



Universidad de Valladolid

PROYECTO FINAL DE CARRERA
SIMULACIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS CON
AISLAMIENTO

AUTORES:

David SERNA ESCOLAR

Mario FERNÁNDEZ RODRÍGUEZ

TUTOR:

José Miguel RUIZ

Julio de 2012

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGIA ELECTRONICA



ÍNDICE

1. OBJETIVOS	2
2. LINEA MAESTRA O GENERAL	3
3. INTRODUCCIÓN	4
3.1. Conversión de energía:	6
4. CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA	10
4.1. Introducción:	10
4.2. Convertidores CC-CC con aislamiento galvánico:	13
5. ELECCIÓN DE LOS CONVERTIDORES A ESTUDIAR	23
6. COMPARATIVA DE SIMULADORES	25
6.1. Breve estudio independiente de cada simulador	27
6.2. Comparación de simuladores	40
7. DOCUMENTACIÓN PREVIA A LA REALIZACIÓN DE LAS PRÁCTICAS	42
7.1. Formulario	42
7.2. Manual del simulador	47
7.3. Manual de lazo cerrado	53
8. GUIONES DE PRÁCTICAS	60
8.1. Guiones de lazo abierto	60
8.2. Guiones de lazo cerrado	71
9. SOLUCIONARIO DE LAS PRÁCTICAS	86
9.1. Flyback lazo abierto I	86
9.2. Flyback lazo abierto II	92
9.3. Forward en lazo abierto I	112
9.4. Forward en lazo abierto II	118
9.5. Push-pull lazo abierto I	136
9.6. Flyback lazo cerrado	142
9.7. Forward lazo cerrado	151
9.8. Push-Pull lazo cerrado	162
10. CONCLUSIONES	173
11. BIBLIOGRAFIA	174

1. OBJETIVOS

Los objetivos de este proyecto son:

- Acercamiento al alumno a un entorno de diseño y simulación de circuitos, dándole los conocimientos necesarios para realizar cualquier circuito y comprobar por medio de la simulación si el funcionamiento es el deseado.
- Obtención de los conocimientos necesarios para el dimensionamiento y pruebas de 3 tipos diferentes de convertidores electrónicos de potencia.
 - Conocimiento de la repercusión de las variaciones de los diferentes componentes o parámetros de cada uno de los circuitos.
 - Conocimiento de los diferentes modos de funcionamiento posibles.
- Acercamiento del alumno a la realidad industrial. (es decir, vamos a explicar al alumno en qué modos de funcionamiento suelen trabajar, el motivo, qué métodos de control etc... suele haber en la industria).
- Estudio de los diferentes métodos de control más utilizados en la industria de la electrónica de potencia.
- Estudio y comprensión del alumno de varios datasheet para saber trabajar con ellos en un futuro, pudiendo discernir entre información más relevante e información menor.
- Afianzar los conocimientos adquiridos durante las clases de teoría de la asignatura.

2. LINEA MAESTRA O GENERAL

Los objetivos marcados al comienzo de este documento se llevarán a cabo de la siguiente forma:

1. Se tratarán los diferentes temas teóricos de la asignatura en dichas prácticas.
2. Se pretenden realizar prácticas con tres topologías distintas, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.
3. Para las simulaciones se utilizará un software con el que el alumno se familiarizará.
4. Las prácticas realizadas darán a conocer:
 - El funcionamiento de cada topología.
 - Los tipos de funcionamiento posibles en un convertidor CC
 - Ante la visión de distintos parámetros de funcionamiento, qué componentes principales son más idóneos dentro de una gama comercial.
 - Estrategias de control más importantes

3. INTRODUCCIÓN

[1, 2, 4,14,15,16,17,18,19,20,21,22,23]

La electrónica de potencia se define como la parte de la electrónica encargada de transformar y adaptar la energía eléctrica para su utilización en cualquier sistema o circuito. Esto se realiza por medio de la aplicación de componentes electrónicos, generalmente semiconductores para realizar el control y transferencia de la energía.

Según Muhammad H. Rashid la “Electrónica de Potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y conversión de la potencia eléctrica”.

Según Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins “la tarea principal de la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica, mediante el suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima para las cargas de los usuarios”.

Según Christophe Basso “en el mundo de la electrónica, cohabitan muchos circuitos diferentes, dispositivos lógicos, circuitos analógicos, microprocesadores y así sucesivamente. Por desgracia para el diseñador, estos circuitos no se alimentan con un único tipo y nivel de energía, para solucionar éste problema se utilizan los convertidores, adaptando la distribución de voltaje y corriente al necesitado por la carga”.

Por tanto, los circuitos electrónicos de potencia son los encargados de transformar la energía eléctrica de un tipo a otro, o dentro del mismo tipo, modificando alguno de sus rangos o características por medio de la utilización de elementos electrónicos (semiconductores), buscando adaptar la energía aplicada a las necesidades de la carga.

Las aplicaciones de la electrónica estuvieron limitadas durante mucho tiempo a las técnicas de alta frecuencia (emisores, receptores, etc.). En la evolución de la electrónica industrial las posibilidades estaban limitadas por la falta de fiabilidad, cantidad de mantenimiento y delicadeza de uso de los elementos electrónicos entonces disponibles (tubos de vacío, amplificadores, tiratrones, resistencias, condensadores). Esta fiabilidad era insuficiente para responder a las altas exigencias que se requerían en las nuevas aplicaciones del campo industrial.

Gracias al descubrimiento de los dispositivos semiconductores en la década de los 60, que respondían a las exigencias industriales (alta fiabilidad, dimensiones reducidas, insensibilidad a las vibraciones mecánicas, etc.), la electrónica industrial hizo progresos increíbles, permitiendo la realización de operaciones cada vez más complejas, destinadas a la automatización de procesos industriales.

En general, cualquier conversión de energía eléctrica se puede realizar por procedimientos electromecánicos o por procedimientos electrónicos. Los convertidores electrónicos actuales disponen de las siguientes ventajas frente a los electromecánicos:

1. Mayor flexibilidad y más posibilidades de control.
2. Mayor estabilidad y mayor rapidez de respuesta, gracias a las características eléctricas.
3. Menor mantenimiento al no disponer de partes mecánicas.
4. Mayor vida media y mayor fiabilidad.
5. No producción del arco eléctrico.

Como inconvenientes se pueden destacar:

1. Menor robustez eléctrica, al disponer de menor capacidad para soportar sobretensiones y sobrecorrientes.
2. Mayor coste para algunas de sus aplicaciones.

En la actualidad gracias a la fabricación en masa de circuitos electrónicos y semiconductores para todo tipo de aplicaciones, toda la rama de la electrónica ha avanzado mucho y por tanto, también la electrónica de potencia.

Una de las partes más importantes de la electrónica de potencia son los convertidores. Los convertidores son circuitos electrónicos encargados de adaptar la salida de los mismos a los requisitos de tensión y de corriente necesarios en la carga, por medio de la modificación de las formas de onda de la tensión y de la corriente de un tipo a otro, de ahí su nombre.

Una primera clasificación de los convertidores es según la relación entre su entrada y su salida:

- CA/CC: Como su propio nombre indica son los encargados de transformar una señal de entrada alterna en una señal de salida continua, la potencia se traspa por medio del circuito de una fuente alterna a una carga continua. A este tipo de convertidores generalmente se les denomina rectificadores.
- CC/CA: Son aquellos convertidores encargados de transformar una señal de entrada continua en una salida alterna. La potencia fluye desde una fuente de continua a una carga de alterna. Se denominan comúnmente inversores.

- CC/CC: Aunque pueda parecer que su utilidad es pequeña, debido a la cantidad de aparatos de electrónica de consumo utilizados actualmente, no es cierto. Se aplican cuando la carga requiere una tensión o corriente continua específica, que no ofrece la entrada.
- CA/CA: De nuevo puede parecer que sus aplicaciones sean cortas. Se utiliza cuando se necesita a la salida del convertidor una señal de alterna con una determinada frecuencia, amplitud etc. que no nos ofrece la señal de entrada; un uso común es en el transporte de energía eléctrica, control de velocidad de motores...

Algunos tipos de convertidores pueden pertenecer a varios grupos a la vez y sólo diferenciarse o saber si están en un grupo o en el otro conociendo en el sentido en que fluye la potencia media.

En muchas aplicaciones prácticas, no se usa únicamente una etapa de conversión, sino que se aplican varias etapas, convirtiendo la energía de un tipo a otro hasta llegar a la necesaria.

3.1. Conversión de energía:

Al principio, la conversión de la energía eléctrica se realizaba por medio de polos de potencia trabajando en su zona lineal, denominados Reguladores Lineales, el problema de este tipo de convertidores era que al trabajar los polos de potencia (transistores bipolares) en su zona activa, se obtenían elevadas pérdidas de potencia, llegando a picos de hasta el 60% de pérdidas, estando comprendidas éstas en el intervalo (30,60)%, (esto significa que de cada 10 vatios entregados por la fuente 6 vatios eran disipados en forma de calor).

Como es lógico no es un rendimiento o unas pérdidas de potencia asumibles por la industria, añadido a este inconveniente aparece el tamaño y el peso de dichos convertidores, debido a que todos los componentes inductivos y capacitivos del convertidor trabajan a la frecuencia de red; por todo esto la industria buscó la forma de obtener conversión de energía a través de convertidores, más pequeños, ligeros y sobre todo con un mejor rendimiento.

A pesar de que a nivel industrial los reguladores lineales no son viables económicamente por su reducido rendimiento, se siguen empleando en aplicaciones de pequeña potencia y bajo coste, por sus ventajas:

1. Emplea circuitos más baratos y simples que el resto de convertidores.
2. Existen, en el mercado, un gran número de circuitos integrados, bien ajustados y optimizados; por lo que no hace falta diseñarlos.

3. Éste tipo de reguladores no produce interferencias electromagnéticas (EMI) con otros equipos.

Tras el uso de reguladores lineales en la industria, se comenzó a estudiar la aplicación de los transistores de tipo MOSFET e IGBT, para ser utilizados como polos de potencia en los convertidores, haciéndoles trabajar en las zonas no lineales de sus características, en saturación o en corte (cerrado o abierto). Al no operar en la región activa, tienen una menor disipación de potencia, por lo que, se pueden aproximar a interruptores ideales; a este tipo de convertidores se les conoce como Convertidores de Modos Conmutados.

Como sería lógico esperar, este tipo de convertidores tiene serias ventajas sobre los Convertidores Lineales:

1. Al trabajar los polos de potencia en conmutación, (OFF o ON) se obtiene un mayor rendimiento que en el caso anterior, en el intervalo (70,90) %; por lo que para realizar la misma conversión de potencia se necesitan transistores de características menos estrictas.
2. Se pueden obtener tensiones de salida mayores a las de entrada y con polaridad distinta, mientras que en los convertidores anteriores esto no se podía.
3. Se puede diseñar los elementos inductivos o capacitivos a una frecuencia mucho mayor que la de red, lo que provoca una disminución más que notable de su tamaño y peso.

Lógicamente no todo fueron ventajas en éste salto cualitativo, apareciendo las siguientes desventajas:

1. Dichos convertidores son más complejos de diseñar, controlar, reparar etc.
2. Generan interferencias electromagnéticas (EMI) que son debidas a la conmutación de sus polos de potencia a frecuencias elevadas.
3. El coste de estos dispositivos es mas elevado.

A continuación se adjunta la tabla 3.1.1 en la que se muestran las características propias de cada una de las topologías más comunes de los convertidores de modos conmutados con y sin aislamiento y sus rangos habituales de funcionamiento.

