

**Universidad de Costa Rica
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones**

IE – 0408 Laboratorio Eléctrico II

**Prereporte de Laboratorio
Prereporte Especial**

Convertidor DC-DC Flyback

GRUPO:	04
INTEGRANTES:	Juan Manuel Arteaga A30536 Luis Diego Goldoni García A32166
PERIODO:	II Semestre de 2007
Fecha Entrega:	Jueves 1 de Noviembre 2007
Profesora:	Lucía Acuña
Grupo de LAB:	02

TABLA DE CONTENIDO

Índice de Figuras.....	iii
Índice de Tablas.....	iv
1) Nota Teórica	1
1.1. Generalidades Convertidores DC-DC	1
1.1.1 Convertidor DC a DC.....	1
1.1.2 Convertidor Boost	1
1.1.3 Convertidor Buck	3
1.1.4 Convertidor Buck –Boost.....	3
1.2. Convertidores con Aislamiento (Flyback)	5
1.2.1 Convertidor Flyback.....	5
1.3. Aplicaciones de un Convertidor Flyback.....	7
1.4. Transformadores de Alta Frecuencia	7
1.5. Transistores	8
1.5.1 Transistor de unión bipolar BJT.....	8
1.5.2 Transistor de efecto de campo de unión JFET	8
1.5.3 MOSFET	9
1.5.4 Transistor IGBT	10
2) Objetivos	12
2.0.1 Objetivos Específicos.....	12
3) Equipo	13
4) Diseño	14
5) Procedimiento	32
6) Bibliografía	34
7) Anexos	35

Índice de Figuras

Fig. 1: Esquema básico de un convertidor Boost. [4].....	1
Fig. 2: Las dos configuraciones de un Boost. [4].....	2
Fig. 3: Esquema básico de un convertidor Buck. [6]	3
Fig. 4: Las dos configuraciones de un Buck. [6]	3
Fig. 5: El esquemático básico de un convertidor buck-boost. [7]	4
Fig. 6: Esquemático de un Convertidor Buck-Boost. [7]	4
Fig. 7: Ambos estados de operación de un convertidor Buck-Boost. [7].....	4
Fig. 8: Diagrama del convertidor Flyback [5].....	5
Fig. 9: Las dos configuraciones de un Flyback. [5].....	6
Fig. 10: Transistor de unión bipolar. [8].....	8
Fig. 11: Símbolo más extendido del IGBT: Gate o puerta (G), colector (C) y emisor (E) [10].....	10
Fig. 12: Sección de un IGBT [10]	11
Fig. 13: Circuito equivalente de un IGBT [10]	11
Figura d1 Convertidor Flyback	14
Figura d2: Estado 1 MCC	15
Figura d3: Estado 2 MCC	16
Figura d4: Forma de onda del inductor equivalente MCC	17
Figura d5: Forma de onda del voltaje en el capacitor.	18
Figura d6: Tercer estado de MCC	20
Figura d7: Forma de onda de corriente en el inductor MCC	21
Figura d8: Forma de onda de corriente en el diodo MCC	21
Figura d9: Estado 1 MCC con pérdidas	23
Figura d10: Estado 2 MCC con pérdidas	24
Figura d11: Estado 3 en MCC con pérdidas.....	26
Figura d12: Circuito a implementar en caso específico.....	30
Figura d13: Salida del circuito diseñado.....	30
Figura d14: Forma de onda de la corriente en el transformador	31

Índice de Tablas

Tabla 1. Lista de equipo.	13
Tabla 2. Componentes	13
Tabla d1: Muestreo de distintas cargas, con ajuste de D para tener una fuente de 4V	29
Tabla 3: Eficiencia del Transformador para varias frecuencias.....	32
Tabla 4: RQON /// 3 Transistores	32
Tabla 5: Vd	32
Tabla 6: Pérdidas C/transistor. Tres dif. Frecuencias.....	32
Tabla 7: Eficiencia C/transistor. Tres dif. Frecuencias.	33
Tabla 8: Comparación Modelo Real/Teórico, por C/Transistor. Tres dif. Frecuencias.....	33
Tabla 9: Porcentaje de Error.	33

1) Nota Teórica

1.1. Generalidades Convertidores DC-DC

1.1.1 Convertidor DC a DC

Se llama **convertidor DC-DC** a un dispositivo que transforma corriente continua de una tensión a otra. Suelen ser reguladores de conmutación, dando a su salida una tensión regulada y, la mayoría de las veces con limitación de corriente. Se tiende a utilizar frecuencias de conmutación cada vez más elevadas porque permiten reducir la capacidad de los condensadores, con el consiguiente beneficio de volumen, peso y precio.

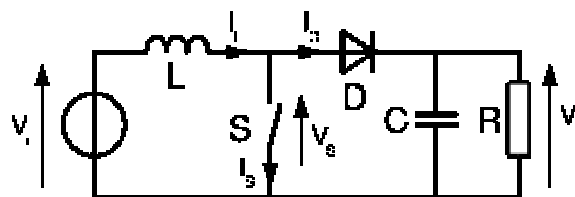
Ventajas de utilizar convertidores DC-DC

Simplifican la alimentación de un sistema, porque permiten generar las tensiones donde se necesitan, reduciendo la cantidad de líneas de potencia necesarias. Además permiten un mejor manejo de la potencia, control de corrientes de entrada, reducción de armónicas y un aumento en la seguridad. Tienen gran eficiencia.

Inconvenientes

Generan ruido, No sólo en la alimentación regulada, sino que a través de su línea de entrada se puede propagar al resto del sistema. También se puede propagar por radiación. Frecuencias más altas simplifican el filtrado de este ruido.

1.1.2 Convertidor Boost



□

Fig. 1: Esquema básico de un convertidor Boost. [4]
El interruptor suele ser un MOSFET, IGBT o BJT.

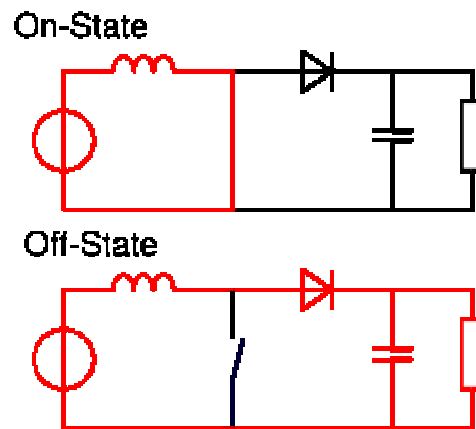
El **convertidor Boost** (o elevador) es un convertidor de potencia que obtiene a su salida una tensión continua mayor que a su entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores y al menos un elemento para almacenar energía. Frecuentemente se añaden filtros construidos con inductores y condensadores para mejorar el rendimiento.

Un conector de suministro de energía habitual normalmente no se puede conectar directamente a dispositivos como ordenadores, relojes o teléfonos. La conexión de suministro genera una tensión alterna (AC) y los dispositivos requieren tensiones continuas (DC). La conversión de

potencia permite que dispositivos de continua utilicen energía de fuentes de alterna, este es un proceso llamado conversión AC a DC y en él se usan convertidores AC a DC como rectificadores.

La energía también puede provenir de fuentes DC como baterías, paneles solares, rectificadores y generadores DC, pero ser de niveles inadecuados. El proceso de cambiar una tensión de continua a otra diferente es llamado conversión DC a DC. Un convertidor Boost es uno de los tipos de convertidores DC a DC. Presenta una tensión de salida mayor que la tensión de la fuente, pero la corriente de salida es menor que la de entrada.

Estructura y funcionamiento



□

Fig. 2: Las dos configuraciones de un Boost. [4]

- (a) La energía se transfiere de la fuente a la bobina y del condensador a la carga. (b) la energía se transfiere de la fuente y de la bobina al condensador y a la carga.

El principio básico del convertidor Boost consiste en dos estados distintos dependiendo del estado del interruptor S :

Cuando el interruptor está cerrado (On-state) la bobina L almacena energía de la fuente, a la vez la carga es alimentada por el condensador C .

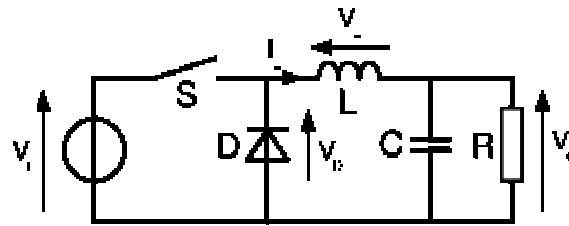
Cuando el interruptor está abierto (Off-state) el único camino para la corriente es a través del diodo D y circula por el condensador (hasta que se carga completamente) y la carga.

Aplicaciones

Generalmente los sistemas alimentados por baterías necesitan apilar varias baterías en serie para aumentar la tensión. Sin embargo a veces no es posible conectar varias baterías en serie por razones de peso o espacio. Los convertidores Boost pueden incrementar el voltaje y reducir el número de pilas.

Algunas aplicaciones que usan convertidores Boost son vehículos híbridos (por ejemplo el Toyota Prius) y sistemas de alumbrado.

1.1.3 Convertidor Buck



□

Fig. 3: Esquema básico de un convertidor Buck. [6]
El interruptor suele ser un MOSFET, IGBT o BJT.

El **convertidor Buck** (o reductor) es un convertidor de potencia que obtiene a su salida una tensión continua menor que a su entrada. El diseño es similar a un convertidor elevador o Boost, también es una fuente conmutada con dos dispositivos semiconductores (transistor S y diodo D), un inductor L y opcionalmente un condensador C a la salida.

La forma más simple de reducir una tensión continua (DC) es usar un circuito divisor de tensión, pero los divisores gastan mucha energía en forma de calor. Por otra parte, un convertidor Buck puede tener una alta eficiencia (superior al 95% con circuitos integrados) y autorregulación.

Estructura y funcionamiento

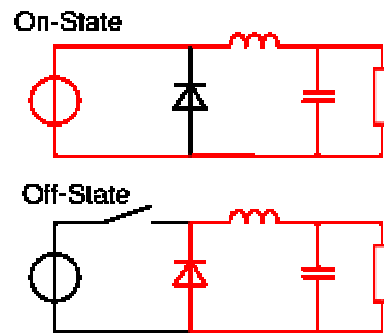


Fig. 4: Las dos configuraciones de un Buck. [6]

- (a) La energía se transfiere de la fuente a la bobina al condensador y a la carga. (b) la energía se transfiere de la bobina y el condensador a la carga.

El funcionamiento del conversor Buck es sencillo, consta de un inductor controlado por dos dispositivos semiconductores los cuales alternan la conexión del inductor bien a la fuente de alimentación o bien a la carga.

1.1.4 Convertidor Buck –Boost

Existen dos diferentes topologías que se les llama Convertidor Buck-Boost.

- La topología inversora. El voltaje de salida tiene signo contrario a la entrada.
- Un Convertidor Buck seguido de un Boost. El voltaje de salida tiene el mismo signo que la entrada y puede ser más alto a bajo que ésta.

El **convertidor buck-boost** es un tipo de convertidor DC-DC cuya magnitud del voltaje de salida es menor o mayor al voltaje de entrada. Es una fuente de poder con un switch y una topología del circuito similar a la de un convertidor Buck o Boost. El voltaje de salida es ajustable basándose en el ciclo de trabajo del transistor cambiante.

Una posible desventaja de este convertidor es que el switch no tiene un terminal a tierra y esto complica la circuitería. Además, la polaridad del voltaje de salida es opuesta al voltaje de entrada. Pero ningún inconveniente presenta problemas si la fuente de poder se aísla de la carga del circuito (si, por ejemplo, la fuente es una batería) así como la fuente y el diodo simplemente se invierten y el switch se coloca a tierra.

