85C12	11.4	12.7	9.0	20	350	0.5	0.5	8.4	+0.045	+0.085
BZX85C13	12.4	14.1	10	20	400	0.5	0.5	9.1	+0.050	+0.085
BZX85C15	13.8	15.6	15	15	500	0.5	0.5	10.5	+0.055	+0.090
BZX85C16	15.3	17.1	15	15	500	0.5	0.5	11.0	+0.055	+0.090
BZX85C18	16.8	19.1	20	15	500	0.5	0.5	12.5	+0.060	+0.090
BZX85C20	18.8	21.2	24	10	600	0.5	0.5	14.0	+0.060	+0.090
BZX85C22	20.8	23.3	25	10	600	0.5	0.5	15.5	+0.060	+0.095
BZX85C24	22.8	25.6	25	10	600	0.5	0.5	17.0	+0.060	+0.095
BZX85C27	25.1	28.9	30	8.0	750	0.25	0.5	19.0	+0.060	+0.095
BZX85C30	28.0	32.0	30	8.0	1000	0.25	0.5	21.0	+0.060	+0.095
BZX85C33	31.0	35.0	35	8.0	1000	0.25	0.5	23.0	+0.060	+0.095

NOTES:

- These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.
- These are steady state limits. The factory should be consulted on application involving pulsed or low duty-cycle operation.
- V_Z = 1.0 V (Max) @I_Z = 200 mA for all types.
- For product family characteristic curves, refer to Chapter 4, D14

1N4001 · 1N4007

1 A SILICON RECTIFIERS

- GLASS PACKAGE
- 1000 V RATING (1N4007)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Temperatures

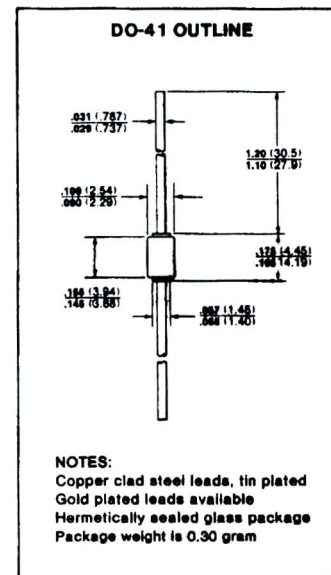
Storage Temperature Range	-65°C to +175°C
Maximum Junction Operating Temperature	+175°C
Lead Temperature	+260°C

Maximum Voltages and Currents

V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	1N4001	50 V
		1N4002	100 V
V_{RWM}	Working Peak Reverse Voltage	1N4003	200 V
		1N4004	400 V
V_R	DC Blocking Voltage	1N4005	800 V
		1N4006	800 V
		1N4007	1000 V

		1N4001	35 V
		1N4002	70 V
		1N4003	140 V
$V_{R(rms)}$	rms Reverse Voltage	1N4004	280 V
		1N4005	420 V
		1N4006	560 V
		1N4007	700 V

I_O	Average Rectified Forward Current (Note 2)	1 A
I_{FSM}	Peak Forward Surge Current	30 A



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C Ambient Temperature unless otherwise noted)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	TYP	MAX	UNITS	TEST CONDITIONS
V_F	Forward Voltage	0.95	1.10	V	$I_O = 1.0 \text{ A}$, $T_A = 75^\circ\text{C}$
$V_{F(AV)}$	Average Forward Voltage	0.75	0.80	V	$I_F = 1 \text{ A}$
V_{FM}	Peak Forward Voltage	1.40	1.80	V	$I_O = 1.0 \text{ A}$
I_R	Reverse Current	0.05 0.5	10.0 50	μA	Rated dc Voltage Rated dc Voltage, $T_A = 100^\circ\text{C}$
$I_{R(AV)}$	Average Reverse Current	1.0	30	μA	Rated V_R , $I_O = 1.0 \text{ A}$
t_{rr}	Reverse Recovery Time (Note 3)	1.0		μs	$I_F = 1.0 \text{ A}$, $V_r = 30 \text{ V}$

NOTES:

1. These are limiting values above which the serviceability of the rectifier may be impaired.
2. Derate linearly above $T_A = 75^\circ\text{C}$ (Note 3).
3. For product family characteristic curves and test circuit, refer to Chapter 4, D18.

BRIDGE RECTIFIERS

OPERATING TEMPERATURE RANGE: -55°C to +125°C

STORAGE TEMPERATURE RANGE: -55°C to +150°C

TYPE	Maximum Peak Reverse Voltage	Maximum Average Rectified Current @ Half-Wave Resistive Load 60 Hz		Maximum Forward Peak Surge Current @ 8.3ms Superimposed	Maximum Reverse Current @ PRV @ 25°C T _A	Maximum Forward Voltage @ 25°C T _A	
	PRV	I _o @ T _A		I _{FM} (Surge)	I _r	I _{FM}	V _{FM}
	P _{PK}	A _{AV}	°C	A _{PK}	μA _{dc}	A _{PK}	V _{PK}



AMPERES/WOM

W005M	50	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1
W01M	100	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1
W02M	200	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1
W04M	400	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1
W06M	600	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1
W08M	800	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1
W10M	1000	1.5	25	50	10.0	1.0	1.1

BIBLIOGRAFÍA

- J. Millman - C. Halkias: **Integrated Electronics**
McGraw-Hill-Kagakush LTD 1972
- G. Ricciarelli: **Elettronica e Laboratorio - Vol. 2**
Cupido - Potenza, Picena (1990)
- A. Cupido: **Elettronica Generale - Vol. primo**
Cupido - Potenza, Picena (1984)

DATA BOOKS

- Fairchild: **Diode Data Book - 1978**

Rozzano, li 01/06/1999
© 1999 DE LORENZO SRL - Printed in Italy - All right reserved

DE LORENZO SRL
V.le Romagna, 20 - 20089 Rozzano (MI) Italy
Tel. ++39 02 8254551 - Telefax ++39 02 8255181
E-mail: delorenzo@delorenzo.it
delorenzo@galactica.it

DE LORENZO

Viale Romagna, 20 - 20089 Rozzano (MI) Italy • Tel. +39 02 8254551 - Fax +39 02 8255181
E-mail: delorenzo@delorenzo.it

www.delorenzogroup.com