Topología	Potencia (W)	Eficiencia (típica)	Costo relativo	Tensiones (V)	Aislamiento	Almacenaje de energía	Relación de tensión	Características
Buck	0-1000	75%	1.0	5-1000*	No	Inductor Simple	V salida < V entrada	Disminuir Tensión
Boost	0-150	78%	1.0	5-600*	No	Inductor Simple	V salida > V entrada	Aumentar Tensión
Buck-boost	0-150	78%	1.0	5-600*	No	Inductor Simple	V salida mayor o menor que V entrada	Permite invertir la salida
Flyback	0-150	78%	1.0	5-600	Si	Transformador	V salida mayor o menor que V entrada	Salidas Múltiples
Half-Forward	0-250	75%	1.2	5-500	Si	Transformador + inductor		
Forward					Si	Transformador + inductor		Salidas Múltiples
Push-Pull	100-1000	72%	1.75	50-1000	Si			
Sempiente Half-bridge	0-500	72%	1.9	50-1000	Si			
Puente H completo	400-2000	69%	>2.0	50-1000	Si			
Resonante, conmutada en cruce por cero	>1000		>2.0					
Ćuk					No	Condensador + dos inductores		-
SEPIC					No	Dos inductores	V salida mayor o menor que V entrada	
Multiplicador de tensión	0.1-1	90%	0.2	500-100000	No	Condensador	V salida >> V entrada	Los multiplicadores de tensión se utilizan para generar muy altas tensiones.

Tabla 3.1.1 – Comparativa entre convertidores más comunes.

Llegado a este punto se tenía un convertidor de energía perfecto para trabajar en la industria, con un rendimiento acorde con las necesidades y un tamaño contenido, que a pesar de requerir mano de obra más cualificada y experimentada, no generaba ningún problema a la industria, dado que muchas veces dicha mano de obra ya estaba en la nómina de la empresa.

En muchas ocasiones las variaciones en la entrada, o mejor dicho los elevados gradientes de las magnitudes de entrada, generaban rotura de componentes en la salida y en el propio convertidor; por lo que en muchas aplicaciones se necesitaba aislar la salida de la entrada, para que dichas variaciones no afectasen a la salida ni al convertidor o en caso de hacerlo, no destruyesen ningún componente.

La forma de realizar la separación de los dos circuitos, fue generalmente, por medio del uso de transformadores. Había dos formas posibles de conectarles, directamente a la entrada, haciéndoles trabajar a la frecuencia de la red con la relación de transformación deseada o haciéndoles trabajar a la frecuencia de conmutación de los polos de potencia; debido a que el volumen y peso de un transformador se relacionan de forma inversa con su frecuencia de funcionamiento.

Ante la necesidad de la industria de obtener convertidores de reducidas dimensiones; se buscó la forma de hacer trabajar los transformadores a frecuencias muy superiores a la de red, por lo general, la decisión que se tomaba era la inserción del transformador en el convertidor, haciéndole trabajar a la frecuencia de conmutación de los polos de potencia. Para permitir el trabajo a frecuencias tan elevadas, se hace necesario el uso de transformadores de ferrita.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Gracias al uso de transformadores, se puede realizar la conversión de los niveles de voltaje antes de introducir esa señal al convertidor, reduciendo así, las características necesarias de los convertidores.

El siguiente paso en la industria para reducir todavía más los convertidores fue el diseño de Convertidores Resonantes, los cuales trabajaban a frecuencias iguales o mayores de 200 KHz, permitiendo la minimización de los dispositivos reactivos.

Las elevadas frecuencias de funcionamiento provocan un aumento de las pérdidas de potencia de los polos por conmutación, para evitar este aumento de las pérdidas se utilizan técnicas resonantes, para conseguir que el interruptor se abra y se cierre en los pasos por cero de tensión o de corriente, a veces, se utilizan también las características parasitas de los componentes para hacerles funcionar en resonancia.

Gracias a la aparición de técnicas que hacen capaz la integración en un mismo chip de componentes de baja señal y voltaje de operación, con dispositivos que trabajan a altas tensiones; Hoy en día, la tecnología de fabricación de circuitos integrados, permite que la mayoría de fabricantes presenten soluciones en un único chip, facilitando el diseño de dichas fuentes conmutables y trabajando con elevados rendimientos, bajo coste y volumen. Gracias a estos circuitos se consigue la utilización de pocos componentes, lo que facilita el montaje.

4. CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA

[1,2,3,4,5,6]

4.1. Introducción:

En la actualidad, debido a todos los aparatos electrónicos existentes y, en particular, por el gran avance de los sistemas encargados de la captación de energía solar y transformación de ésta en energía eléctrica, dado que los sistemas de energía solar fotovoltaica, tienen la necesidad de acumulación, por medio de baterías para su transporte.

La corriente continua está tomando una importancia mayor a la que tenía anteriormente; debido principalmente a que la distribución, el almacenamiento y la generación de la energía eléctrica continua no se puede hacer con los mismos valores de tensión que se van a necesitar en la carga; por lo que los convertidores continua-continua aumentan mucho su importancia en este tipo de sistemas.

Las principales características que puede requerir una carga a la fuente que la alimenta pueden ser:

- Mayor estabilidad de tensión o menor nivel de rizado.
- Tensión de valor diferente a la suministrada por el sistema.
- Tensión variable y controlable entre ciertos márgenes.
- Cualquier combinación de las anteriores.

Ya se ha comentado en la introducción, que al principio todos los convertidores trabajaban con sus componentes en la parte lineal de sus características. Como sabemos es muy fácil obtener de una tensión continua, otra tensión continua inferior por medio de componentes lineales, sin más que añadir una resistencia variable entre la entrada y la carga.

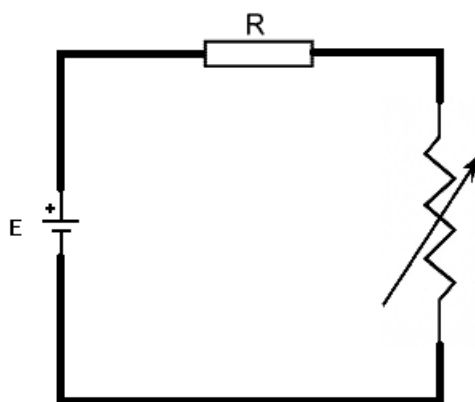


Imagen 4.1.1 – Circuito trabajando en zona lineal.

Una vez aparecieron los semiconductores se realizaba el mismo circuito, pero haciendo uso de un transistor en su curva de característica lineal.

Este tipo de convertidores, están más que en desuso, por tanto, no se mencionarán en este texto, solo se tratarán los convertidores de potencia de modos conmutados, es decir, aquellos convertidores que trabajan con los semiconductores en estado de corte o saturación.

Si hacemos trabajar a los semiconductores en estado de corte o saturación, se comportan como un interruptor, por lo que la forma de regular la tensión continua que obtenemos a la salida, es únicamente por medio del control de frecuencia de conmutación y del ciclo de servicio del conmutador, de esta forma siempre se obtendrá una tensión menor a la salida que la existente en la entrada.

Breve definición:

Ciclo de servicio de un conmutador: se define como la relación existente entre el tiempo que está activo o en modo de conducción y el tiempo total del periodo de conmutación con el que actúa. Por lo general el ciclo de servicio se representa con una D mayúscula y se da en tanto por uno.

Durante un tiempo igual a DT (donde D es el ciclo de servicio en tanto por uno, y T es el período de conmutación), la señal de control del conmutador estará a nivel alto, y por tanto el conmutador conducirá. Durante el tiempo $T(1-D)$, la señal estará a nivel bajo, y el conmutador no conducirá, podemos observar la señal de entrada al conmutador en la imagen 4.1.2.

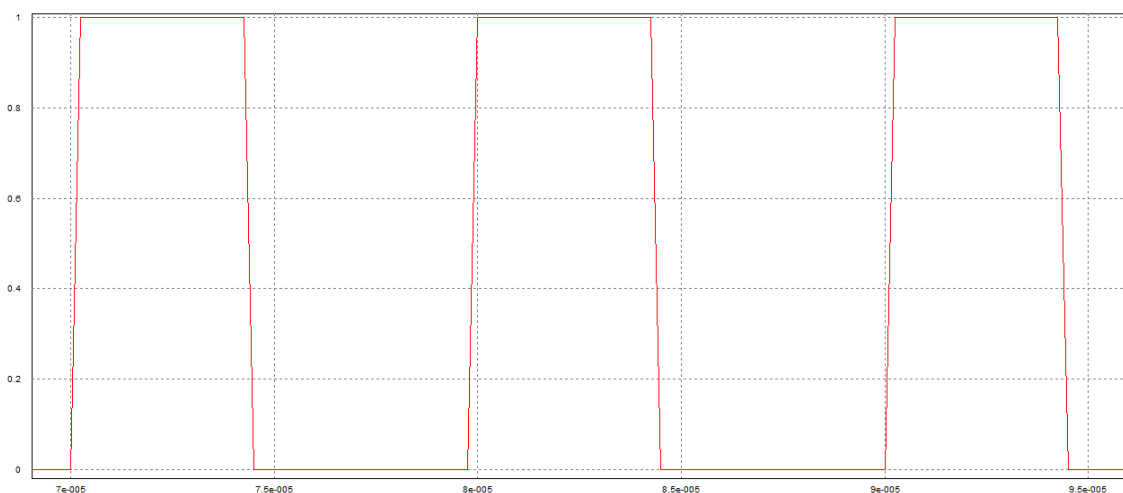


Imagen 4.1.2 – Señal de Ciclo de Trabajo.

Dentro de los convertidores de continua tenemos principalmente dos tipos:

1. Sin aislamiento
2. Con aislamiento galvánico

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 11

Lógicamente, dentro de cada uno de estos tipos, hay más clasificaciones y diferenciaciones.

Principales diferencias entre ambos tipos o características de cada uno de ellos:

Convertidores CC/CC sin aislamiento:

1. Son convertidores que no tienen ningún tipo de aislamiento entre la entrada y la salida.
2. Las deformaciones de la tensión y corriente en la entrada se ven reflejadas en la salida.
3. Se utilizan generalmente para aplicaciones de accionamientos motrices.

Convertidores CC/CC con aislamiento:

1. Son aquéllos que disponen de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.
2. Realmente no son un único tipo de convertidor, sino que están formados por la unión de dos etapas CC-CA y CA-CC.

Clasificación general de los convertidores CC-CC de modos conmutados:

1. Sin aislamiento
 - 1.1. Reductor o Buck
 - 1.2. Elevador o Boost
 - 1.3. Reductor-Elevador o Buck-Boost
 - 1.4. Cuk
 - 1.5. Sepic
 - 1.6. Zeta
2. Con aislamiento
 - 2.1. Flyback
 - 2.2. Forward

2.3. Push-Pull

2.4. Half-Bridge

2.5. Full-Bridge

En este texto solo se estudiarán detalladamente los convertidores con aislamiento galvánico.

4.2. Convertidores CC-CC con aislamiento galvánico:

La principal desventaja de los convertidores de CC-CC sin aislamiento es, como su propio nombre indica, falta de aislamiento entre la salida y la entrada, lo que genera que las masas sean las mismas y que cualquier variación de las tensiones o corrientes de entrada por causas ajenas a la carga, se vean reflejadas en ésta, pudiendo destruirla. La manera más fácil de aislar dos circuitos, es el aislamiento galvánico.

Si la fuente de potencia utilizada para alimentar la carga se ha realizado por medio de un convertidor de corriente continua a corriente alterna y posteriormente se realiza de nuevo la transformación de corriente alterna a corriente continua, la mejor forma es que dicha tensión de alterna, trabaje a elevada frecuencia, para que el tamaño del transformador sea el menor posible, debido a que el tamaño de los transformadores es inversamente proporcional a la frecuencia de funcionamiento.