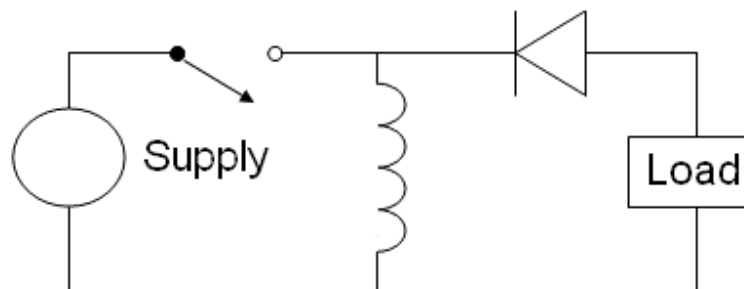


Fig. 5: El esquemático básico de un convertidor buck-boost. [7]

Principio de Operación:

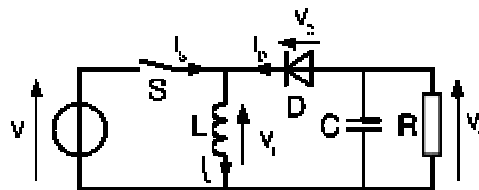
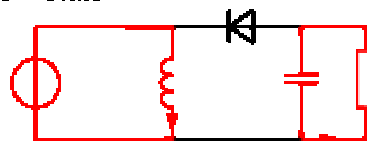


Fig. 6: Esquemático de un Convertidor Buck-Boost. [7]

On-State



Off-State

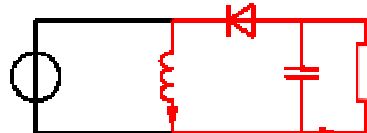


Fig. 7: Ambos estados de operación de un convertidor Buck-Boost. [7]

Cuando el switch está en ON, la fuente del voltaje de entrada suministra la corriente al inductor y el capacitor suministra corriente a la resistencia (carga de salida). Cuando el switch se

abre (la energía suministrada está almacenada en el inductor), el inductor suministra la corriente a la carga vía el diodo D.

El principio básico de un convertidor Buck-Boost, es bastante simple:

Mientras el interruptor está cerrado (ON-State), el voltaje de entrada se conecta directamente con el inductor (L). Esto causa una acumulación de energía en L. En esta etapa, el capacitor suministra energía a la carga de salida.

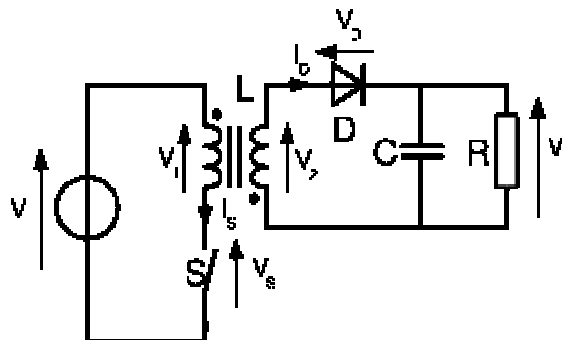
Mientras el interruptor está abierto (OFF-State), el inductor se conecta a la carga de salida y al capacitor, así la energía se transmite desde L hacia C y R.

Comparado a los convertidores Buck y Boost, las características de un convertidor Buck-Boost son principalmente:

- La polaridad del voltaje de salida es opuesta al voltaje de entrada.
- El voltaje de salida puede variar continuamente desde 0 hasta $-\infty$ (para un convertidor ideal). Los rangos del voltaje de salida para un buck y un boost son respectivamente 0 hasta V_i y V_i hasta ∞ .

1.2. Convertidores con Aislamiento (Flyback)

1.2.1 Convertidor Flyback

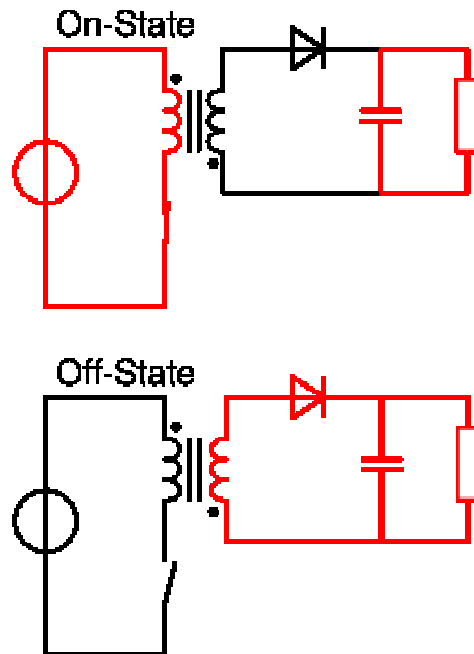


□

Fig. 8: Diagrama del convertidor Flyback [5]

El **convertidor Flyback** es un convertidor DC a DC con aislamiento galvánico entre la entrada y la(s) salida(s). Tiene la misma estructura que un convertidor Boost con un transformador en lugar de un inductor. Gracias a ello se pueden alcanzar altos ratios de conversión. Debido a las limitaciones intrínsecas este convertidor solo se usa en aplicaciones de baja potencia.

Estructura y funcionamiento



□

Fig. 9: Las dos configuraciones de un Flyback. [5]

- (a) La energía se transfiere de la fuente al transformador y del condensador a la carga.
 (b) la energía se transfiere del transformador al condensador y a la carga.**

El diagrama del convertidor Flyback se muestra en la figura 8. Como se ha mencionado antes, es equivalente a un convertidor boost con un transformador en vez de un inductor. Por lo tanto el principio de funcionamiento de ambos es parecido:

Cuando el interruptor está activado (diagrama superior de la figura 9), la bobina primaria del transformador está conectada directamente a la fuente de alimentación. Esto provoca un incremento del flujo magnético en el transformador. La tensión en el secundario es negativa, por lo que el diodo está en inversa (bloqueado). El condensador de salida es el único que proporciona energía a la carga. Cuando el interruptor está abierto (diagrama inferior de la figura 9) la energía almacenada en el transformador es transferida a la carga y al condensador de salida.

Limitaciones

La transferencia de energía requiere un núcleo del transformador mayor que otros convertidores.

Comparado con otras topologías, el interruptor debe soportar voltajes más altos.

1.3. Aplicaciones de un Convertidor Flyback

- Fuentes de alimentación conmutadas de baja potencia como cargadores de baterías de teléfonos móviles, fuentes de alimentación de PCs, etc.
- Generación de grandes tensiones para tubos de rayos catódicos en televisiones y monitores.
- Sistemas de ignición en motores de combustión interna.

1.4. Transformadores de Alta Frecuencia

La ferrita en la metalurgia se denomina hierro alfa. Cristaliza en el sistema cúbico y se emplea en la fabricación de: imanes permanentes aleados con cobalto y bario; en núcleos de inductancias y transformadores con níquel, cinc o manganeso, ya que en ellos quedan eliminadas prácticamente las Corrientes de Foucault o de Eddy.

Las **ferritas** son materiales cerámicos ferromagnéticos, compuestos por hierro, boro y bario, estroncio o molibdeno.

Las ferritas tienen una alta permeabilidad magnética, lo cual les permite almacenar campos magnéticos con más fuerza que el hierro. Las ferritas se producen a menudo en forma de polvo, con el cual se pueden producir piezas de gran resistencia y dureza, previamente moldeadas por presión y luego calentadas, sin llegar a la temperatura de fusión, dentro de un proceso conocido como sinterización. Mediante este procedimiento se fabrican núcleos para transformadores, bobinas y otros elementos eléctricos o electrónicos.

Transformador de núcleo de aire. En aplicaciones de alta frecuencia se emplean bobinados sobre un carrete sin núcleo o con un pequeño cilindro de ferrita que se introduce más o menos en el carrete, para ajustar su inductancia.

A niveles de potencia por debajo de un milivatio, los transformadores se utilizan sobre todo para acoplar frecuencias extremadamente elevadas (UHF), frecuencias muy altas (VHF), frecuencias de radio (RF) y frecuencias intermedias (IF), así como para aumentar su voltaje. Estos transformadores de alta frecuencia operan por lo general en circuitos sintonizados o resonantes, en los que se utiliza la sintonización para eliminar ruidos eléctricos no deseados cuyas frecuencias se encuentran fuera del rango de transmisión deseado.

1.5. Transistores

1.5.1 Transistor de unión bipolar BJT



□

Fig. 10: Transistor de unión bipolar. [8]

Del inglés "*Bipolar Junction Transistor*" [BJT]; dispositivo electrónico de estado sólido consistente en dos uniones PN muy cerca entre sí, que permite controlar el paso una corriente en función de otra.

Se puede tener por tanto transistores PNP o NPN. Tecnológicamente se desarrollaron antes que los de efecto de campo o FET.

Un transistor de unión bipolar está formado por dos Uniones PN en un solo cristal semiconductor, separados por una región muy estrecha. De esta forma quedan formadas tres regiones:

- **Emisor**, que se diferencia de las otras dos por estar fuertemente dopada, comportándose como un metal.
- **Base**, la intermedia, muy estrecha, que separa el emisor del colector.
- **Colector**, de extensión mucho mayor.

En su funcionamiento normal, la unión base-emisor está polarizada en directa, mientras que la base-colector en inversa. Los portadores de carga emitidos por el emisor atraviesan la base, que por ser muy angosta, hay poca recombinación de portadores, y la mayoría pasa al colector. El transistor posee tres estados de operación: estado de corte, estado de saturación y estado de actividad.

1.5.2 Transistor de efecto de campo de unión JFET

El **transistor** de efecto de campo de unión (*Junction Field-Effect Transistor*) es un dispositivo semiconductor que basa su funcionamiento en la estrangulación de un canal por la penetración de la zona de carga espacial de las junturas vecinas. Por este motivo, la polarización del mismo es necesariamente en inversa.

Ecuación de salida

$$I_D f(v_d) = \frac{G_o}{V_P} V_D (V_P + V_G - \frac{V_D}{2})$$

Esta ecuación de salida, es válida sólo para la tensión v_d que hace que se estrangule la parte superior del canal, a partir de ahí, toda la tensión se desarrollará en esta parte del canal.

Los portadores que vengan resultado de la corriente de corrimiento que se desarrolla en el canal no se ven afectados por este aumento de tensión, pero sí su energía.

Que aumente su energía no se traduce en un aumento de corriente, por lo cual, cuando el canal se estrangula en la parte superior la corriente se mantiene en ese nivel.

1.5.3 MOSFET

MOSFET son las siglas de **Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor**. Consiste en un transistor de efecto de campo basado en la estructura MOS. Es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica. La práctica totalidad de los circuitos integrados de uso comercial están basados en transistores MOSFET.

Funcionamiento

Un transistor MOSFET consiste en un sustrato de material semiconductor dopado en el que, mediante técnicas de difusión de dopantes, se crean dos islas de tipo opuesto separadas por un área sobre la cual se hace crecer una capa de dieléctrico culminada por una capa de conductor. Los transistores MOSFET se dividen en dos tipos fundamentales dependiendo de cómo se haya realizado el dopaje:

Tipo **n-MOS**: Sustrato de tipo **p** y difusiones de tipo **n**.

Tipo **p-MOS**: Sustrato de tipo **n** y difusiones de tipo **p**.

Las áreas de difusión se denominan **fuerza** y **drenador**, y el conductor entre ellos es la **puerta**.

El transistor MOSFET tiene tres estados de funcionamiento:

Estado de corte

Cuando la tensión de la puerta es idéntica a la del sustrato, el MOSFET está en estado de no conducción: ninguna corriente fluye entre fuerza y drenador aunque se aplique una diferencia de potencial entre ambos.

Conducción lineal

Al polarizarse la puerta con una tensión negativa (p-MOS) o positiva (n-MOS), se crea una región de depleción en la región que separa la fuerza y el drenador. Si esta tensión crece lo suficiente, aparecerán portadores minoritarios (electrones en n-MOS, huecos en p-MOS) en la región de depleción que darán lugar a un canal de conducción. El transistor pasa entonces a estado de conducción, de modo que una diferencia de potencial entre fuerza y drenador dará lugar a una corriente. El transistor se comporta como una resistencia controlada por la tensión de puerta.

Saturación

Cuando la tensión entre drenador y fuerza supera cierto límite, el canal de conducción bajo la puerta sufre un estrangulamiento en las cercanías del drenador y desaparece. La corriente entre fuerza y drenador no se interrumpe, ya que es debida al campo eléctrico entre ambos, pero se hace independiente de la diferencia de potencial entre ambos terminales.

Aplicaciones

La forma más habitual de emplear transistores MOSFET es en circuitos de tipo CMOS, consistentes en el uso de transistores p-MOS y n-MOS complementarios. Véase Tecnología CMOS

Las aplicaciones de MOSFET discretos más comunes son:

- Resistencia controlada por tensión.
- Circuitos de conmutación de potencia (HEXFET, FREDFET, etc.).
- Mezcladores de frecuencia, con MOSFET de doble puerta.

Ventajas

La principal aplicación de los MOSFET está en los circuitos integrados, p-mos, n-mos y c-mos, debido a varias ventajas sobre los transistores bipolares:

- Consumo en modo estático muy bajo.
- Tamaño muy inferior al transistor bipolar (actualmente del orden de media micra).
- Gran capacidad de integración debido a su reducido tamaño.
- Funcionamiento por tensión.
- Un circuito realizado con MOSFET no necesita resistencias, con el ahorro de superficie que conlleva.

1.5.4 Transistor IGBT

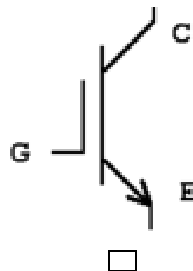


Fig. 11: Símbolo más extendido del IGBT: Gate o puerta (G), colector (C) y emisor (E) [10]

El **transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)**, del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*) es un dispositivo semiconductor que generalmente se aplica como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia.

Este dispositivo posee la características de las señales de puerta de los transistores de efecto campo con la capacidad de alta corriente y voltaje de baja saturación del transistor bipolar, combinando una puerta aislada FET para la entrada e control y un transistor bipolar como interruptor en un solo dispositivo. El circuito de excitación del IGBT es como el del MOSFET, mientras que las características de conducción son como las del BJT.

Los transistores IGBT han permitido desarrollos hasta entonces no viables en particular en los variadores de frecuencia así como en las aplicaciones en maquinas eléctricos y convertidores de potencia que nos acompañan cada día y por todas partes, sin que seamos particularmente concientes de eso: automóvil, tren, metro, autobús, avión, barco, ascensor, electrodoméstico, televisión, etc.

Características

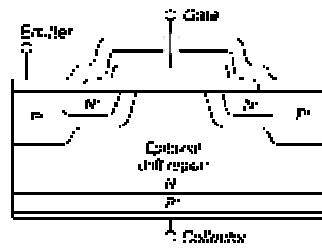


Fig. 12: Sección de un IGBT [10]

El IGBT es adecuado para velocidades de conmutación de hasta 20 KHz. y ha sustituido al BJT en muchas aplicaciones. Es usado en aplicaciones de altas y medias frecuencias como fuente conmutada, control de la tracción en motores y cocina de inducción. Grandes módulos de IGBT consisten en muchos dispositivos colocados en paralelo que pueden manejar altas corrientes del orden de cientos de amperios con voltajes de bloqueo de 6.000 voltios.

Se puede concebir el IGBT como un darlington híbrido. Tiene la capacidad de manejo de corriente de un bipolar pero no requiere de la corriente de base para mantenerse en conducción. Sin embargo las corrientes transitorias de conmutación de la base pueden ser igualmente altas. En aplicaciones de electrónica de potencia es intermedio entre los tiristores y los mosfet. Maneja más potencia que los segundos siendo más lento que ellos y lo inverso respecto a los primeros.

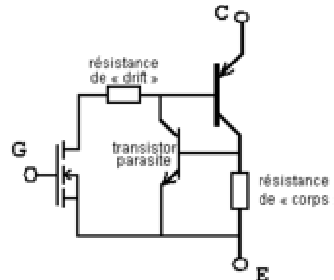


Fig. 13: Circuito equivalente de un IGBT [10]

Este es un dispositivo para la conmutación en sistemas de alta tensión. La tensión de control de puerta es de unos 15 V. Esto ofrece la ventaja de controlar sistemas de potencia aplicando una señal eléctrica de entrada muy débil en la puerta.

2) Objetivos

Armar un convertidor DC-DC con aislamiento eléctrico para verificar su funcionamiento.

2.0.1 Objetivos Específicos

- Comparar los diferentes tipos de transistores en conmutación para evaluar cual tipo de transistor es recomendable usar en una fuente conmutada.
- Evaluar la eficiencia de un convertidos Flyback con diferentes transistores y a diferentes frecuencias.
- Comparar los modelos teóricos (con y sin pérdidas) con los resultados reales en un convertidor Flyback.

3) Equipo

Tabla 1. Lista de equipo.

Nombre del Equipo	Modelo	Número de placa
Multímetro digital	Tektronix DMM914	193381
Osciloscopio digital	Tektronix TDS210	193639
Generador de señales	Tektronix CFG253	126592
Tarjeta de prototipos	propia	-----
Fuente DC	EPS-3250	127388

Tabla 2. Componentes

Tipo	Símbolo	Valor Nominal (Exacto / Comercial)	Potencia (Watts)	Valor Real
Reóstato	R	800 Ω - 4	4	
Transformador		N = 0,15		
diodo	1N914	Vd = 0,7V	1	
Capacitores	C	300 μ F		
Transistores	JFET	NTE459	300mW	
	MOSFET	NTE464	300mW	
	BJT	2n2222	300mW	

4) Diseño

El diseño se hizo basándose en técnicas del curso, Electrónica Industrial. El proceso teórico del cálculo de los transformadores DC-DC está explicado a la vez que se va haciendo el diseño.

El presente diseño va a constar de dos partes, la primera es la determinación de la conversión DC-DC de un convertidor flyback. Esto para tener en cuenta la transformación teórica, obtener rizado, límite entre estados y ecuaciones para MCC y MCD. La segunda parte será modelar el convertidor con pérdidas para definir la eficiencia.

Por último se hizo un análisis para valores típicos donde en el laboratorio se van a comprobar con diferentes componentes para poder compararlos en una aplicación de fuente conmutada.

La notación que se usó en el diseño es la que se usa en el curso de electrónica industrial.

Parte I: Diseño sin pérdidas:

El convertidor flyback típico se muestra en la figura d1:

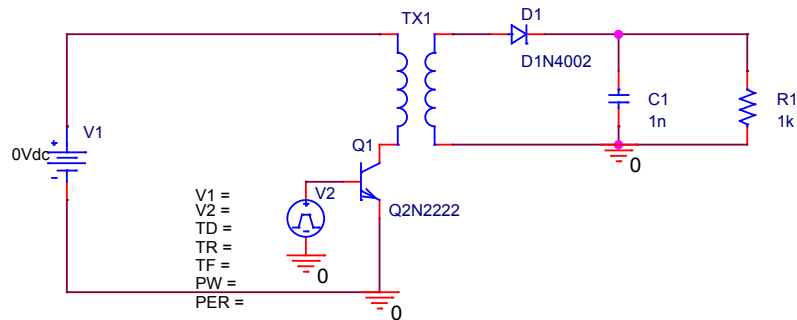


Figura d1 Convertidor Flyback

El transformador se puede suponer como un circuito equivalente (inductancia) en el primario con una transformación perfecta.

El diseño para el convertidor Flyback, se puede hacer para modo de conducción continuo y modo de conducción discontinuo.

Parte 1.1 Modo de conducción continuo.

Se tienen dos estados, y dos elementos almacenadores de energía. Un transformador (inductor equivalente) y un capacitor.

Estado 1: Q_{ON}, D_{OFF}

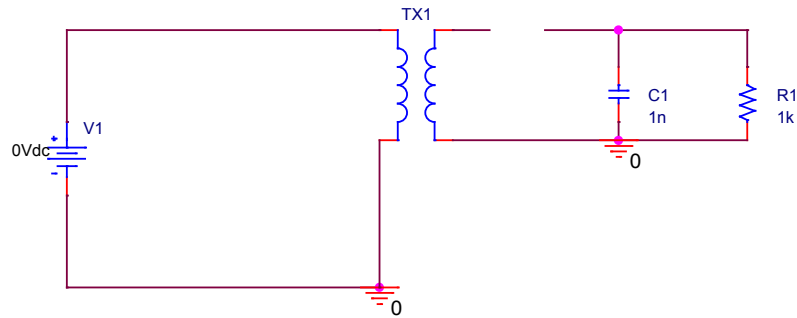


Figura d2: Estado 1 MCC

Se tienen las siguientes ecuaciones.

$$v_L = V_g \quad (D-1)$$

$$i_C = \frac{-v}{R} \quad (D-2)$$

$$i_g = I_L \quad (D-3)$$

Haciendo una aproximación de rizado pequeño, la parte DC de las señales es mucho mayor que la parte AC por lo que se desprecia.

$$v_L = V_g$$

$$i_C = \frac{-V}{R} \quad (D-4)$$

$$i_g = I_L$$

Estado 2: Q_{OFF}, D_{ON}

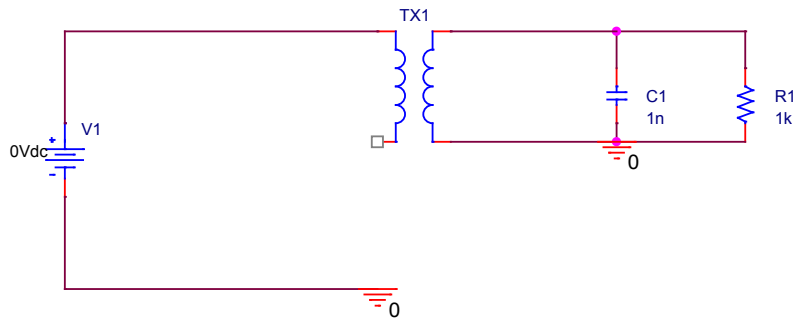


Figura d3: Estado 2 MCC

Se tienen las siguientes ecuaciones.

$$v_L = \frac{-v}{n} \quad (\text{D-5})$$

$$i_C = \frac{i_L}{n} - \frac{v}{R} \quad (\text{D-6})$$

$$i_g = 0 \quad (\text{D-7})$$

Haciendo aproximación de rizado pequeño.

$$v_L = \frac{-V}{n}$$

$$i_C = \frac{I_L}{n} - \frac{V}{R} \quad (\text{D-8})$$

$$i_g = 0$$

Haciendo balance de Volt-segundos en el inductor equivalente, se obtiene la siguiente relación.

$$\langle v_L \rangle = DV_g + (1-D)\left(\frac{-V}{n}\right) = 0 \quad (\text{D-9})$$

$$\frac{V}{V_g} = n \frac{D}{(1-D)} \quad (\text{D-10})$$

Haciendo un balance de carga en el capacitor.

$$\langle i_C \rangle = D\left(\frac{-V}{R}\right) + (1-D)\left(\frac{I_L}{n} - \frac{V}{R}\right) = 0 \quad (\text{D-11})$$

$$I_L = \frac{nV}{(1-D)R} \quad (\text{D-12})$$

De las figuras anteriores, se puede deducir la relación de la ecuación (D-13).

$$I_g = DI_L \quad (D-13)$$

Ahora para calcular el rizado de corriente a partir de la forma de onda de la corriente del inductor equivalente.

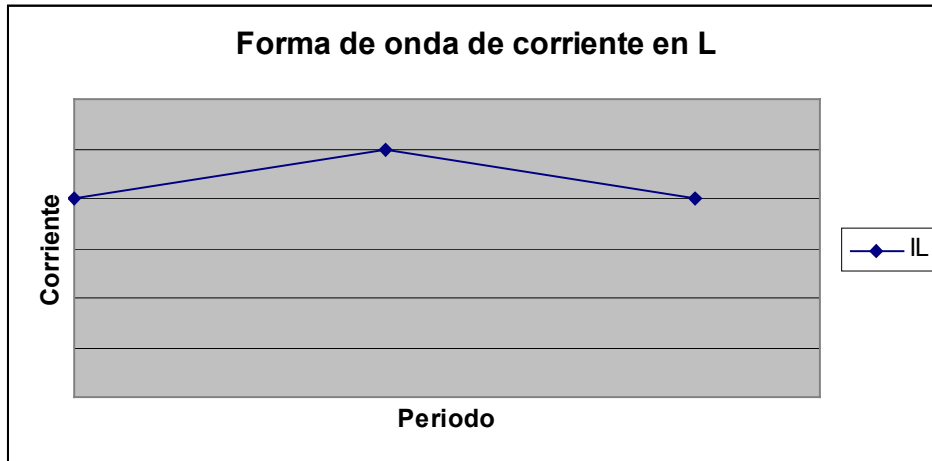


Figura d4: Forma de onda del inductor equivalente MCC

Para cualquier inductor, se tiene que.

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (D14)$$

Por lo tanto en el intervalo 1, de la figura d5, se tiene que la pendiente de la gráfica es.

$$m = \frac{V_g}{L_{eq}} \quad (D-15)$$

De ahí se obtiene que:

$$2\Delta i = DT_s \frac{V_g}{L_{eq}}$$

$$\Delta i_l = \frac{DV_g}{2F_s L_{eq}} \quad (D-16)$$

El rizado de voltaje de salida se obtiene a partir de la figura de forma de onda del voltaje en el capacitor, representado en la figura d6.