Dado que todos los convertidores de modos conmutados trabajan con semiconductores en corte o saturación, lo que es equivalente a un interruptor, y son regulados por el ciclo de servicio, si se realiza el convertidor de forma que los semiconductores alimenten a un transformador con una tensión alterna, y desde este transformador, pasando por un filtro y demás etapas acondicionadoras, se alimente a la carga, tendríamos el aislamiento necesario entre la etapa de entrada y la etapa de salida.

Si realizamos este tipo de circuitos, obtenemos la ventaja de que la frecuencia de conmutación de los semiconductores es seleccionable por nosotros, si se les hace trabajar con una frecuencia lo suficientemente alta, dentro de sus características propias, se podría realizar este tipo de montajes con un transformador de pequeñas dimensiones. Además por medio de la relación de vueltas del transformador se obtendrá una mayor flexibilidad de diseño a la hora de fijar la relación entre la entrada y la salida, y si se selecciona un transformador con múltiples devanados se puede obtener de una misma entrada varias salidas.

También existen circuitos de aislamiento optoacoplados, como su propio nombre indica, se basan en la separación óptica de circuitos. No pueden ser usados en este tipo de

convertidores por sus características, dado que necesitan una fuente en ambos circuitos, en el primario o emisor de luz y en el secundario o receptor de luz.

Además la mejor forma, debido a las características propias de los convertidores y del conocimiento físico de los transformadores es a través de los mismos.

Una vez que se introduce en el esquema del convertidor un transformador, se puede añadir otro tipo de clasificación atendiendo a la forma de utilización del núcleo del transformador:

1. Excitación unidireccional del núcleo, solo se usa el cuadrante 1 o la parte positiva de la curva de características B-H del núcleo.
2. Excitación bidireccional del núcleo, donde se usa el cuadrante 1 y el cuadrante 3, o sea, la parte positiva y la parte negativa de la curva de características B-H del núcleo.

Atendiendo a esta clasificación se obtendría la siguiente separación:

Convertidores unidireccionales:

- Flyback
- Forward

Convertidores bidireccionales:

- Push-pull
- Half-Bridge
- Full-Bridge

Vamos a realizar a continuación la descripción básica de cada uno de los convertidores, observando: características principales, componentes, circuito básico...

Para el estudio de estos convertidores se colocará el transformador ideal o simplificado, colocando en paralelo con el mismo una inductancia que representará su inductancia magnetizante.

4.2.1. Convertidor Flyback

El convertidor Flyback como ya sabemos es un convertidor con aislamiento galvánico que trabaja en la zona positiva de las características B-H del transformador.

El circuito se realiza por medio de un conmutador, el cual puede ser un MOSfet, un IGBT, un transistor bipolar BJT, un Tiristor o un GTO, es decir, cualquier semiconductor

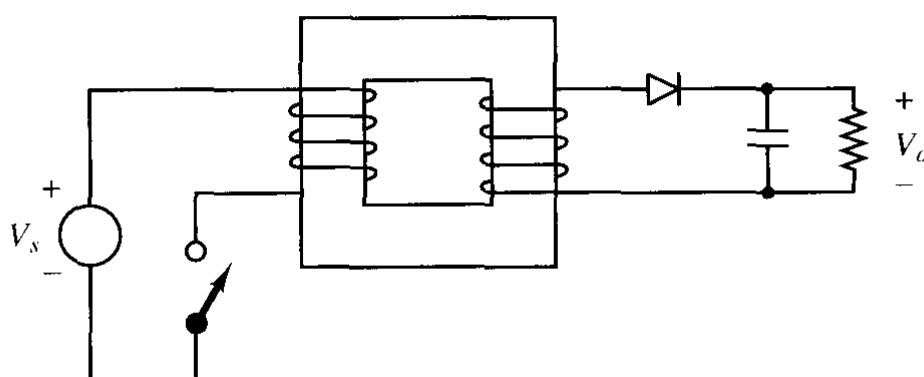
David Serna Escolar

controlado, con capacidad de trabajar en corte o saturación y con capacidad de potencia, o lo que es lo mismo que resista la corriente o tensión que exija el convertidor.

También incorpora un transformador de alta frecuencia, para realizar el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.

Incluye un condensador a la salida, que sirve de filtro de la tensión y, un diodo para evitar que la energía almacenada en el condensador circule hacia el transformador descargándose (imagen 4.2.1.1).

Círculo físico básico:



(a)

Imagen 4.2.1.1 – Convertidor Flyback.

En la figura anterior, la tensión de entrada es “ V_s ” y la de salida es “ V_o ”.

El circuito eléctrico equivalente aparece en la figura 4.2.1.2.

Funcionamiento:

En este tipo de convertidores, cuando el conmutador está cerrado (ON o conducción), la tensión “ V_s ” se aplica sobre “ L_m ”, dado que como el diodo cierra el circuito de salida, no circula corriente por las espiras del primario, por tanto, durante el tiempo ON, la energía se almacena en la inductancia magnetizante del transformador.

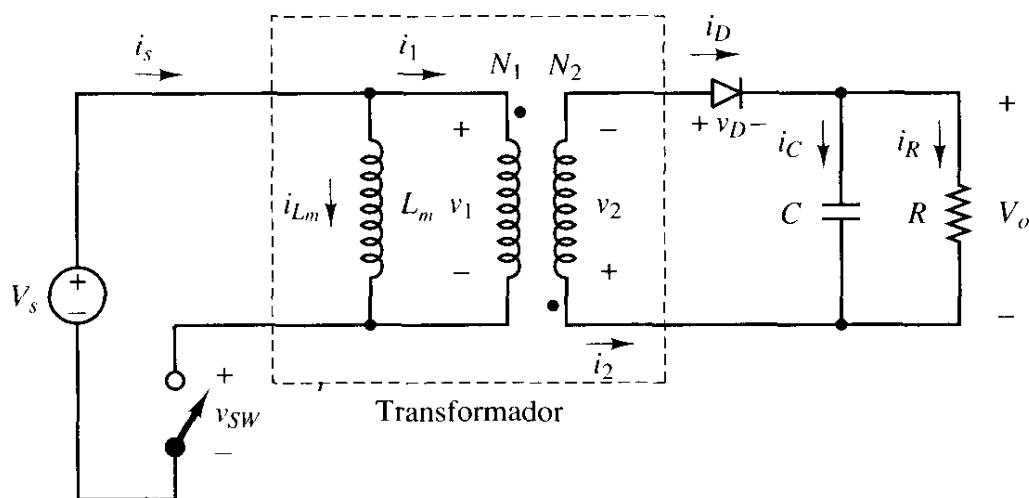


Imagen 4.2.1.2 – Convertidor Flyback equivalente.

En el tiempo OFF, cuando el conmutador está abierto, la energía se transfiere de la inductancia magnetizante a la inductancia del primario, dado que no puede pasar por el conmutador, generando una tensión en el secundario que pone en conducción el diodo y por tanto se genera la transferencia de energía entre los dos lados del transformador.

4.2.2. Convertidor Forward

Es un convertidor también acoplado magnéticamente, que al igual que el Flyback, trabaja en la parte positiva de las características de la curva B-H del transformador.

El circuito está formado por un conmutador, que al igual que en el Flyback, puede ser de cualquier tipo controlado, 3 diodos para regular la circulación de corriente en los circuitos, un filtro LC en la salida y un transformador; en cuyo caso el transformador de alta frecuencia está formado por tres devanados diferentes.

El circuito eléctrico básico lo podemos observar en la imagen 4.2.2.1.

Funcionamiento:

Cuando el interruptor está cerrado, o en modo ON, los devanados 1 y 2 de la imagen 4.2.2.1 transfieren la energía de la fuente a la carga, a la vez que se almacena energía en la bobina magnetizante. La única utilidad del devanado 3 es la de desmagnetizar el núcleo antes del comienzo de cada periodo o, lo que es lo mismo, dar un camino para la descarga de la energía almacenada en la inductancia magnetizante, antes de que comience el siguiente ciclo de conmutación.

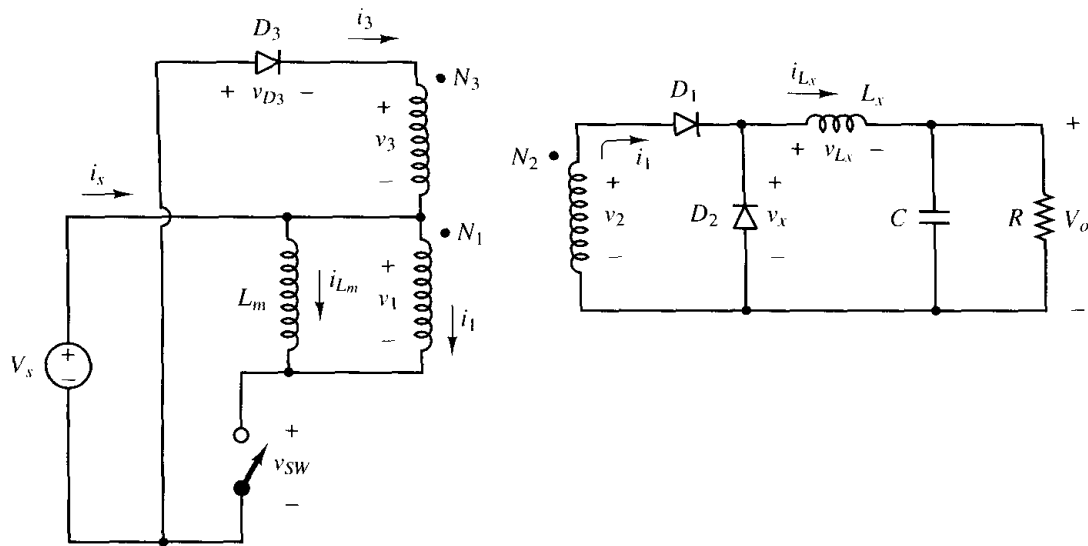


Imagen 4.2.2.1 – Convertidor Forward.

Dentro de este tipo de convertidores también existe otra modalidad y es la de Forward con Dos Interruptores, que detallaremos a continuación (imagen 4.2.2.2).

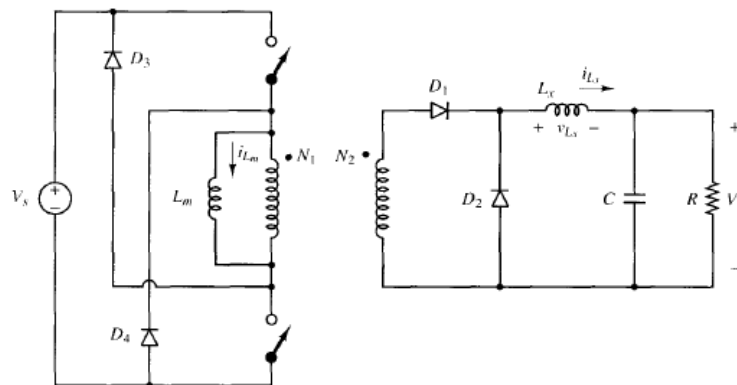


Imagen 4.2.2.2 – Convertidor Forward con dos interruptores.

Como se puede observar en esta modificación del circuito anterior, se utilizan 2 conmutadores, 4 diodos, un filtro L-C y se vuelve a utilizar de nuevo un transformador con sólo dos devanados.

Funcionamiento:

En este convertidor, la conmutación de ambos “interruptores” se hace a la vez, es decir, están abiertos o cerrados los mismos instantes de tiempo. Cuando los interruptores están en modo ON, la tensión aplicada al devanado primario y a la inductancia magnetizante es la tensión de entrada, lo que genera una tensión en el secundario y permite que conduzca el

diodo D1, transfiriendo energía a la carga y almacenándose energía en la inductancia magnetizante.

Al ponerse a OFF los conmutadores del primario, debido al diodo D1, la energía almacenada en la inductancia magnetizante, no se puede entregar a la carga, por lo que no puede circular la corriente por la inductancia del primario, forzando así que la energía de la inductancia magnetizante circule por los diodos D3 y D4, con lo que dicha energía vuelve a la fuente V_s . Dado que cuando circula la corriente por D3 y D4, la tensión en dicha inductancia es $-V_s$, disminuye la energía de la bobina de forma lineal.

La tensión de salida y las fórmulas aplicables para realizar los diferentes cálculos en este forward son los mismos que en el forward con un solo conmutador.

A simple vista se puede observar que la tensión en extremos de cada uno de los conmutadores cuando están abiertos, ahora, es inferior a la que soportan en el montaje con un solo conmutador. En el montaje con un solo conmutador soportaban: $V_s * (1 + N1/N3)$ y ahora únicamente soportan V_s , este tipo de montajes puede ser muy importante en aplicaciones en alta tensión, a pesar de necesitar más semiconductores.

Como se observa en ambos convertidores forward, la energía almacenada en la inductancia magnetizante no realiza transmisión a la carga, por tanto la inductancia magnetizante no afecta al dimensionado del circuito ni a la transferencia de energía entre la entrada y la salida. En este caso no es un parámetro de diseño, al contrario que en el convertidor Flyback estudiado anteriormente.

4.2.3. Convertidor Push-Pull

El convertidor Push-Pull es el primer convertidor de los estudiados hasta ahora que trabaja en los dos cuadrantes, positivo y negativo, de la curva de características B-H del transformador de alta frecuencia.

Como se puede observar está formado por un transformador con toma intermedia en primario y secundario o por dos transformadores conectados en serie. En este caso, no se dibuja ni se tiene en cuenta la inductancia magnetizante, debido a que al igual que en el forward, no transmite la energía a la carga, es decir, no es un parámetro constructivo; No se tendrá en cuenta la influencia de dicha inductancia en este circuito.

El resto de componentes utilizados para realizar el montaje Push-Pull son dos conmutadores, que deben tener las mismas características que para cualquier convertidor anterior, dos diodos y un filtro L-C.

Circuito eléctrico básico:

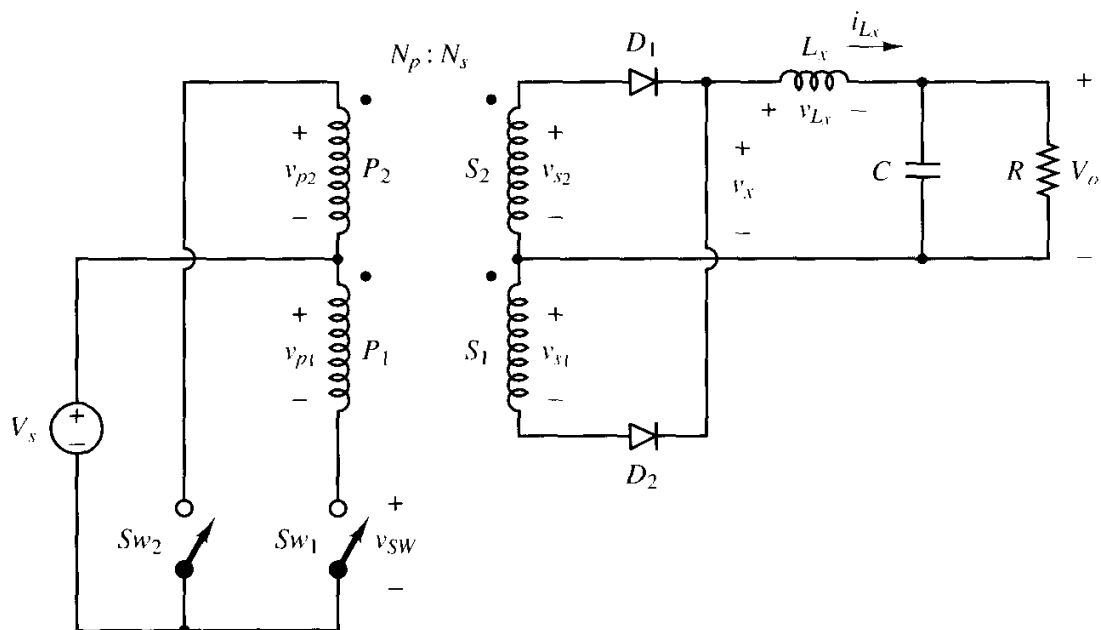


Imagen 4.2.3.1 – Convertidor Push-Pull.

Funcionamiento:

Se podría decir que este tipo de circuitos es como la adición de dos convertidores forward, trabajando a la misma frecuencia, con el mismo ciclo de servicio (D), pero desfasados un tiempo “ $T/2$ ”, de lo anterior se deduce que el ciclo máximo de servicio de los conmutadores es de 0,5, dado que así estaría uno de ellos abierto $0,5T$ y el otro el siguiente $0,5T$ debido al desfase entre ambos. Durante el primer semiperiodo está cerrado uno y abierto el otro, y durante el segundo semiperiodo es al revés. Si el ciclo es menor de $0,5T$ en cada semiperiodo habrá un tiempo en que ambos conmutadores estén abiertos.

Durante el periodo de tiempo en que está cerrado uno de los dos, la tensión aplicada a uno de los devanados secundarios será V_s multiplicado por la relación de transformación y, debido a los diodos, el devanado que no tenga esa tensión no influirá, porque el diodo abre esa parte del circuito. Durante este periodo se está almacenando energía en el filtro L-C y entregándola a la carga.

En el periodo de tiempo en que ambos conmutadores están abiertos, la tensión inducida en los dos devanados secundarios es nula. Como la bobina L_x impide que la corriente varíe de forma drástica, genera una corriente con el mismo sentido a la que circulaba por ella anteriormente, descargándose; si se supone que el condensador es lo suficientemente grande como para mantener la tensión constante y, dado que la bobina obliga que circule la corriente por ella, los diodos D_1 y D_2 pasaran a estar en directa y la corriente de la bobina

circulará por el condensador, aumentando más su energía y por la carga, posteriormente se dividirá entre los dos devanados secundarios, como la tensión de ambos devanados debe ser nula, la diferencia de potencial aplicada entre extremos de la bobina es $-V_o$, descargándose de forma lineal.

4.2.4. Convertidor Half-Bridge

Ya ha sido comentado que este tipo de convertidores de potencia hacen trabajar al transformador en los valores positivos (1) y negativos (2) de su curva de características B-H.

Se puede ver en la imagen 4.2.4.1 que el convertidor Half-Bridge está compuesto por dos conmutadores, los cuales han de poseer las mismas características que en cualquiera de los tipos de convertidores estudiados anteriormente, dos diodos, un filtro L-C y dos condensadores; el transformador de alta frecuencia debe tener un secundario con toma intermedia.

Circuito físico básico:

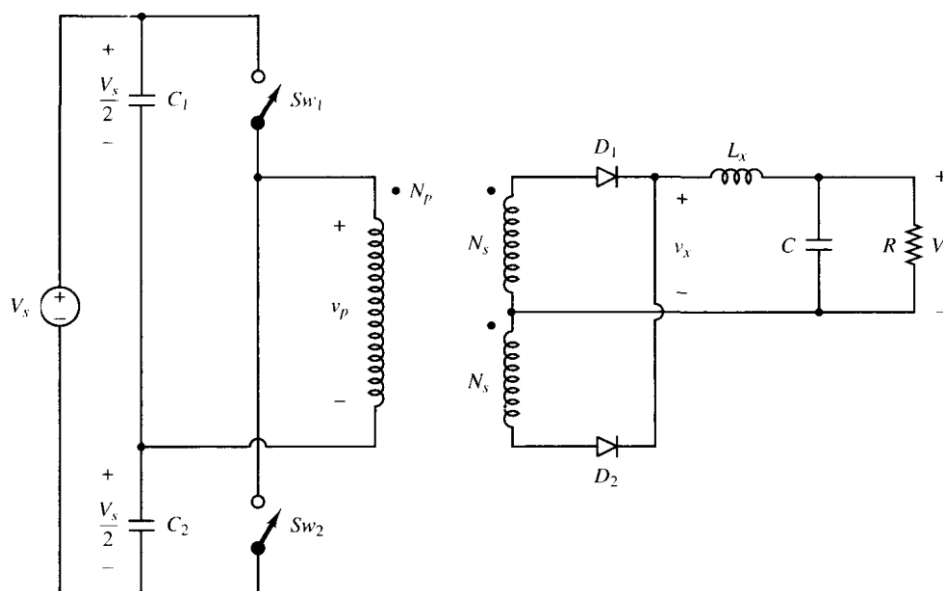


Imagen 4.2.4.1 – Convertidor Half-Bridge.

Los condensadores que se introducen en el circuito de entrada, junto con el primario del transformador son utilizados para obtener un punto medio de tensión, a partir del cual se genera la tensión alterna.

Generalmente, para asegurar un reparto de tensiones equitativo entre ambos condensadores se coloca, en paralelo a estos, resistencias de gran valor, en torno a 100K o 1M. Dado que el convertidor más usado de estos dos tipos es el de puente completo, aquí únicamente vamos a explicar que la tensión aplicada al transformador es la mitad de la que se aplica en los convertidores Full-Bridge que, al tener únicamente dos “interruptores”, la

David Serna Escolar

relación de transformación para el mismo régimen de carga debe ser el doble y que la corriente que circula por los conmutadores del Half-Bridge para el mismo régimen de carga que en puente completo es el doble.

Dado que en la mayoría de aplicaciones la potencia transmitida suele ser elevada, y por tanto, también la corriente por los conmutadores, se aplica habitualmente el puente completo, por eso vamos a explicar éste y no el Half-Bridge.

4.2.5. Convertidor Full-Bridge

Como ya sabemos éste tipo de convertidores de potencia, al igual que el de medio puente y el Push-Pull hacen trabajar al transformador en los valores positivos (1) y negativos (2) de su curva de características B-H.

Se puede observar en la figura que el convertidor full-bridge está formado por cuatro conmutadores, dos diodos, un filtro L-C y un transformador de alta frecuencia con toma intermedia en el secundario. Esta sería la configuración básica, pero también se puede realizar éste convertidor con un transformador sin toma intermedia en el secundario, sin más que poner en vez de dos diodos, un puente de diodos en el secundario.

Como cabe suponer los conmutadores cambian de estado de forma simultánea por parejas, es decir, S1 con S2 y S3 con S4. Igual que en el convertidor Push-Pull, su ciclo de servicio estará limitado a 0,5 dado que, un grupo de conmutadores trabajará el primer medio periodo y el otro grupo lo hará el otro medio periodo.

Para que no haya ningún problema de cortocircuito, se deberá introducir un tiempo muerto entre las conmutaciones de las dos parejas, para que cuando tiene el ciclo máximo (0,5) en ningún instante coincidan en estado de conducción. Este tiempo muerto se debe relacionar con el tiempo de recuperación inversa y directa de los conmutadores, y conociendo los mismos de las hojas de características, se puede relacionar con el ciclo de servicio, limitándolo a un valor inferior de 0,5. El valor al que se limitará el ciclo de servicio, viene definido por el tiempo de recuperación y el periodo de conmutación.