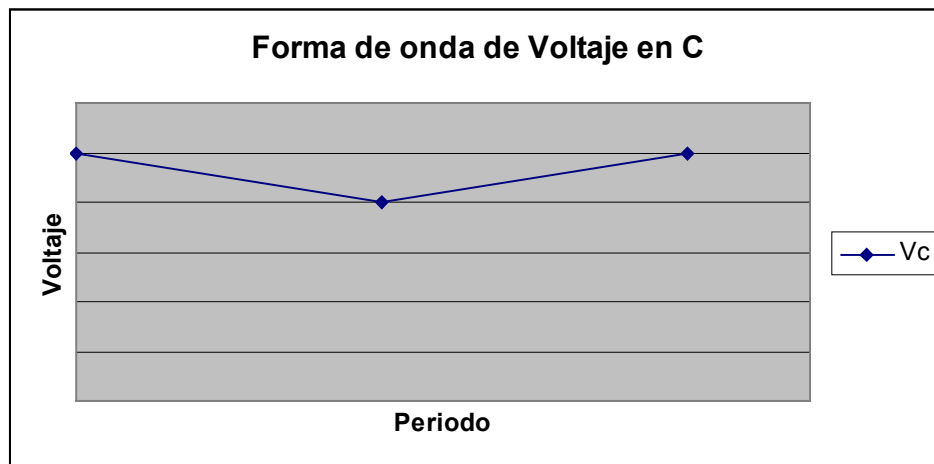


Figura d5: Forma de onda del voltaje en el capacitor.

Para cualquier capacitor, se tiene que.

$$i_c(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (D-17)$$

En el intervalo 1 de la figura d6, se obtiene que la pendiente es con la ecuación (D-17):

$$m = \frac{-V}{RC} \quad (D-18)$$

Entonces:

$$2\Delta V_c = \frac{-V}{RC} DT_s$$

$$\Delta V_c = \frac{DV}{2f_s RC} \quad (D-19)$$

Ahora de (D-19) y (D-10):

$$\Delta V_c = \frac{nD^2 V_g}{(1-D)} \cdot \frac{1}{2f_s RC} \quad (D-20)$$

Parte 1.2 Límite entre modos.

En modo de conducción continuo:

$$I_L > \Delta i_L \quad (\text{D-21})$$

De (D-21), (D-16), (D-12) y (D-10), Para MCC:

$$\frac{n^2 DV_g}{(1-D)^2 R} > \frac{DV_g}{2f_s L_{eq}} \quad (\text{D-22})$$

Separando las componentes D y los parámetros de (D-22):

$$\frac{2f_s L_{eq} n^2}{R} > (1-D)^2 \quad (\text{D-23})$$

Ahora:

$$K = \frac{2f_s L_{eq} n^2}{R} \quad (\text{D-24})$$

$$K_{crit}(D) = (1-D)^2$$

Se tiene que:

$$K > K_{crit}(D) \quad \text{para MCC}$$

$$K < K_{crit}(D) \quad \text{para MCD}$$

Parte 1.3 Diseño para modo de conducción discontinuo

En modo de conducción discontinuo, se incorpora un nuevo estado. Los dos estados de MCC actúan exactamente igual, con la diferencia que la aproximación de rizado pequeño se puede hacer únicamente en los voltajes y no en las corrientes.

Estado 3: Q_{OFF}, D_{OFF}

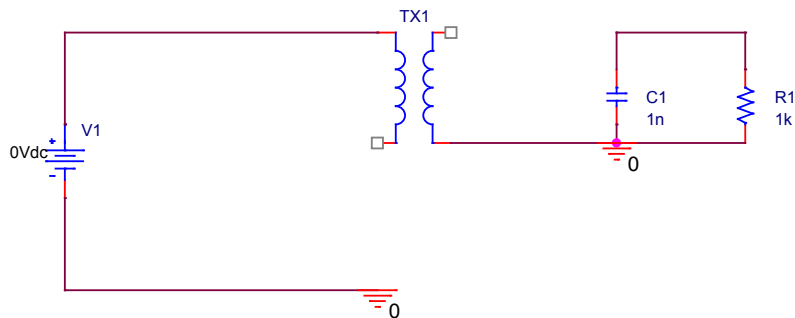


Figura d6: Tercer estado de MCD

$$v_L = 0 \quad (D-25)$$

$$i_C = \frac{-V}{R} \quad (D-26)$$

$$i_g = 0 \quad (D-28)$$

Haciendo el balance de volt-segundos en el inductor, se obtiene la forma de voltaje de la ecuación (D-29).

$$v_L \geq DV_g + (D_2) \left(\frac{-V}{n} \right) = 0 \quad (D-29)$$

$$\frac{V}{V_g} = n \frac{D}{D_2} \quad (D-30)$$

Haciendo un balance de carga en el capacitor:

Tenemos que en el nodo del capacitor:

$$i_D(t) = i_C(t) + v \frac{(t)}{R} \quad (D-31)$$

Y como la corriente promedio del capacitor es cero:

$$\langle i_D \rangle = \frac{V}{R} \quad (D-32)$$

Forma de onda de corriente en el inductor:

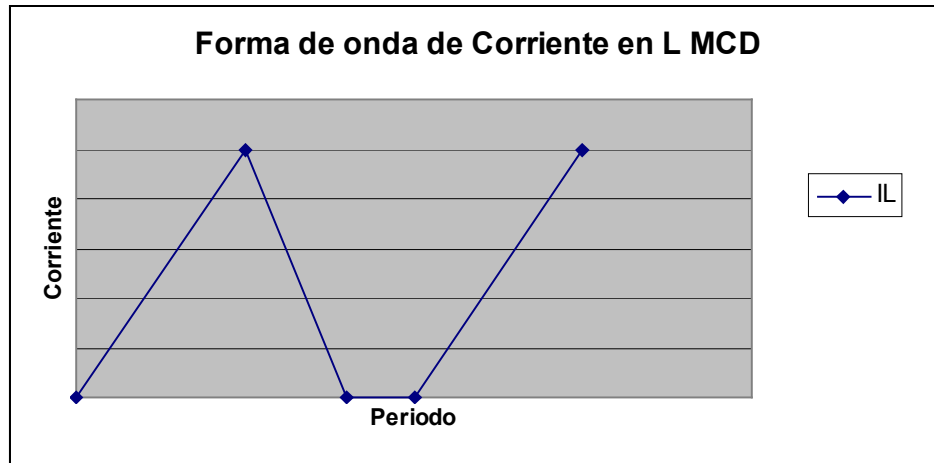


Figura d7: Forma de onda de corriente en el inductor MCD

Con un poco de geometría:

$$i_{Lpk} = \frac{V_g}{L_{eq}} D_1 T_s \quad (D-33)$$

Forma de corriente del diodo:

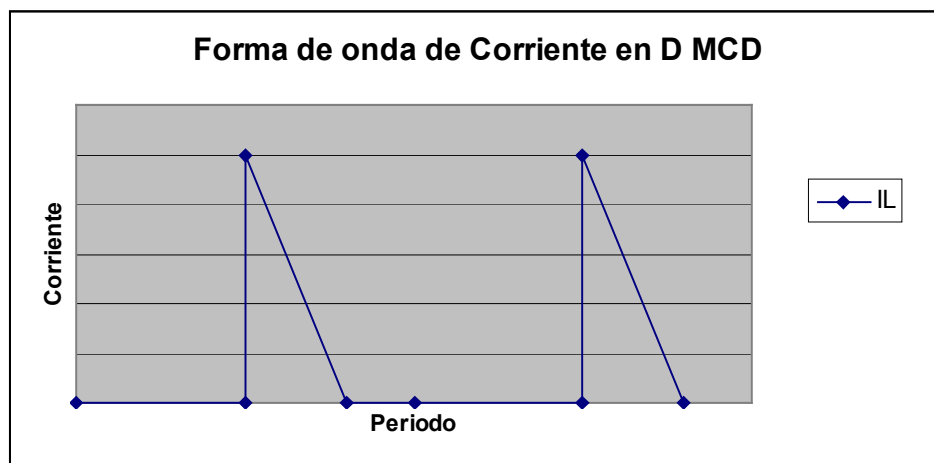


Figura d8: Forma de onda de corriente en el diodo MCD

Con:

$$i_{Dpk} = \frac{i_{Lpk}}{n} \quad (D-34)$$

La corriente promedio en el diodo:

$$\langle I_D \rangle = \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{2} i_{Dpk} D_2 T_s \right) \quad (D-35)$$

Ahora de (D-35), (D-34), (D-33) y (D-32):

$$\frac{V}{R} = \frac{V_g D_1 D_2 T_s}{2nL_{eq}} \quad (D-36)$$

De (D-36) se despeja D_2 .

$$D_2 = \frac{2VnL_{eq}}{RV_g D_1 T_s} \quad (D-37)$$

Ahora de (D-37) y (D-30):

$$\frac{V^2}{V_g^2} = \frac{D_1^2 T_s R}{2L_{eq}} = \frac{n^2 D_1^2 T_s R}{n^2 2L_{eq}}$$

De (D-37) y (D-24) y sabiendo que $K > 0$:

$$M(D_1, n, K) = \frac{V}{V_g} = n \frac{D_1}{\sqrt{K}} \quad (D-38)$$

Parte II: Diseño con pérdidas:

Para el diseño con pérdidas se toman en cuenta, pérdidas en los siguientes componentes y se la siguiente forma:

Transistor: Se modela como una resistencia R_{QON} cuando el transistor está encendido.

Diodo: Se modela como una fuente de voltaje V_d cuando el diodo está encendido.

Transformador: en el inductor: Se modela como una resistencia R_L la cual depende de la frecuencia.

Parte 2.1 Modo de conducción continua

Se tienen los mismos estados que en la parte 1.1 pero con los modelos de las pérdidas.

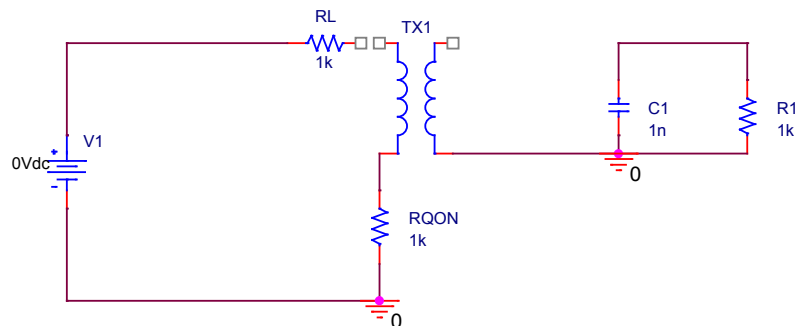


Figura d9: Estado 1 MCC con pérdidas

Se obtienen las siguientes ecuaciones de este estado y de la aproximación de rizado pequeño utilizando la metodología de 1.1:

$$\begin{aligned}
 v_L &= V_g - I_L R_L - I_L R_{QON} \\
 i_C &= \frac{-V}{R} \\
 i_g &= I_L
 \end{aligned}
 \tag{D-39}$$

Para el estado 2:

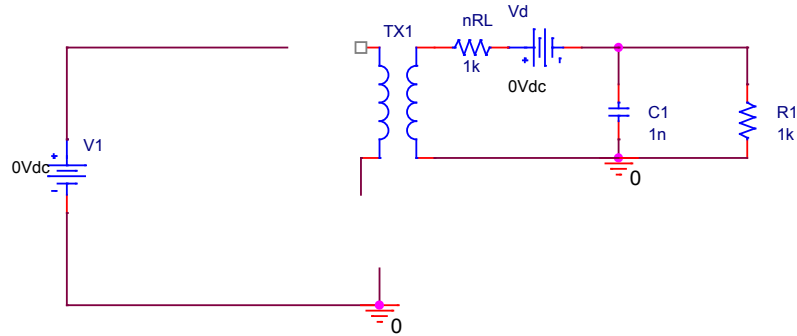


Figura d10: Estado 2 MCC con pérdidas

$$\begin{aligned}
 v_L &= \frac{-V}{n} - \frac{V_d}{n} - I_L R_L \\
 i_C &= \frac{I_L}{n} - \frac{V}{R} \\
 i_g &= 0
 \end{aligned} \tag{D-40}$$

Balance Volt-segundos en el inductor equivalente:

$$DV_g - I_L R_L - DI_L R_{QON} - (1-D) \frac{V_d}{n} - (1-D) \frac{V}{n} = 0 \tag{D-41}$$

Balance de carga en el capacitor:

$$D \left(\frac{-V}{R} \right) + (1-D) \left(\frac{I_L}{n} - \frac{V}{R} \right) = 0 \tag{D-42}$$

Ahora de (D-42) se despeja la corriente del inductor.

$$I_L = \frac{nV}{(1-D)R} \tag{D-43}$$

Ahora (D-43) en (D-41):

$$\begin{aligned}
 DV_g - \frac{nV}{(1-D)R} R_L - D \frac{nV}{(1-D)R} R_{QON} - (1-D) \frac{V_d}{n} - (1-D) \frac{V}{n} &= 0 \\
 \frac{(1-D)V}{Dn} \left[D - \frac{n^2 R_L}{(1-D)^2 R} - \frac{n^2 D R_{QON}}{(1-D)^2 R} \right] &= DV_g - (1-D) \frac{V_d}{n}
 \end{aligned}$$

$$\frac{(1-D)V}{DnV_g} \left[D - \frac{(n^2)(R_L + DR_{QON})}{(1-D)^2 R} \right] = D - (1-D) \frac{V_d}{nV_g}$$

$$\frac{V}{V_g} = \frac{nD}{(1-D)} \left[D - \frac{(n^2)(R_L + DR_{QON})}{(1-D)^2 R} \right]^{-1} \left(D - (1-D) \frac{V_d}{nV_g} \right) \quad (D-44)$$

De (D-44) Se obtiene que la eficiencia del convertidor venga expresado por la parte distinta de la ecuación sin pérdidas (D-10).

$$Eficiencia = \frac{[nDV_g - (1-D)V_d][(1-D)^2 R]}{[nV_g][D(1-D)^2 R - (n^2)(R_L + DR_{QON})]} \quad (D-45)$$

Parte 2.2 Diseño con pérdidas para modo de conducción discontinuo

Se toman en cuenta los dos estados de la parte 2.1 con un tercer estado al igual que en 1.2.

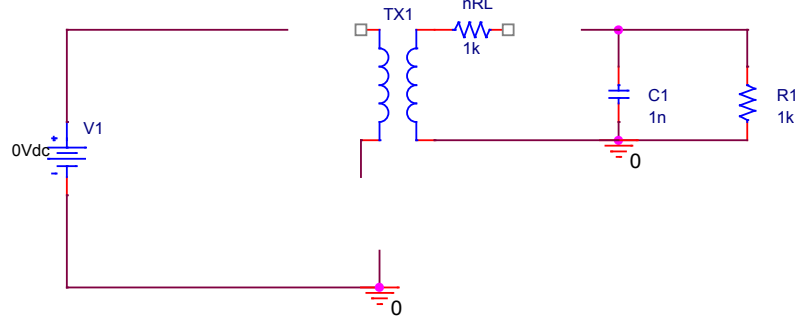


Figura d11: Estado 3 en MCD con pérdidas.

Se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_L &= 0 \\ i_C &= \frac{-V}{R} \\ i_g &= 0 \end{aligned} \quad (D-46)$$

Haciendo balance volt-segundos:

$$DV_g - (D_1 + D_2)I_L R_L - D_1 I_L R_{QON} - (D_2) \frac{V_d}{n} - (D_2) \frac{V}{n} = 0 \quad (D-47)$$

Haciendo el balance Amp-Segundos se obtiene el resultado de la parte 1.2, la ecuación (D-37). También se obtiene la ecuación (D-48).

$$I_L = \frac{nV}{D_2 R} \quad (D-48)$$

Ahora de (D-24), (D-47), (D-48) y (D-37):

$$D_1 V_g - \left(D_1 + \frac{2VnL_{eq}}{RV_g D_1 T_s} \right) \frac{nV}{\left(\frac{2VnL_{eq}}{RV_g D_1 T_s} \right) R} R_L - D_1 \frac{nV}{\left(\frac{2VnL_{eq}}{RV_g D_1 T_s} \right) R} R_{QON} - \left(\frac{2VnL_{eq}}{RV_g D_1 T_s} \right) \frac{V_d}{n} - \left(\frac{2VnL_{eq}}{RV_g D_1 T_s} \right) \frac{V}{n} = 0$$

$$D_1 V_g - \frac{nR_L (D_1^2 V_g)}{RKV} - \frac{R_L}{R} - R_{QON} \frac{n^2 D_1^2 V_g}{2RK} - V_d \frac{(VK)}{(V_g D_1)} - \frac{V^2 K}{V_g D_1} = 0$$

Dividiendo todo entre V_g , D_1 y n al cuadrado y ordenando:

$$\frac{1}{n^2} - \frac{R_L D_1}{n R K V} - \frac{R_L}{n^2 V_g D_1 R} - R_{QON} \frac{D_1}{2 R K} - \frac{V_d V K}{V_g^2 D_1^2 n^2} = \frac{K V^2}{V_g^2 D_1^2 n^2}$$

$$\frac{V}{V_g} = \frac{n D_1}{\sqrt{K}} \sqrt{\frac{1}{n^2} - \frac{R_L D_1}{n R K V} - \frac{R_L}{n^2 V_g D_1 R} - \frac{R_{QON} D_1}{2 R K} - \frac{V_d V K}{V_g^2 D_1^2 n^2}} \quad (D-49)$$

De (D-49) se obtiene la eficiencia para este caso.

$$Eficiencia = \sqrt{\frac{1}{n^2} - \frac{R_L D_1}{n R K V} - \frac{R_L}{n^2 V_g D_1 R} - \frac{R_{QON} D_1}{2 R K} - \frac{V_d V K}{V_g^2 D_1^2 n^2}} \quad (D-50)$$

Parte III: Valores:

Se hizo un análisis con valores promedio para luego experimentalmente encontrar los valores reales de cada uno de los parámetros de pérdidas para poder comparar los componentes.

Transformador: Se va a usar en el experimento un transformador para 60Hz, lo que implica que la eficiencia en este sentido, debe bajar para este componente.

$$n = \frac{120}{18} = \frac{20}{3}$$

El diseño se va a hacer para bajar el voltaje por lo que n se invierte.

$$R_L \approx 2\Omega \quad (\text{D-51})$$

$$n = \frac{3}{20} \quad (\text{D-52})$$

$$L_{\text{tipico}} = 400\mu H \quad (\text{D-53})$$

Transistor:

$$R_{QON, PROMEDIO} \approx 0,5\Omega \quad (\text{D-54})$$

$$f_s = 10kHz \quad (\text{D-55})$$

Diodo:

$$Vd_{\text{tipico}} = 0,7V \quad (\text{D-56})$$

Fuente de entrada:

$$V_g = 24V \quad (\text{D-57})$$

Sea:

$$V_0 = 4V \quad (\text{D-58})$$

Operación del circuito:

Con ayuda de una hoja de cálculo, las ecuaciones del diseño y los valores aproximados, se obtiene la siguiente tabla de operación.

Tabla d1: Muestreo de distintas cargas, con ajuste de D para tener una fuente de 4V

R	MCC					Limite entre modos			MCD					Capacitancia necesaria	
	D	Dperd	V ideal	eff	Vreal	K	K	Kcrit	V ideal	Eff	Vreal	EFF	V		MODO
800	0,114	0,114	0,4632	-0,51	-0,24	0,0002	0,0015	0,785	4,10	0,974	3,9957	0,9736	3,9957	MCD	3E-08
700	0,123	0,123	0,5049	-0,39	-0,2	0,0003	0,0017	0,769	4,14	0,972	4,0241	0,9715	4,0241	MCD	4E-08
600	0,135	0,135	0,5618	-0,25	-0,14	0,0003	0,0020	0,748	4,21	0,969	4,0772	0,9687	4,0772	MCD	6E-08
500	0,145	0,145	0,6105	-0,15	-0,09	0,0004	0,0024	0,731	4,13	0,966	3,9879	0,9663	3,9879	MCD	9E-08
400	0,165	0,165	0,7114	0,016	0,011	0,0005	0,0030	0,697	4,20	0,962	4,0391	0,9616	4,0391	MCD	1E-07
300	0,19	0,19	0,8444	0,171	0,145	0,0006	0,0040	0,656	4,19	0,956	4,0031	0,9557	4,0031	MCD	3E-07
200	0,24	0,24	1,1368	0,385	0,438	0,0009	0,0060	0,578	4,32	0,944	4,0771	0,9438	4,0771	MCD	7E-07
180	0,25	0,25	1,2041	0,417	0,501	0,0010	0,0067	0,563	4,27	0,941	4,0186	0,9413	4,0186	MCD	8E-07
160	0,27	0,27	1,3315	0,475	0,633	0,0011	0,0075	0,533	4,35	0,937	4,0709	0,9365	4,0709	MCD	1E-06
140	0,29	0,29	1,4704	0,525	0,772	0,0013	0,0086	0,504	4,37	0,932	4,0689	0,9317	4,0689	MCD	2E-06
120	0,31	0,31	1,6174	0,569	0,92	0,0015	0,0100	0,476	4,32	0,927	4,0056	0,9267	4,0056	MCD	2E-06
100	0,345	0,345	1,8962	0,633	1,2	0,0018	0,0120	0,429	4,39	0,918	4,0317	0,9181	4,0317	MCD	3E-06
90	0,36	0,36	2,025	0,657	1,33	0,0020	0,0133	0,41	4,35	0,914	3,9748	0,9144	3,9748	MCD	4E-06
80	0,385	0,385	2,2537	0,692	1,56	0,0023	0,0150	0,378	4,38	0,908	3,9804	0,9082	3,9804	MCD	5E-06
70	0,42	0,42	2,6069	0,735	1,917	0,0026	0,0171	0,336	4,47	0,899	4,0227	0,8994	4,0227	MCD	8E-06
60	0,45	0,45	2,9455	0,767	2,259	0,0030	0,0200	0,303	4,44	0,892	3,9564	0,8918	3,9564	MCD	1E-05
50	0,51	0,51	3,7469	0,823	3,072	0,0036	0,0240	0,24	4,59	0,876	4,0231	0,8765	4,0231	MCD	2E-05
40	0,58	0,58	4,9714	0,874	4,326	0,0045	0,0300	0,176	4,67	0,858	4,007	0,8582	4,007	MCD	4E-05
30	0,7	0,7	8,4094	0,943	7,922	0,0060	0,0400	0,09	4,88	0,826	4,0313	0,8261	4,0313	MCD	1E-04
10	0,68	0,68	7,6509	0,983	7,518	0,0180	0,1200	0,102	2,74	0,826	2,2619	0,9828	7,5185	MCC	0,0003
8	0,62	0,62	5,8737	0,95	5,579	0,0225	0,1500	0,144	2,23	0,84	1,8744	0,9497	5,5785	MCC	0,0002
6	0,56	0,56	4,5818	0,924	4,214	0,0300	0,2000	0,194	1,75	0,851	1,4855	0,9198	4,2142	MCC	0,0002
4	0,54	0,54	4,2261	0,939	3,97	0,0450	0,3000	0,212	1,37	0,848	1,1654	0,9393	3,9697	MCC	0,0003

Para determinar la capacitancia, de la ecuación 19 para un rizado máximo de 100mV. Con una resistencia mínima (requerimiento máximo de capacitancia). La capacitancia requerida es de 294uF.

La sección marcada con rojo es la transición de MCC a MCD la cual inestabiliza el circuito, cuando se toman en cuenta pérdidas. Es un rango de resistencias que no se puede tomar en cuenta.

Factores de seguridad:

Para el voltaje del transistor:

$$V_{QOFF} = Vg + \frac{V}{n} = 51V \quad (D-59)$$

Para el voltaje del transistor:

$$V_{DOFF} = nVg + V = 9V \quad (D-60)$$

Simulación:

La simulación del circuito presenta un voltaje de la siguiente forma:

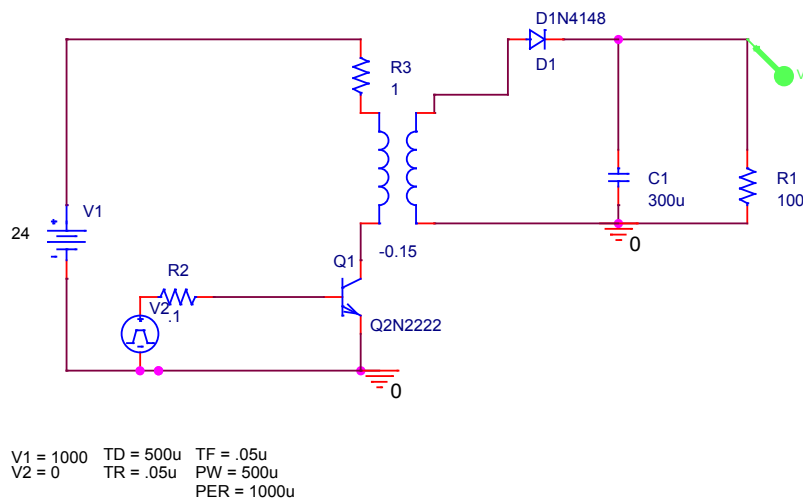


Figura d12: Circuito a implementar en caso específico.