Lógicamente, éste tipo de convertidores tiene tres modos de funcionamiento, que pasamos a detallar a continuación:

1. S1 y S2 cerrados, S3 y S4 abiertos:

Cuando esto sucede se le aplica al transformador la tensión de entrada positiva y, debido a los puntos del transformador, se ve claramente que la tensión en el devanado superior del secundario pasa a ser positiva, mientras que la tensión en el devanado inferior del secundario es negativa, por tanto conduce D1 y D2 estará en corte, transfiriendo energía de la fuente a los componentes del filtro L-C donde se almacena parte de esta energía y a la carga.

2. S1 y S2 abiertos, S3 y S4 cerrados:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 21

En este modo de funcionamiento, la tensión aplicada al primario del transformador es la tensión de entrada negativa, por lo que atendiendo a los puntos del transformador, el diodo D1 estará en corte y el diodo D2 estará en conducción y la carga y el filtro L-C estarán recibiendo energía de la carga, de la misma forma que en el caso anterior.

3. S1, S2, S3, S4 cerrados.

En este modo de funcionamiento, la bobina L_x impide o evita que la corriente que circule por ella cambie de forma brusca, por lo que comienza a entregar parte de su energía a la carga y al condensador.

Dado que el condensador mantiene la tensión constante en el valor V_o , y que la tensión en los dos secundarios del transformador es nula, la diferencia de potencial en la bobina es $-V_o$, la corriente de la bobina circula por el condensador y la carga, posteriormente se divide entre los dos secundarios del transformador, haciendo que la descarga de la energía de la bobina sea lineal.

Circuito físico básico:

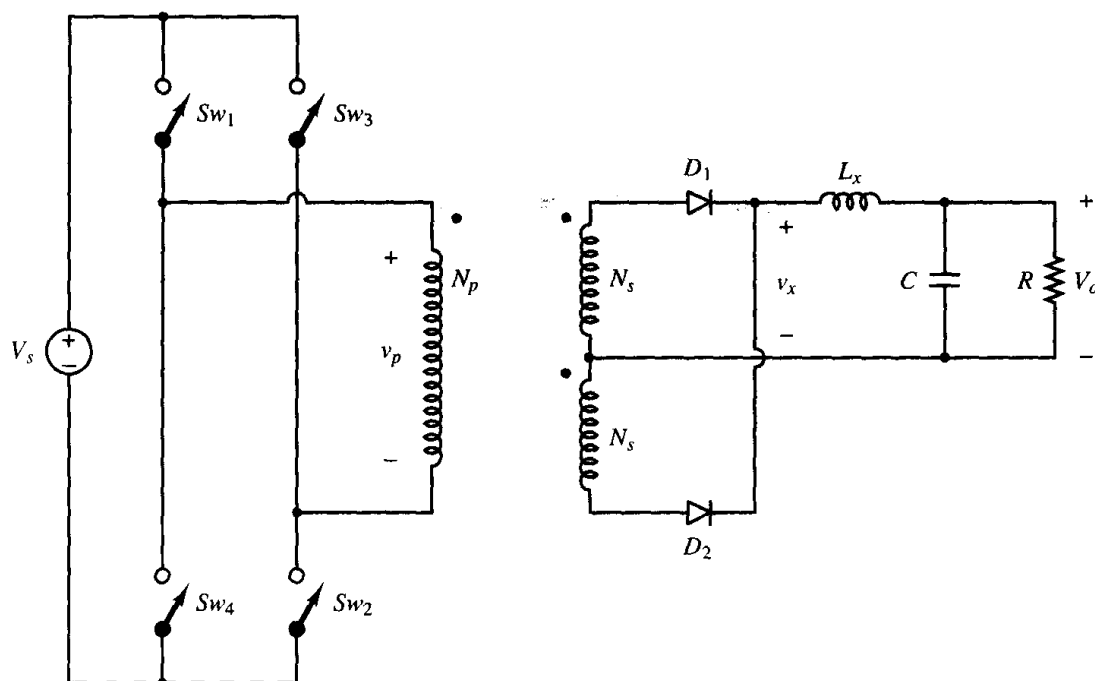


Imagen 4.2.5.1 – Convertidor Full-Bridge.

5. ELECCIÓN DE LOS CONVERTIDORES A ESTUDIAR

Una de las partes más importantes para nosotros de este proyecto es por medio de una aplicación informática de simulación, el acercamiento de la rama de la electrónica, denominada electrónica de potencia y sobre todo de los convertidores CC-CC también conocidos como fuentes de alimentación alumnado. Debido a esto, nos basaremos en la simulación de aplicaciones reales de cada uno de estos circuitos.

Por el motivo anterior, nos vemos obligados a descartar el convertidor en medio puente, sepic y zeta, dado que su uso es escaso y los requisitos de los conmutadores que se utilizan son elevados.

Una vez descartado este tipo de convertidores, considerando necesario la realización al menos de 6 practicas por parte del alumnado y debido a que de esas seis la mitad deberán ser en lazo abierto y la otra mitad en lazo cerrado, se decide realizar 3 convertidores diferentes en estas prácticas:

- Se estudiara el convertidor Flyback por:
 - Su forma típica de transmisión de la energía entre la entrada y la salida.
 - Sus escasos componentes.
 - Ser el único en que es relevante la inductancia magnetizante del transformador.
 - Su grandísimo uso para aplicaciones de baja potencia.
- Se estudiara el convertidor Forward por:
 - Ser la “antítesis” del Flyback, en lo que a transferencia de energía se refiere, ya que en este caso se transfiere energía a través del transformador durante el tiempo de conducción.
 - Sus escasos componentes.
- Se estudiara el convertidor Push-Pull por:
 - Hacer trabajar al transformador en los dos lados de su curva de características B-H.
 - La necesidad de estudiar un convertidor con varios conmutadores.
 - Su facilidad de comprensión, ya que es de funcionamiento parecido al Forward

- No se estudiarán los convertidores Half-Bridge y Full-Bridge por:
 - Su similitud de funcionamiento con respecto al Push-Pull
 - En la conmutación. de los polos de potencia.
 - En el funcionamiento de la salida del transformador.
 - Su similitud con el convertidor de CA-CC en Half-Bridge y puente completo.
 - La consideración de que el estudio de tres convertidores es suficiente para la adquisición de los conocimientos deseados en la asignatura.

6. COMPARATIVA DE SIMULADORES

[7,8,9,10,11,28,29,30,31]

Actualmente en cualquiera de las ramas de la ingeniería, y sobre todo en la rama de la electrónica, debido a su rápido avance, los proyectos realizados son cada vez más complejos, costosos y difíciles de ejecutar.

Debido a que la complejidad matemática de gran parte de los procesos de diseño, en todos los ámbitos de la Ingeniería, crece de forma exponencial se hace mas que necesario la realización de los circuitos con programas especializados en Simulación y Modelado de sistemas por Ordenador, siendo cada vez mas importante su conocimiento de uso, aplicación y funcionalidades para los ingenieros actuales.

Estos programas de simulación de sistemas también son utilizados en el área de la Electrónica de Potencia, principalmente se usan por las siguientes razones:

- Porque facilitan el trabajo directo con prototipos.
- Porque se necesita capacidad gráfica para comprobar las variaciones de las señales a estudiar en las estaciones de trabajo, y los métodos como las tabulaciones numéricas son difícilmente utilizables debido a su complejidad de comprensión.

Gracias a los ordenadores personales, con su alta potencia de cálculo y a la gran variedad de software de simulación se pueden realizar estudios muy próximos a la realidad de diferentes sistemas de ingeniería, ahorrando así grandes costes a las empresas en prototipos, estudios, pruebas, personal etc...

Por eso hasta la empresa más pequeña destinada a la ingeniería dispone de ordenadores con software de simulación de su sector o rama, para poder realizar los estudios previos necesarios, sin una gran inversión.

Durante los años en que los alumnos cursan los estudios de Ingeniería Técnica o Grado en Ingeniería, el objetivo más importante de las materias que se imparten y de la forma de impartirlas es la consecución de personal cualificado para entrar a formar parte del sistema industrial español.

Según la Universidad de Valladolid:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 25

Grado en Electrónica y Automática Industrial: “Los objetivos formativos del título persiguen capacitar al estudiante para cumplir con las actividades propias de su profesión e incluyen los siguientes aspectos:

- Formación científica básica, que le permite comprender los fundamentos de las técnicas que utilizará.
- Formación tecnológica básica, que proporciona un conocimiento básico del entorno industrial en el que desarrollara su actividad principal.
- Formación tecnológica específica, que le capacita para el ejercicio profesional y su inserción en el mundo laboral.”

Observando los dos últimos puntos, se deduce que aquella persona que consiga superar los estudios de Grado en Electrónica y Automática Industrial deberá poseer un conocimiento básico de la utilización y aplicación de los programas de simulación.

Por ello, estas prácticas se realizarán por medio de un ordenador personal y un software de simulación.

De todos los simuladores que se encuentran actualmente en el mercado, se ha decidido escoger uno de los simuladores mencionados en el libro:

Basso P.: “Switch Mode Power Supplies and Practical Designs”.

Se realizará un estudio previo, o vista general de todos los simuladores adjuntados en el mencionado libro. Posteriormente se realizará un estudio más exhaustivo de los tres o cuatro simuladores que nos parezcan más idóneos.

Para realizar la selección se atenderá a diferentes características del software como son:

- Facilidad de uso.
- Duración de la versión Demo y diferencias con la completa.
- Consumo de recursos del ordenador.
- Velocidad de simulación.
- Documentación disponible.
- Cantidad de componentes que se pueden simular sin añadir bibliotecas.
- Utilización en otras asignaturas.

6.1. Breve estudio independiente de cada simulador

6.1.1. *5spice analysis*:

[11]

Este software es el entorno gráfico del programa Winspice 3. Es un software muy sencillo e intuitivo de manejar, y se trabaja cómodamente con él.

Al arrancar, en la pantalla principal directamente aparece un plano con su correspondiente cajetín. Para realizar el esquema eléctrico deseado, aparece también por defecto una barra de herramientas, que utilizamos para encontrar los componentes necesarios para realizar el circuito deseado.

Para insertarlos, simplemente se selecciona alguno de los apartados y nos aparece un menú desplegable, para elegir el componente específico de ese tipo que deseamos insertar.

Los principales apartados que encontramos para buscar componentes en orden descendente con respecto a la posición en la barra son:

- Cables
- Resistencias, condensadores, bobinas...(elementos pasivos)
- Diodos, transistores...
- Amplificadores operacionales, transformadores, Ics...
- Fuente de voltaje y corriente
- Punteros para medición de los diferentes parámetros del sistema (test point)

Para incluir algún componente que no sea ideal, se debe seleccionar con el botón derecho el componente y seleccionar "Edit Parameter". Al hacer esto se abre la biblioteca de componentes de ese tipo en concreto, donde buscamos el componente necesitado, lo seleccionamos y aceptamos.

En este menú también podemos modificar el valor de resistencias, condensadores... la nomenclatura de los diferentes multiplicadores es como en casi todos los simuladores:

mili = "m"

micro = "u"

kilo = "k"

mega = "M"

pico = "p"

nano = "n"

Tiene una opción de crear nodos virtuales que conecten diferentes partes de un circuito, lo que facilita bastante la realización de circuitos complejos. Dentro del menú de componentes de “fuentes” se puede seleccionar el componente “Power Connection” por medio del cual se crea un nodo de tensión.

Si insertáramos otro componente igual en otro punto y lo denomináramos con el mismo nombre serían dos puntos equipotenciales del circuito, es decir, sería como una conexión eléctrica entre los dos nodos, sin el inconveniente de tener que unirlos con una línea.