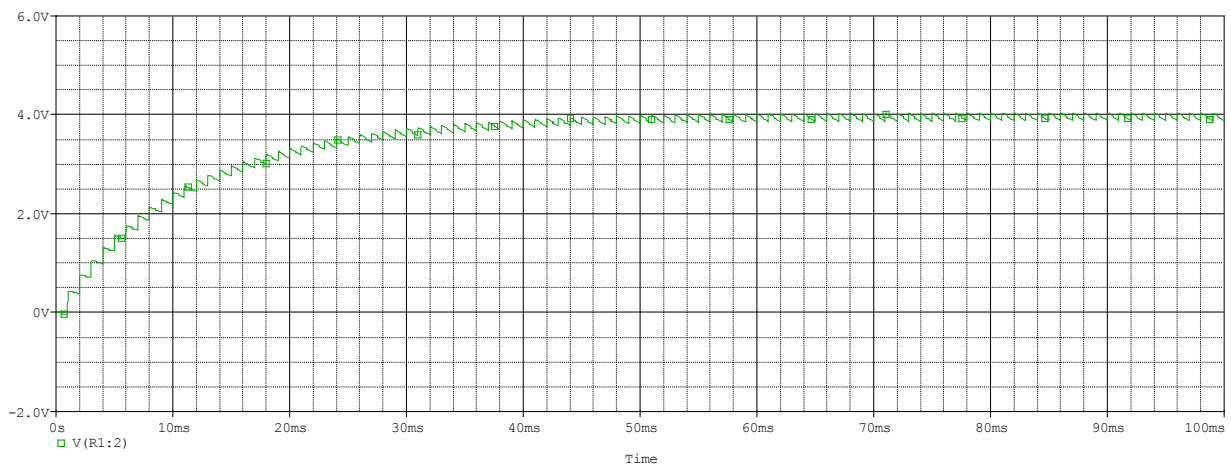


Figura d13: Salida del circuito diseñado.

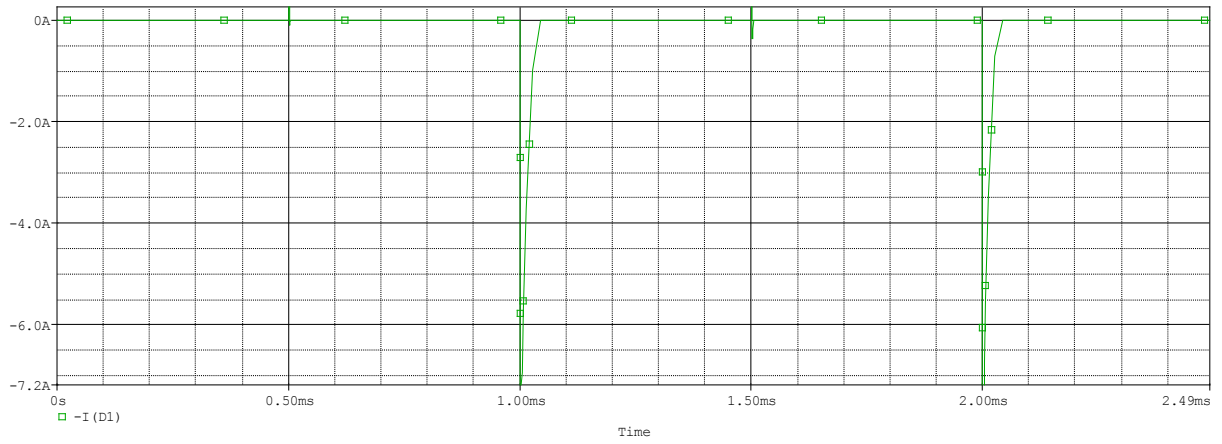


Figura d14: Forma de onda de la corriente en el transformador

5) Procedimiento

- 5.1 Medir la eficiencia del transformador en 3 frecuencias diferentes. Se recomienda tentativamente en 1Khz, 10Khz y 100Khz.

Tabla 3: Eficiencia del Transformador para varias frecuencias.

Frecuencias	Eficiencia del Transformador
1Khz.	
10Khz.	
100 Khz.	

- 5.2 Medir RQON para los tres transistores, para así determinar las pérdidas en cada elemento y verificar la eficiencia del circuito

Tabla 4: RQON /// 3 Transistores

Transistores	RQ ON
BJT 2n2222	
JFET NTE 459	
MOSFET NTE 464	

- 5.3 Medir Vd.

Tabla 5: Vd

Vd	

- 5.4 Hacer un modelo con pérdidas para cada transistor a 3 frecuencias diferentes (1Khz, 10Khz y 100Khz)

Tabla 6: Pérdidas C/transistor. Tres dif. Frecuencias.

Transistor	Frecuencias	Pérdidas
BJT	1Khz.	
	10Khz.	
	100 Khz.	
JFET	1Khz.	
	10Khz.	
	100 Khz.	
MOSFET	1Khz.	
	10Khz.	
	100 Khz.	

- 5.5 Medir la eficiencia real para cada transistor a 3 diferentes frecuencias, haciendo barrido de frecuencias en la carga.

Tabla 7: Eficiencia C/transistor. Tres dif. Frecuencias.

Transistor	Frecuencias	Eficiencia
BJT	1Khz.	
	10Khz.	
	100 Khz.	
JFET	1Khz.	
	10Khz.	
	100 Khz.	
MOSFET	1Khz.	
	10Khz.	
	100 Khz.	

5.6 Comparar el modelo teórico y el real haciendo barrido de frecuencias en la carga.

Tabla 8: Comparación Modelo Real/Teórico, por C/Transistor. Tres dif. Frecuencias.

Transistor	Frecuencias	Teórico	Real
BJT	1Khz.		
	10Khz.		
	100 Khz.		
JFET	1Khz.		
	10Khz.		
	100 Khz.		
MOSFET	1Khz.		
	10Khz.		
	100 Khz.		

5.7 Calcular el porcentaje de error.

Tabla 9: Porcentaje de Error.

Modelo con Transistor (BJT/JFET/MOSFET)	% Error.

6) Bibliografía

Apuntes

- 1) Golcher L., “Electrónica Industrial”, Universidad de Costa Rica, II Semestre 2007
- 2) Castro D., “Electrónica III”, Universidad de Costa Rica, I Semestre 2007

Referencias Web

- 3) Convertidores DC http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_DC_a_DC Consultada el 28/10/2007 a las 7:54pm
- 4) Convertidor Boost http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost Consultada el 28/10/2007 a las 8:12pm
- 5) Convertidor Flyback http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Flyback Consultada el 28/10/2007 a las 9:23pm
- 6) Convertidor Buck http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck Consultada el 28/10/2007 a las 9:45pm
- 7) Convertidor Boost-Buck http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost_converter Consultada el 28/10/2007 a las 9:52pm
- 8) Transistores BJT http://es.wikipedia.org/wiki/Transistor_de_juntura_bipolar Consultada el 28/10/2007 a las 10:05pm
- 9) Transistores MOSFET <http://es.wikipedia.org/wiki/MOSFET> Consultada el 28/10/2007 a las 10:23pm
- 10) Transistores IGBT <http://es.wikipedia.org/wiki/IGBT> Consultada el 28/10/2007 a las 11:01pm
- 11) Transistores JFET <http://es.wikipedia.org/wiki/JFET> Consultada el 28/10/2007 a las 11:33pm
- 12) Convertidores Flyback <http://www.comunidadelectronicos.com/articulos/flyback.htm> Consultada el 28/10/2007 a las 11:59pm
- 13) Transformadores <http://es.wikipedia.org/wiki/Transformador> Consultada el 29/10/2007 a las 12:52am
- 14) Ferritas <http://es.encarta.msn.com/encnet/refpages/RefArticle.aspx?refid=761562124> Consultada el 29/10/2007 a las 1:08am
- 15) Ferritas <http://es.wikipedia.org/wiki/Ferrita> Consultada el 29/10/2007 a las 1:22am
- 16) Inductancias <http://es.wikipedia.org/wiki/Inductancia> Consultada el 29/10/2007 a las 1:50am
- 17) Cómo medir inductancias <http://et.nmsu.edu/~etti/fall96/electronics/induct/induct.html> Consultada el 29/10/2007 a las 2:15am
- 18) Resonancia [http://es.encarta.msn.com/encyclopedia_961521720/Resonancia_\(electr%C3%B3nica\).html](http://es.encarta.msn.com/encyclopedia_961521720/Resonancia_(electr%C3%B3nica).html) Consultada el 29/10/2007 a las 2:54am

Hojas de Fabricante

- 19) Hoja de fabricante de transistor JFET
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/N/T/E/4/NTE459.shtml
- 20) Hoja de fabricante de Diodo UHF
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/1/N/9/1/1N914.shtml
- 21) Hoja de fabricante de transistor MOSFET
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/N/T/E/4/NTE464.shtml

7) Anexos



NTE464 (P–Ch) & NTE465 (N–Ch) Silicon Complementary MOSFET Transistors Enhancement Mode for Switching Applications

Absolute Maximum Ratings:

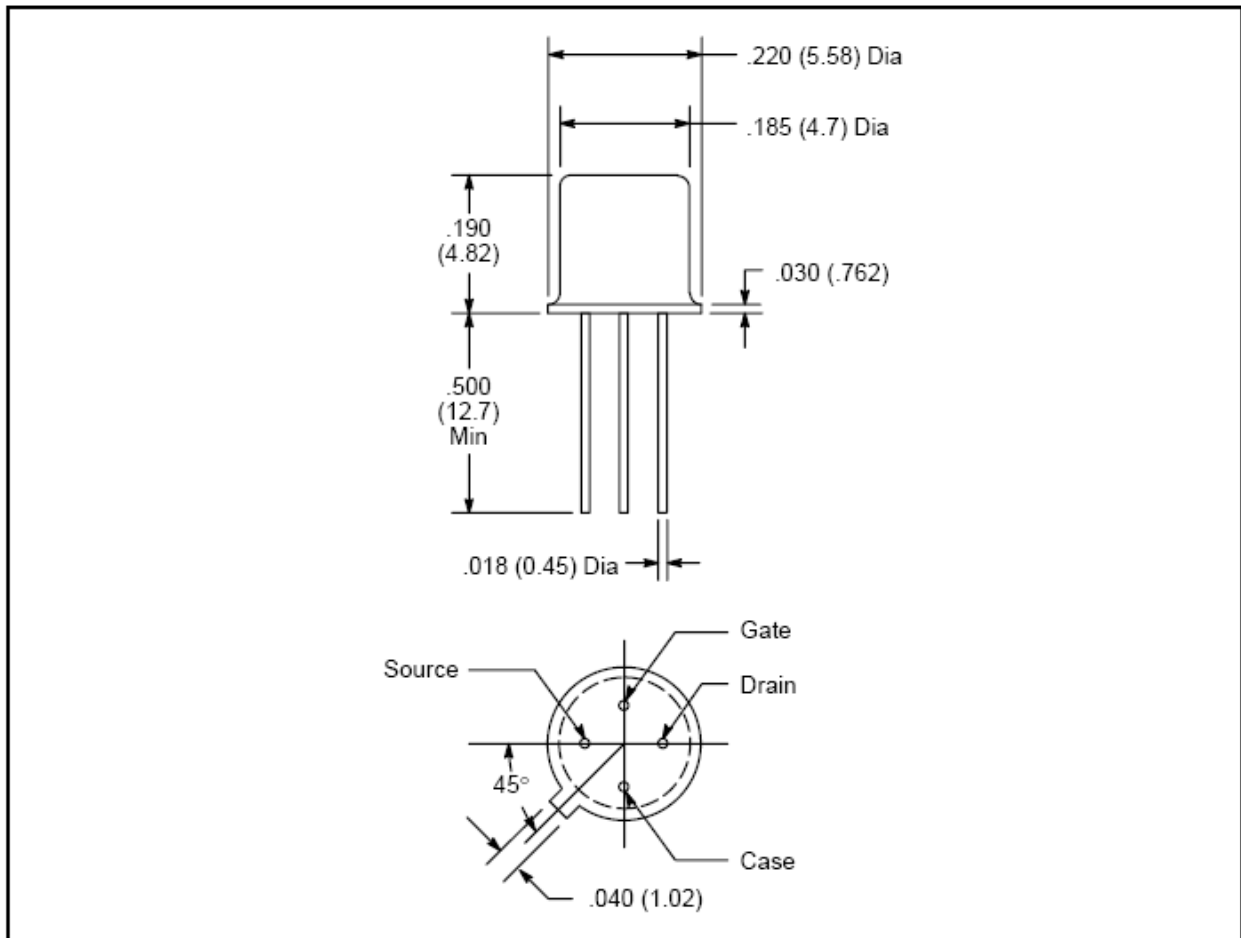
Drain–Source Voltage, V_{DS}	25V
Drain–Gate Voltage, V_{DG}	30V
Gate–Source Voltage, V_{GS}	$\pm 30V$
Gate Current, I_G	30mA
Total Device Dissipation ($T_A = +25^\circ C$), P_D	300mW
Derate Above $25^\circ C$	1.7mW/ $^\circ C$
Total Device Dissipation ($T_C = +25^\circ C$), P_D	800mW
Derate Above $25^\circ C$	4.56mW/ $^\circ C$
Operating Junction Temperature, T_J	$+175^\circ C$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-55° to $+175^\circ C$