Para insertar un “test point” de tensión es necesario siempre añadir una tierra, para que se referencie con respecto a algún punto, dado que los test point en éste programa no son diferenciales, sino simples.

También tiene la opción “Rotate” y “Mirror”. Principalmente la opción mirror facilita la comprensión del circuito realizado, debido a que puede cambiar la posición de los pines del componente, como su propio nombre indica como si estuvieran reflejados en un espejo.

Para realizar la simulación, se selecciona el menú “Analyze”. Seleccionamos “Select/Edit [Analysis dialog]” y dentro de este menú elegimos alguna de las tres opciones que tenemos:

1. AC

Para realizar este tipo de simulaciones, se debe seleccionar en el recuadro “Frequency” la frecuencia de la señal que vamos a introducir en el circuito, así como su magnitud. En el apartado de gráfica seleccionamos todos los valores para una correcta visualización.

Éste tipo de simulación inserta varias señales sinusoidales, cuya frecuencia está comprendida dentro del rango fijado en el menú y cuya amplitud es la seleccionada. Obtendremos así una gráfica en la que se observa el diagrama de Bode del circuito estudiado. Obtenemos también el valor máximo de frecuencia, para el cual la ganancia del circuito disminuye de 3db.

2. DC Bias

Este tipo de simulación se emplea para conocer el valor estacionario de una magnitud. Dicha simulación nos devuelve una tabla con cada uno de los valores medidos en estado estacionario.

Donde se han puesto los test point, obtendremos los valores finales, después de un tiempo determinado.

3. Transient

En éste modo de simulación se estudia el funcionamiento del circuito en el dominio del tiempo, desde el instante inicial hasta un instante decidido en el menú “Frequency”. Se debe seleccionar el modo de subida de cada una de las fuentes del circuito, así como el tipo de método de integración. El resultado se imprime en una gráfica de tiempos.

En el menú “Analysis Dialog” se observa que se puede seleccionar también la temperatura de funcionamiento, lo que facilita el estudio térmico del circuito si se conoce la temperatura a la que va a trabajar. La mejor manera de realizar correctamente este estudio térmico sería, a temperatura ambiente y a temperatura máxima a la que puede trabajar el componente.

6.1.2. B2 spice A/D:

[28]

Se trata de un software de realización y simulación de circuitos de la empresa “BeigeBag Software”, perteneciente a “Emag Technologies”.

El primer inconveniente, es que la versión de prueba para estudiantes solamente ofrece un tiempo de 45 días para trabajar con ella. Por esto, si los estudiantes se hiciesen con esta versión no podría trabajar con ella durante todo el cuatrimestre, con el consiguiente problema para la realización o repaso de las practicas en casa en caso de necesitarlo.

No existe ninguna versión o licencia educativa para la universidad, por lo que se debería adquirir la versión completa y las licencias necesarias o trabajar con la de prueba y su limitación anteriormente mencionada.

En la pantalla principal aparece un plano para realizar los esquemas. A la izquierda, se observa un menú “Workspace/Devices” que contiene 4 carpetas diferentes. Desde este menú se pueden seleccionar de forma directa los componentes que se desea insertar de la librería del programa dividida en estas 4 categorías:

- Analógico
- Digital
- Empaquetado
- Combinaciones de cables y divisores

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 29

Abriendo dentro de “Workspace/Devices” cada una de estas opciones, nos aparecerán más carpetas. En cada uno de estos submenús podemos acceder a los componentes de ese grupo que se puede insertar.

Tiene la posibilidad de trabajar de una forma muy intuitiva y rápida por medio del teclado, usando control+alt+* donde el asterisco representa una letra identificativa del componente a insertar en el esquema.

Si se desean insertar componentes ideales, aparte del menú anterior y los comandos de teclado se podría hacer por medio del menú commonparts.

Para configurar los elementos insertados desde el menú “commonparts”, o por combinaciones del teclado, se hace doble click sobre ellos con el botón izquierdo del ratón. Se verá un menú desplegable donde se puede seleccionar los parámetros propios de cada componente.

Para insertar los diferentes medidores de tensiones y corrientes en nodos, dentro del menú “Workspaces/Devices” en la carpeta “Analog”, y en la subcarpeta “Analog meters”, podremos seleccionar el tipo de medidor deseado.

En el menú “Simulation”, si seleccionamos la opción “Set up simulation”, aparecerá una ventana con las opciones seleccionables. Si seleccionamos cada una de las opciones y pinchamos sobre su nombre aparecerá un menú desplegable para ajustar los diferentes parámetros de simulación.

Cada uno de estos menús de simulación están lo suficientemente explicados como para que teniendo un conocimiento mínimo de inglés, saber qué se debe seleccionar o no y qué valores se deben insertar en cada posición.

Este programa consume bastantes recursos del PC en las pruebas realizadas. Además, los componentes no se insertan con la fluidez esperada.

6.1.3. Make db:

Directamente no hemos conseguido trabajar con este programa, por lo que no ha sido probado.

6.1.4. Tina PCB:

[31]

Como su propio nombre indica, está realizado, preparado y optimizado para trabajar principalmente con circuitos PCB. Consideramos que no es el mejor software de los estudiados en este documento para realizar las simulaciones necesarias en las prácticas de la asignatura.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

El gran enfoque que tiene este programa hacia los circuitos físicos reales hace bastante incómodo el trabajo con circuitos de otras características como los que estudiamos nosotros.

Si en un momento dado, el rumbo de la asignatura actual virase hacia tecnología electrónica, o se deseara que las prácticas fuesen simulaciones de circuitos físicos sobre una placa de circuito impreso, de todos los simuladores estudiados en este documento, este sería sin duda alguna el idóneo.

6.1.5. Start icaps: [29,30]

Se trata de un software de la empresa Intusoft. Para insertar componentes hay 4 formas diferentes de hacerlo, con las combinaciones de teclas de cada componente particular. Por medio del menú “Parts” y con “Parts Browser”, o por medio de la barra que aparece en el margen izquierdo de la pantalla, la tercera opción abre una ventana emergente, en la que se puede buscar dentro de las diferentes bibliotecas que tiene este programa.

En la cuarta opción, aparecen cinco pestañas diferentes: “Fuentes”, “Analógicos”, “Discretos” y “Simulación y Test”. En cada una de estas pestañas aparecen un conjunto de componentes específicos de las librerías para poder insertar directamente. Estos componentes se pueden editar o modificar por medio del menú “Parts Bin Editor”.

Cada parte del circuito se podrá elegir desde su correspondiente pestaña. También hay una serie de diferentes combinaciones de teclas, por medio de las cuales se pueden realizar diferentes operaciones.

Para seleccionar un componente insertado en el esquema, se deben pulsar las teclas Shift+botón izquierdo del ratón sobre el componente que se desea seleccionar, o bien realizando un recuadro de derecha a izquierda encerrándolo dentro.

Se puede borrar cualquier parte del circuito mediante la combinación de teclas Ctrl+X.

Si se hace doble click sobre los valores de cada uno de los componentes, se pueden modificar los mismos por medio del menú emergente que aparece, denominado “Properties”.

Es necesario mencionar que en las pruebas realizadas no se han encontrado los transformadores con toma intermedia, los cuales son necesarios para estas prácticas.

Este programa como la mayoría de programas de simulación realiza un “netlist”. La principal diferencia que vemos con la mayoría es que se puede editar directamente, definiendo las conexiones de los diferentes componentes por texto.

Se pueden realizar esquemas con varias capas diferentes. Una gran ventaja de este programa es la posibilidad de guardar todos los esquemas en el formato universal de dibujos técnicos: *.DWG.

Las fuentes se pueden modificar con un menú contextual similar al utilizado por la empresa “Beige Bag”, en el programa “B2 spice A/D”. Para realizar la simulación existen 5 tipos diferentes de símbolos disponibles.

Para realizar una simulación se debe pulsar el botón “Analysis Wizard” del menú. En este menú aparecen 5 simulaciones posibles. Tras elegir la deseada pulsamos Next, y aparecerán paulatinamente todos los parámetros que se deben configurar para la correcta simulación del sistema.

En cada menú que nos aparece tras pulsar el botón de Next, aparece explicado qué parámetro es el que se tiene que introducir

La principal ventaja de este simulador con respecto a otros, es que tiene la posibilidad de realizar la simulación térmica de forma concreta y precisa, lo que para la mayoría de circuitos de la rama de Electrónica de Potencia es el mayor problema.

6.1.6. Top Spice:

[7]

Es un software desarrollado por la empresa Penzar Development. Como la mayoría de software de simulación dispone de dos métodos de introducción de los circuitos: el modo Texto (Netlist) y el modo Gráfico (Schematic). Dicho simulador se basa en el programa SPICE.

Este software posee la capacidad de realizar simulaciones digitales y analógicas de forma conjunta, a la vez que la de realizar bloques funcionales. Como la mayoría de su sector, es compatible con el standard Spice y Hspice.

Al abrir el programa se obtiene una pantalla principal bastante sobria y simple. Los esquemas se realizan directamente sobre un plano de A3 con sus respectivos cuadrantes.

En la barra típica superior del menú de Windows encontramos la opción “Insert”, por medio de la cual se introducen los componentes deseados. En la barra inferior a ésta tenemos varias opciones, como pueden ser: zoom, abrir la Librería de símbolos, insertar componente digital, tierra, medidor, nombre de conexión o cableado, inserción de cableado etc...

David Serna Escolar

En el menú insert se pueden seleccionar los símbolos básicos y modelos ideales de funcionamiento, mientras que en el menú de librería se puede insertar cualquier componente que esté guardado.

La ventaja de este método de inserción desde librerías, es que si se dispone de las mismas para otros programas que hayan sido realizadas basándose en el standard de Spice, este programa las leerá y trabajara con ellas sin ningún tipo de incompatibilidad. Este hecho facilita y amplía mucho las posibilidades de este sistema, sobre todo si se dispone de bibliotecas en el standard.

La biblioteca precargada por defecto en este simulador es más amplia que la mayoría de las de los simuladores estudiados: dispone de unos 350 esquemas de circuitos precargados en el programa. Todos los componentes necesarios para nuestras simulaciones están disponibles en la biblioteca por defecto, lo que facilita el trabajo con los diferentes circuitos y el acercamiento del alumno a la situación real.

Este programa y su interfaz son muy similares a los utilizados en las prácticas de Tecnología Electrónica.

La forma de trabajar con el modo schematics es simple. Como en el resto de simuladores, se insertan los componentes y se realizan las conexiones de los mismos por medio del cableado.

Dentro del menú “Simulation” podemos encontrar el menú “Setup”, por medio del cual se puede configurar todo lo referente a la simulación del esquema actual. Tiene varios modos típicos de funcionamiento con sus respectivas opciones de simulación, como son:

- DC Bias Point
- DC Sweep
- Transient Analysis
- AC Sweep

Además, incorpora las siguientes opciones:

- Imprimir los datos obtenidos con la simulación
- Guardar los datos obtenidos con la simulación
- Auto Plot

- Análisis del ciclo de temperatura
- Parámetros de configuración de los pasos
- Más opciones no utilizadas

Posee la ventaja de incorporar un Post-Procesador para realizar cálculos de las señales obtenidas por medio de cualquier simulación, por medio del cual se pueden realizar, entre otras, las siguientes operaciones:

- Gráficos de Smith
- Gráficos Polares
- Realizar las medidas básicas (Valor medio, máximo, mínimo...)
- Análisis de la forma de onda
- Expresión de la gráfica como función (simple o de números complejos)
- Otra serie de opciones

6.1.7. Microcap:

[8]

Se trata un software de simulación de la empresa Spectrum-Soft. Al abrir el programa, nos aparece en la parte posterior una ventana por defecto con 3 barras de herramientas abiertas, y a la izquierda nos aparecerá el panel de componentes.

Para seleccionar cualquier objeto se debe navegar por las carpetas que aparecen en su librería, hasta encontrar el deseado. Una vez encontrado el componente que se desea insertar en el circuito, se debe seleccionar con el botón izquierdo del ratón, y manteniéndolo presionado, colocarlo en la zona deseada del esquema. Posteriormente con el botón derecho se puede rotar.

Para seleccionar todas las opciones diferentes de cada uno de los componentes insertados, el programa abre directamente un menú contextual para que configurar los parámetros deseados. También se puede hacer doble click sobre el objeto con el botón izquierdo y aparecerá el mismo menú contextual por medio del cual se pueden modificar sus características.

En el caso de las fuentes por ejemplo, hay una opción denominada "Plot". Si se selecciona, muestra la forma de onda de la señal seleccionada en ese momento. Este menú contextual es bastante auto explicativo y fácil de comprender.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 34

Después de varias pruebas se aprecia la facilidad de inserción de componente, modificación de parámetros, inserción de cables etc... Y lo que es más importante, la existencia de una combinación de teclas rápida e intuitiva para realizar las diferentes opciones.

Dentro de su biblioteca se incorporan los circuitos que se desea estudiar y diseñar en estas prácticas.

Tiene las mismas opciones de simulación que casi todos los software ya estudiados:

- Transient Analysis
- DC Analysis
- AC Analysis

· Transient Analysis:

En el menú “Transient Analysis Limit”, se pueden modificar todos los parámetros referentes a este tipo de simulación. En la parte superior tenemos una serie de botones diferentes (Run, Add, Expand,...). En la parte justo inferior a estos botones aparecen las opciones generales de simulación, máximo tiempo, opciones de simulación... Una que nos ha parecido de las más importantes es la opción de “Temperature”, donde se puede seleccionar la forma de aumento de la misma y el valor inicial del que se parte.

En el recuadro inferior, aparecen todas las señales que se pueden medir en el circuito en función de las marcas que se ha puesto en el mismo, repartidas en filas. En cada fila a la derecha del todo aparecen 4 recuadros diferentes desde los cuales se modifican por orden de izquierda a derecha:

- Lineado de eje de las X, subdivisiones, valor máximo y mínimo
- Lineado del eje de las Y, subdivisiones, valor máximo y mínimo
- Selección del color del menú
- Forma en que se guarda la tabla de valores de salida de la simulación

Seleccionando en los recuadros X expression e Y expression aparece un menú denominado “Variable List”, para modificar mas parámetros.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

El resto de apartados de esta simulación no se comentarán, dada su simplicidad para deducir qué se modifica en cada uno de ellos.

· AC Analysis:

El menú “AC Analysis Limits” es idéntico al de la simulación Transitoria. Únicamente cambian las opciones propias de esta simulación, pero el menú es el mismo: con los mismos botones superiores de configuración, misma distribución etc...

En este caso de simulación, como en casi todos, se introduce una señal alterna y se observa la variación de cada uno de los parámetros realizando un Bode de los mismos. En el apartado “Frequency Range”, se introduce el rango de frecuencias que se estudiarán en esta simulación.

La última opción de las opciones de Curva, que en el caso anterior no aparecía, sirve para seleccionar que la gráfica se dibuje en Bode o forma rectangular, en forma polar o como gráfico de Smith.

· DC Analysis:

En DC Analysis Limits, aparece un menú igual que en el resto de simulaciones. En este menú se puede modificar prácticamente lo mismo que en la anterior, excepto los parámetros propios de las anteriores simulaciones.

También se puede seleccionar el número de puntos que se dibujarán o se medirán para realizar la simulación.

Tras realizar la simulación, en la pantalla de representación se puede realizar lo propio de cualquier gráfica: ampliar, medir el punto... pero también dispone de varios botones por medio de los cuales obtenemos el siguiente valor máximo o mínimo, el valor máximo o mínimo absoluto de la gráfica, el punto de inflexión...

Dentro del menú “Parameter Functions”, se pueden obtener los parámetros que identifican la función de transferencia del sistema propio que se está estudiando. A la izquierda del todo de este menú, aparece un recuadro con un desplegable para seleccionar el tipo de parámetro que se desea medir. Con cada uno de estos parámetros, se puede realizar un estudio exhaustivo de la forma de onda obtenida por medio de la simulación.

También se dispone de la simulación o análisis animado, el cual abre dos ventanas, una en la que aparece el circuito y otra en la que aparece la simulación.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 36

6.1.8. Multisim:

[9]

Es un programa de software de la empresa National Instrument, conocido fabricante de dispositivos electrónicos. Nada más abrir el programa, debido que se trata de una Demo en nuestro caso, siempre pide que se le introduzca el código o número de la licencia, para convertir dicho programa en el programa completo.

Tras cancelar el proceso de introducción del código aparece una ventana típica de Windows, en la que se observa un cuadro central de dibujo de esquemas. Si nos fijamos en la parte inferior de este cuadro para dibujar esquemas, aparecen varias pestañas, lo que implica que podemos trabajar con varios esquemas a la vez.

Se observa una barra a su izquierda denominada “Design Toolbox”. En la parte superior aparecen las barras típicas de cualquier programa de Windows y, debajo de las mismas, aparece la denominada “component toolbar”.

En la barra de componentes hay diferentes símbolos que representa de forma bastante fiel lo que se puede insertar. Enumeraremos los mas importantes por orden de aparición de izquierda a derecha:

- | | | |
|--------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| • Fuentes | • Componentes TTL | • Indicadores (7 segmentos...) |
| • Componentes básicos | • Componentes CMOS | • Varios |
| • Diodos | • Varios componentes digitales | • Componentes Electromecánicos |
| • Transistores | • Elementos mixtos | • Microprocesadores |
| • Componentes analógicos | • Fuentes de potencia | |

Dentro de la barra de instrumentación, aparecen también varios objetos como son el multímetro, el vatímetro, el generador de funciones, el osciloscopio, el ploteador de Bodes, el contador de frecuencia, amperímetro... etc. Si se deja el ratón unos segundos sobre alguno de los iconos de cualquiera de estas barras de herramientas, aparecerá el nombre del icono.

La forma de insertar cualquier componente en el circuito, es mediante la barra de herramientas mencionada anteriormente o por medio de la ejecución de una búsqueda del objeto que se desea agregar al circuito.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 37

Tras pulsar en el grupo correspondiente, en la barra de herramientas de inserción de componentes, aparecerá un dialogo o menú contextual por medio del cual se puede seleccionar el deseado dentro de una biblioteca.

Se puede modificar la orientación en el circuito por medio de los siguientes comandos:

- Ctrl+R = Rota 90 grados el componente en el sentido de las agujas del reloj
- Ctrl+shift+R = lo mismo que antes pero en sentido inverso a las agujas
- Alt+X = realiza la denominada opción de espejo en el eje X(Horizontalmente)
- Alt+Y = realiza lo mismo que antes pero en el eje Y (verticalmente)

Para realizar el cableado del circuito, basta con hacer click sobre alguno de los pines de un componente y se activará la opción de cableado automáticamente. Si se desea cablear a cualquier lugar que no sea un pin, basta con doble click en el sitio deseado y el programa lo reconocerá como una unión de cableado.

Para realizar una simulación, es necesario introducir alguno de los elementos de instrumentación que aparece en su correspondiente barra de herramientas. Cuando se simula, el software realiza y comprueba el netlist, para asegurarse de que no haya ningún error antes de realizar la simulación, generando posteriormente un archivo de texto.

Este programa puede realizar simulaciones directamente desde un documento de texto de forma directa, sin necesidad de esquema. La simulación realiza operaciones matemáticas y varios tipos diferentes de algoritmos, pero en este caso la forma de seleccionar el tipo de simulación que realizará el programa es por medio de los elementos de instrumentación. Según el tipo de instrumento de medida que se introduzca, así simulará.

Para observar los valores o gráficas que entrega cada medidor, hay que seleccionarlos dos veces con el botón izquierdo del ratón. Este procedimiento de simulación se asemeja bastante a la realización práctica de los circuitos y la medición de sus magnitudes.

Además, en este apartado se dispone de lo que se suele denominar postprocesador. Gracias al cual se pueden realizar operaciones y relaciones entre diferentes magnitudes medidas o simuladas con anterioridad.

6.1.9. Psim:

[10]

Se trata de un software diseñado por la empresa PowersimTech. Realmente se compone de 3 programas diferentes:

- Programa para edición de esquemas de circuitos (SIMCAD)
- Programa de simulación (PSIM)
- Visualización gráfica de las formas de onda (SIMVIEW)

Al iniciar el programa se abre una ventana informándonos del número de compilación, el copyright y la forma de contacto de la empresa. Lo primero que debemos hacer al iniciar el programa es abrir un esquemático, ya sea uno nuevo o uno ya realizado.

En la parte superior tenemos la típica barra de herramientas de Windows. Debajo de esta, encontramos otra barra cuyas principales opciones diferenciadoras son las de la derecha de la barra. En la parte inferior del cuadro central encontramos la barra de inserción o búsqueda de elementos.

Si se desea insertar un objeto, se debe acceder a la pestaña “Element” o con la barra de herramientas inferior. Todos los componentes están ordenados de forma que es fácil encontrar el deseado.

Una vez seleccionado un componente aparece sobre el ratón a la espera de la decisión de donde colocarlo. Cuando se ha ubicado, para realizar cualquier modificación de sus parámetros, se debe abrir el menú contextual, haciendo doble click sobre él. También se puede rotar o girar a espejo, por medio de esas opciones.

Para realizar el cableado, utilizamos el botón en el que aparece un bolígrafo en la barra de herramientas superior.

No permite realizar la simulación teniendo algún elemento sin conectar o en vacío, lo que es una gran ventaja para saber si hay algún cable mal conectado, o algún pin está en vacío.

Una de las principales ventajas de este simulador frente al resto de los comparados en este documento, es su velocidad de simulación. Es bastante más rápido que el resto de software basados en Pspice.

Es un software que está bastante enfocado a la utilización del mismo en la electrónica de potencia, incluyendo motores, generadores, bloques de potencia...

Psim sólo tiene la simulación transitoria o con respecto al tiempo de sus circuitos. Si entramos en el menú de “Simulation control”, nos aparece la posibilidad de modificación de los parámetros mas clásicos de simulación transitoria, como son:

- Tiempo total
- Pasos de tiempo de la simulación o cálculo
- Tiempo a partir del cual guarda los valores
- Intervalo de tiempo con el que se guardan los valores.

La visualización de los valores de simulación se realiza por medio del programa Simview, el cual dispone del conocido post-procesador para realizar operaciones entre variables, calcular valores máximos, mínimos, potencias... etc.

Tras iniciar Simview aparece un menú para seleccionar cual de todas las variables medidas o simuladas, se quieren graficar y estudiar. Una vez en la ventana gráfica, se pueden añadir otras gráficas desde el menú “Screen-Add”.

6.2. Comparación de simuladores

De todos los simuladores estudiados anteriormente, consideramos que los que pueden ser más útiles para nosotros son:

- TopSpice
- Psim
- Microcap
- Multisim

Atendiendo a lo expuesto en el primer apartado de esta comparativa, realizaremos una tabla, en la que se observara de forma subjetiva (a criterio de los realizadores del proyecto) cual es el orden entre los simuladores en cada una de las categorías estudiadas.