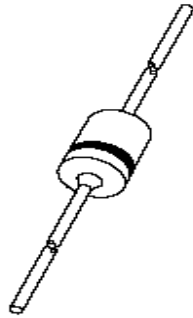
Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ C$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
OFF Characteristics						
Drain–Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)DSX}$	$I_D = -10\mu A, V_{GS} = 0$	-25	–	–	V
Zero–Gate–Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = -10V, V_{GS} = 0, T_A = +25^\circ C$	–	–	-10	nA
		$V_{DS} = -10V, V_{GS} = 0, T_A = +150^\circ C$	–	–	-10	μA
Gate Reverse Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 30V, V_{DS} = 0$	–	–	± 10	pA
ON Characteristics						
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(Th)}$	$V_{DS} = -10V, I_D = -10\mu A$	-1	–	-5	V
Drain–Source On–Voltage	$V_{DS(on)}$	$I_D = -2mA, V_{GS} = -10V$	–	–	-1	V
On–State Drain Current	$I_{D(on)}$	$V_{GS} = -10V, V_{DS} = -10V$	-3	–	–	mA

Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Small-Signal Characteristics						
Drain-Source Resistance NTE464	$r_{ds(on)}$	$V_{GS} = -10\text{V}, I_D = 0, f = 1\text{kHz}$	-	-	600	Ω
NTE465			-	-	300	Ω
Forward Transfer Admittance	$ y_{fs} $	$V_{DS} = -10\text{V}, I_D = 2\text{mA}, f = 1\text{kHz}$	1000	-	-	μmhos
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{DS} = -10\text{V}, V_{GS} = 0, f = 140\text{kHz}$	-	-	5	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}	$V_{DS} = 0, V_{GS} = 0, f = 140\text{kHz}$	-	-	1.3	pF
Drain-Substrate Capacitance NTE464	$C_{d(sub)}$	$V_{D(SUB)} = -10\text{V}, f = 140\text{kHz}$	-	-	4	pF
NTE465			-	-	5	pF
Switching Characteristics						
Turn-On Delay	t_{d1}	$I_D = -2\text{mA}, V_{DS} = -10\text{V}, V_{GS} = -10\text{V}$	-	-	45	ns
Rise Time	t_r		-	-	65	ns
Turn-Off Delay	t_{d2}		-	-	60	ns
Fall Time	t_f		-	-	100	ns



DISCRETE SEMICONDUCTORS**DATA SHEET****1N914**
High-speed diode

Product specification
Supersedes data of 1996 Sep 03

1999 May 26

Philips
Semiconductors

**PHILIPS**

High-speed diode

1N914

FEATURES

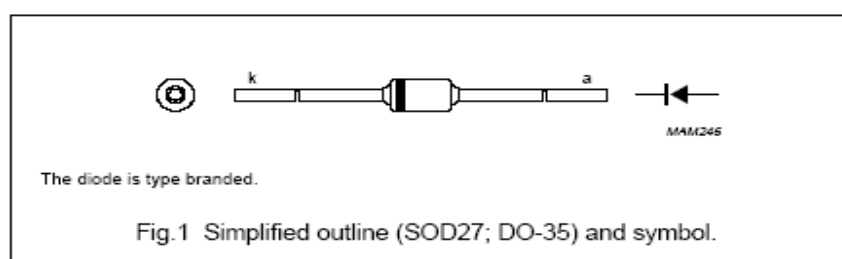
- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- Continuous reverse voltage: max. 75 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak forward current: max. 225 mA.

APPLICATIONS

- High-speed switching.

DESCRIPTION

The 1N914 is a high-speed switching diode fabricated in planar technology, and encapsulated in a hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package.



LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		–	100	V
V_R	continuous reverse voltage		–	75	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	–	75	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		–	225	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4 $t = 1\ \mu\text{s}$ $t = 1\ \text{ms}$ $t = 1\ \text{s}$	–	4 1 0.5	A A A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1	–	250	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	°C
T_j	junction temperature		–	175	°C

Note

1. Device mounted on an FR4 printed circuit-board; lead length 10 mm.

High-speed diode

1N914

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	$I_F = 10\text{ mA}$; see Fig.3	1	V
I_R	reverse current	see Fig.5 $V_R = 20\text{ V}$ $V_R = 75\text{ V}$ $V_R = 20\text{ V}; T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	25 5 50	nA μA μA
C_d	diode capacitance	$f = 1\text{ MHz}; V_R = 0$; see Fig.6	4	pF
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 10\text{ mA}; R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\text{ mA}$; see Fig.7	8	ns
		when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 60\text{ mA}; R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\text{ mA}$; see Fig.7	4	ns
V_{fr}	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50\text{ mA}; t_r = 20\text{ ns}$; see Fig.8	2.5	V

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-tp}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 10 mm	240	K/W
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length 10 mm; note 1	500	K/W

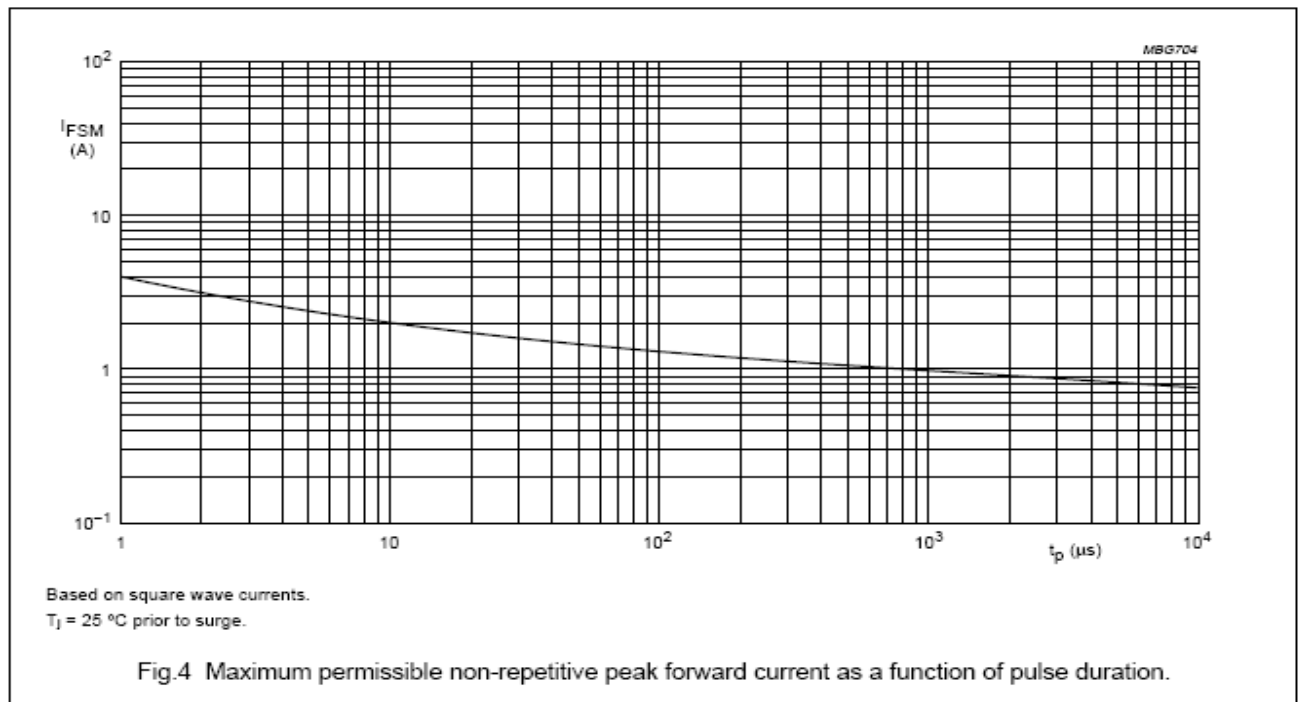
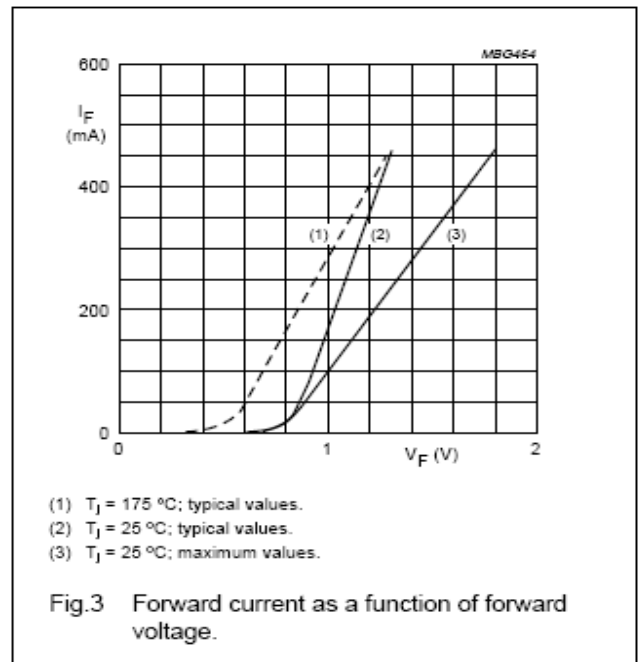
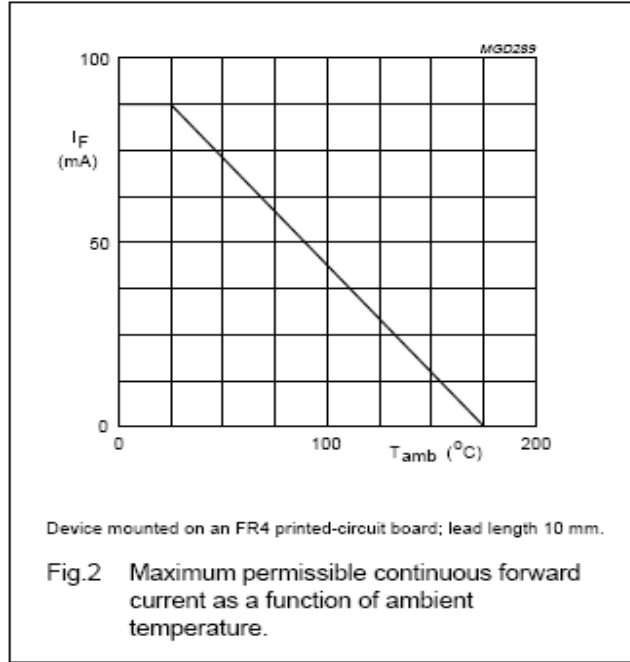
Note

1. Device mounted on a printed circuit-board without metallization pad.

High-speed diode

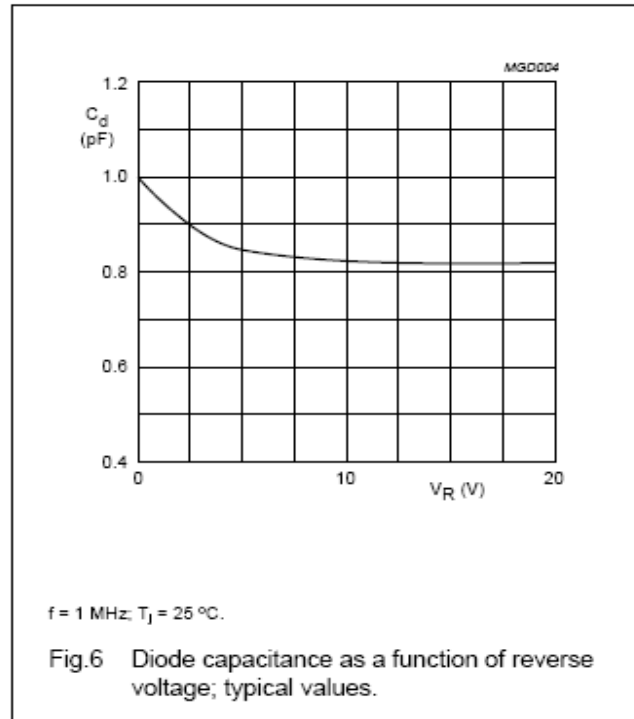
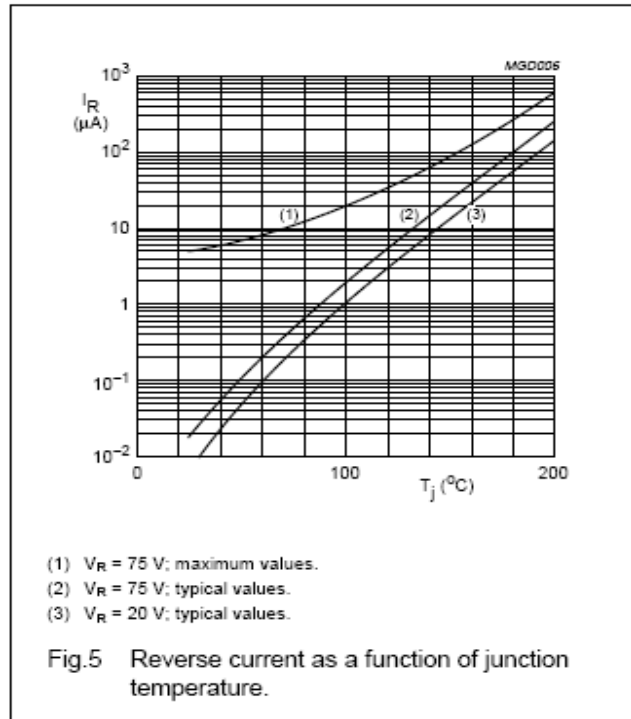
1N914

GRAPHICAL DATA



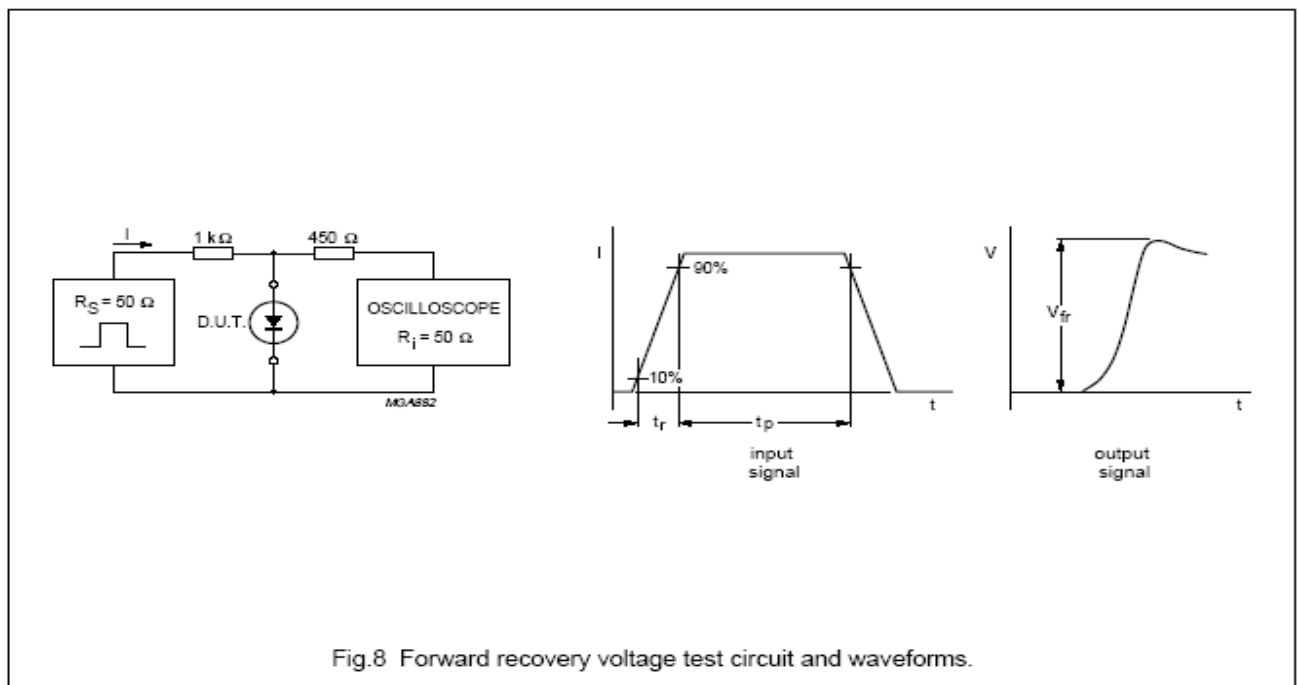
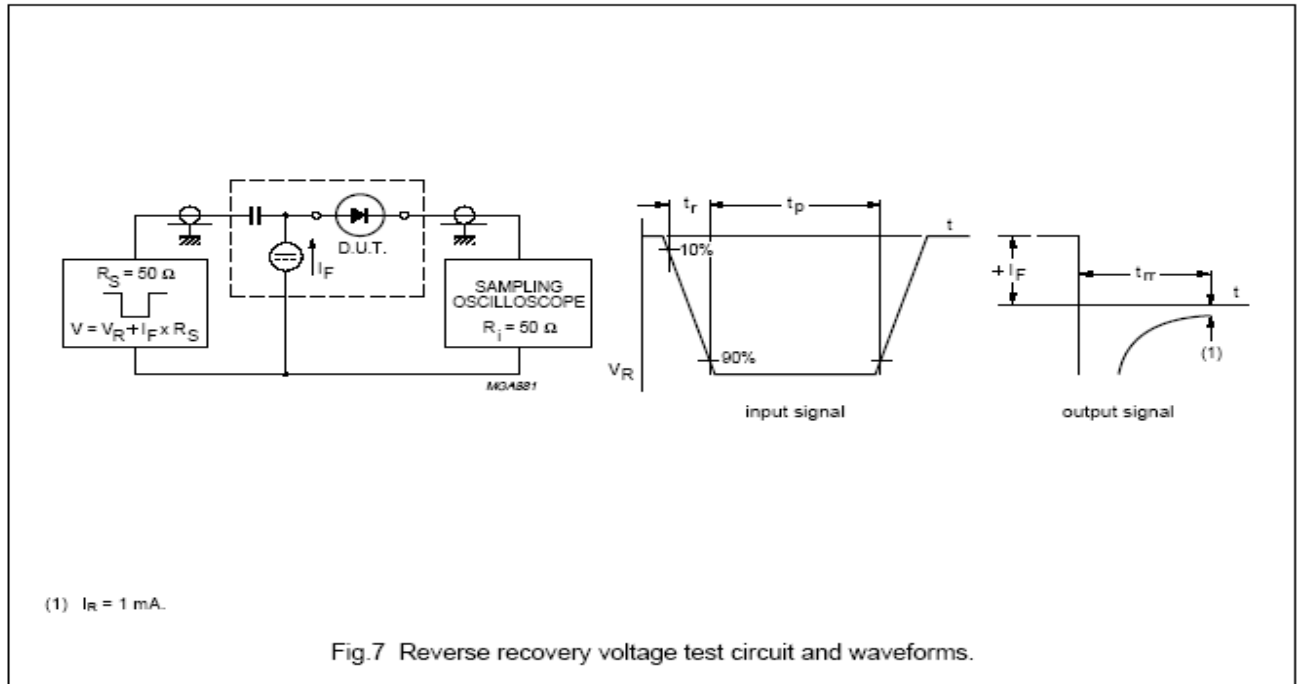
High-speed diode

1N914



High-speed diode

1N914



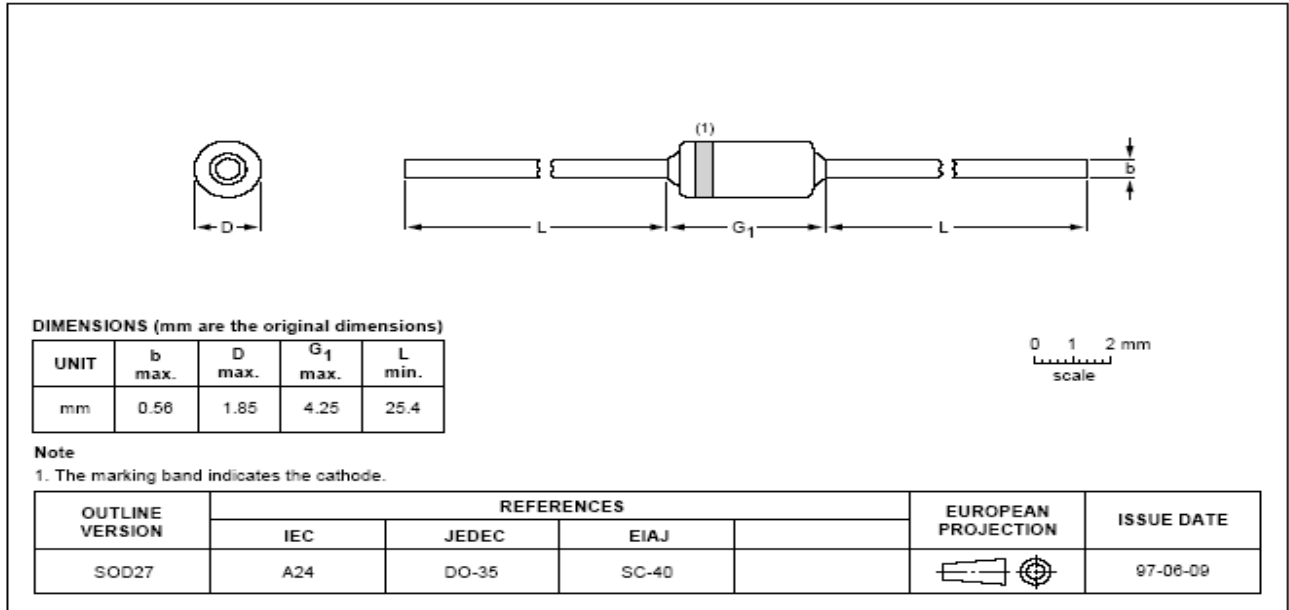
High-speed diode

1N914

PACKAGE OUTLINE

Hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads

SOD27



DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.



NTE459

N-Channel Silicon JFET Transistor AF Amplifier/Chopper/Switch

Absolute Maximum Ratings: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Drain-Source Voltage, V_{DS}	50V
Drain-Gate Voltage, V_{DG}	50V
Gate-Source Voltage, V_{GS}	-50V
Drain Current, I_D	10mA
Total Device Dissipation ($T_A = +25^\circ\text{C}$), P_D	300mW
Derate Above 25°C	2mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature, T_J	+175 $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range, T_{stg}	-55 $^\circ$ to +200 $^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
OFF Characteristics						
Gate-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)GSS}$	$I_G = -1\mu\text{A}$, $V_{DS} = 0$	-50	-	-	V
Gate Reverse Current	I_{GSS}	$V_{GS} = -30\text{V}$, $V_{DS} = 0$	-	-	-0.1	nA
		$V_{GS} = -30\text{V}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = +150^\circ\text{C}$	-	-	-100	nA
Gate-Source Cutoff Voltage	$V_{GS(off)}$	$I_D = 0.5\text{nA}$, $V_{DS} = 15\text{V}$	-	-	-6	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	$I_D = 200\mu\text{A}$, $V_{DS} = 15\text{V}$	-1	-	-4	V
ON Characteristics						
Zero-Gate-Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, Note 1	2	-	10	mA
Small-Signal Characteristics						
Forward Transfer Admittance	$ y_{fs} $	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1\text{kHz}$, Note 1	3000	-	6500	μmho
		$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100\text{MHz}$	3000	-	-	μmho
Output Admittance	$ y_{os} $	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1\text{kHz}$, Note 1	-	-	20	μmho
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1\text{MHz}$	-	-	6	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1\text{MHz}$	-	-	3	pF

Note 1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 100\text{ms}$, Duty Cycle $\leq 10\%$.

Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Functional Characteristics						
Noise Figure	NF	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $R_G = 1\text{M}\Omega$, $f = 10\text{Hz}$, $\text{BW} = 5\text{Hz}$	–	–	5	dB
Equivalent Short-Circuit Input Noise Voltage	e_n	$V_{DS} = 15\text{V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 10\text{Hz}$, $\text{BW} = 5\text{Hz}$	–	–	200	$\text{nV}/\text{Hz}^{1/2}$