Ésta selección se basa en el siguiente sistema de puntuaciones:

- 1: Muy bueno
- 2: Bueno
- 3: Normal
- 4: Malo

Observando la tabla anterior, se deduce que el orden de preferencia de utilización en estas prácticas concretas de los simuladores analizados es:

1. **Psim**
2. Topspice
3. Multisim
4. Microcap

Por todo lo expuesto anteriormente, el simulador que se utilizara en estas prácticas será **PSIM**.

	Psim	Topspice	Microcap	Multisim
Facilidad de uso	1	2	3	4
Duración de la versión Demo y diferencias con la completa	2	1	3	4
Consumo de recursos del ordenador	1	4	3	2
Velocidad de simulación	1	3	4	2
Documentación disponible (libre)	1	4	3	2
Cantidad de componentes que se pueden simular sin añadir bibliotecas	4	1	2	3
Utilización en otras asignaturas	1	4	4	4
NOTA FINAL	1,57	2,71	3,14	3

Tabla 6.2.1. Comparativa de simuladores

7. DOCUMENTACIÓN PREVIA A LA REALIZACIÓN DE LAS PRÁCTICAS [1,2,3,4,6,19,20,24,25,26]

7.1. Formulario

[1,2,3,4]

Consideramos necesaria la aportación al alumnado de una serie de fórmulas básicas teóricas, para facilitar la realización de las prácticas y sobretodo la comprensión de los diferentes convertidores y su funcionamiento.

7.1.1. Flyback

En este apartado vamos a detallar los conocimientos teóricos necesarios para realizar las prácticas de la asignatura.

La variación de corriente en la inductancia magnetizante cuando el interruptor está cerrado sería:

$$(\Delta i_{Lm})_{\text{cerrado}} = \frac{V_s D T}{L_m}$$

Cuando el interruptor está abierto, la inductancia magnetizante sufre la siguiente variación de corriente:

$$(\Delta i_{Lm})_{\text{abierto}} = - \frac{V_o (1 - D) T}{L_m} \frac{N_1}{N_2}$$

Si igualamos ambas ecuaciones, dado que la variación neta de corriente debe ser cero, para que no se quede nada de energía en la bobina, obtenemos la siguiente expresión:

$$\frac{V_s D T}{L_m} - \frac{V_o (1 - D) T}{L_m} \frac{N_1}{N_2} = 0$$

Por medio de la cual podemos calcular cualquier parámetro de los que aparecen en la formula anterior conociendo el resto.

Suponemos un circuito con transferencia de potencia ideal, es decir, que toda la potencia entregada por la fuente es absorbida por la carga, con lo que obtenemos:

$$P_s = P_o$$

$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R}$$

Y despejando la corriente media por la inductancia magnetizante obtenemos la siguiente ecuación:

David Serna Escolar

$$I_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_s DR}$$

Aplicando todas las fórmulas de la corriente anteriormente estudiadas, es lógico pensar, que el valor máximo de la corriente en la inductancia es, el medio más la mitad de la variación, mientras que el mínimo es, el medio menos la mitad de la variación, por lo que se obtienen las siguientes fórmulas:

$$I_{Lm_{max}} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 + \frac{V_s DT}{2Lm}$$

$$I_{Lm_{min}} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 - \frac{V_s DT}{2Lm}$$

Por lo que si conocemos la tensión de entrada, el ciclo de servicio, la relación de espiras y la inductancia magnetizante podemos obtener el valor mínimo y el valor máximo de la corriente por la inductancia.

Si se desea conocer el límite o frontera entre conducción continua y discontinua, bastaría con igualar $I_{Lm_{min}}$ a cero y así obtenemos los valores mínimos o máximos, según su colocación en la formula del parámetro que deseamos calcular del convertidor:

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \frac{V_s DT}{2Lm} = \frac{V_s D}{2Lmf}$$

Habitualmente conocemos todos los parámetros de convertidor a excepción de la inductancia magnetizante, así que simplificando obtenemos:

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$$

El rizado en la tensión de salida debido al filtro, viene definido por la siguiente fórmula:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

Si el convertidor trabaja en modo de conducción discontinua sabemos que la corriente mínima por la inductancia es 0 y que la máxima es igual a la variación neta positiva en cada uno de los ciclos:

$$I_{Lm_{max}} = \frac{V_s DT}{Lm}$$

Por lo que la corriente de entrada es:

$$I_s = \frac{V_s D^2 T}{L_m}$$

Como sabemos que la transferencia de potencias entre la entrada y la carga es ideal obtenemos la siguiente relación:

$$V_o = V_s D \frac{\sqrt{R}}{\sqrt{2L_m f}}$$

Por medio de todas las formulas explicadas brevemente en este capitulo, debemos ser capaces de obtener cualquier parámetro desconocido de un convertidor Flyback, sin más que simplificar u operar sobre las mismas.

7.1.2. Forward

En este apartado estudiaremos las fórmulas básicas para poder dar solución a las prácticas de este tipo de convertidores.

Cuando el interruptor del convertidor esta cerrado, D3 esta en corte, por lo que una tensión positiva polariza directamente a D1 e inversamente a D2. Si suponemos la tensión de salida $V_o = \text{constante}$, estudiando la corriente en la bobina L_x obtenemos que la variación de corriente es:

$$(\Delta i_{L_x})_{\text{cerrado}} = \left[V_s \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - V_o \right] \left(\frac{DT}{L_x} \right)$$

Y por lo tanto la intensidad en la inductancia magnetizante L_m es:

$$\Delta i_{L_m} = \frac{V_s DT}{L_m}$$

Se observa de forma clara que la corriente en L_m y L_x aumenta de forma lineal cuando el interruptor está cerrado, por lo que la corriente en el conmutador es:

$$i_{sw} = i_1 + i_{L_m}$$

Cuando el interruptor del convertidor está abierto, se induce una corriente $I_1 = -I_{L_m}$, polarizando D1 en inversa, por lo que D2 pasa a estar en conducción y D3 en directa.

Por lo anterior se obtiene que la variación de corriente de L_x cuando el interruptor está abierto es:

$$(\Delta i_{L_x})_{\text{abierto}} = - \frac{V_o(1 - D)T}{L_x}$$

Como la variación neta de la corriente de la bobina L_x debe ser nula, obtenemos:

$$\left[V_s \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - V_o \right] \left(\frac{DT}{L_x} \right) - \frac{V_o(1-D)T}{L_x} = 0$$

Si simplificamos de esta formula la tensión de salida obtenemos:

$$V_o = V_s D \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

Para que se cumpla lo anteriormente descrito, el convertidor debe estar trabajando en modo de conducción continua.

Por otra parte la corriente en L_m se debe anular antes de cada periodo para que, se pueda desmagnetizar el núcleo del transformador; para que esto suceda la variación de corriente con el interruptor abierto debe ser igual que la variación con el interruptor cerrado, por lo que:

$$\frac{\Delta V_{Lm}}{\Delta T_x} = -\frac{V_s DT}{L_m} = -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right)$$

Donde T_x es el tiempo necesario para que se anule la corriente por L_m .

Tomando t_0 como el instante en que se anula la corriente obtenemos:

$$t_0 = DT + DT \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = DT \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right)$$

De la ecuación anterior se deduce que la relación de espiras o el ciclo de servicio máximo que lo cumple es:

$$D \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) < 1$$

El rizado de la tensión de salida es:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8L_x C f^2}$$

7.1.3. Push-pull

En primer lugar vamos a definir como conmutador 1 el conmutador de la derecha y como conmutador 2 el de la izquierda y no vamos a tener en cuenta los efectos de L_m en el convertidor, dado que se desmagnetiza en cada ciclo de operación y que la variación neta de su corriente es nula.

Una vez realizadas estas anotaciones vamos a estudiar las fórmulas que explican su funcionamiento.

Si el conmutador 1 está cerrado (lógicamente el conmutador 2 debe estar abierto), se genera una tensión V_{s1} en el secundario del transformador. Basándonos en los puntos del transformador D1 pasa a estar en directa y D2 en inversa; si suponemos que la tensión de salida V_0 es constante, esto implica que la tensión en la bobina L_x es:

$$V_{Lx} = V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0$$

Y por tanto la variación de corriente en L_x en este periodo es:

$$(\Delta i_{Lx})_{cerrado} = \left(\frac{V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0}{L_x} \right) DT$$

Ahora suponemos cerrado el conmutador 2 (y lógicamente abierto el conmutador 1), lo que genera una tensión V_{s2} en el secundario del transformador. En este caso D1 está polarizado inversamente y D2 está polarizado directamente, de nuevo, suponiendo que la tensión de salida es constante, la bobina L_x soportará una diferencial de potencial entre terminales de:

$$V_{Lx} = V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0$$

Que como se puede observar es un pulso de tensión positivo.

Cuando los dos conmutadores se encuentran abiertos, la tensión que soporta la bobina es la tensión de la salida, por lo que:

$$V_{Lx} = -V_0$$

Cuando ambos interruptores están abiertos la variación de corriente en L_x es:

$$(\Delta i_{Lx})_{abierto} = - \left(\frac{V_0}{L_x} \right) \left(\frac{1}{2} - D \right) T$$

Dado que la que la variación neta de corriente por la bobina debe ser nula se obtiene la siguiente igualdad:

$$\left(\frac{V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_0}{L_x} \right) DT + \left(\frac{V_0}{L_x} \right) \left(\frac{1}{2} - D \right) T = 0$$

Si se simplifica la formula anterior para obtener V_o :

$$V_o = 2V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D$$

El rizado de la tensión de salida debido al filtro es:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - 2D}{32L_x C f^2}$$

7.2. Manual del simulador

[10]

Para facilitar la interacción del alumnado con el software de simulación, principalmente durante las primeras practicas, se ha realizado un breve manual explicativo.

7.2.1. Interfaz de la aplicación

Al iniciar la aplicación, aparecerá el interfaz propio del programa:

Pestañas: Las que más nos interesan son:

- **File:** incluye las opciones típicas de trabajo con archivos (crear nuevo, salvar, cargar, archivos recientes...)
- **Edit:** reúne las opciones de copiar, pegar, deshacer, dibujar diversos objetos...
- **View:** Lista de elementos, zoom, opciones de visualización de barra de herramientas...
- **Elements:** Dentro de esta pestaña se pueden encontrar los componentes necesarios para crear el circuito.
- **Simulate:** Opciones propias de simulación del circuito.

- **Help:** si desplegamos esta pestaña, es posible obtener información sobre los diversos componentes disponibles en la aplicación.

Barras de herramientas:

- **Toolbar:** Nos provee de un acceso rápido a algunas opciones de las pestañas.
- **Element Toolbar:** Nos facilita el acceso a algunos de los elementos básicos del circuito.

Para crear un archivo nuevo, se seleccionará con el botón izquierdo del ratón en file/new, y aparecerá la ventana de trabajo, donde se emplazará el circuito a simular.

7.2.2. Inserción de componentes

En la pestaña **Elements**, encontramos todos los elementos disponibles para crear el circuito. Las categorías más importantes en nuestro caso son:

- **Power:** En esta opción tenemos los elementos pasivos, polos de potencia, transformadores, amplificadores operacionales, etc.
- **Control:** se pueden insertar desde este menú filtros, bloques computacionales, puertas lógicas, comparadores, controladores, etc.
- **Other:** Dentro podemos encontrar sensores de voltaje y corriente, bloques de función, controladores de polos de potencia.
- **Sources:** En esta opción están las fuentes de tensión y corriente y la tierra.

Una vez escogido un componente, aparecerá en la pantalla a la espera de que decidamos dónde queremos emplazarlo, esta colocación se realiza con el botón izquierdo del ratón, pudiendo poner el número de elementos que queramos sin volver a

seleccionarlo. Cuando aún no lo hemos emplazado, con el botón derecho del ratón giraremos el componente 90 grados.

Cuando hayamos puesto en el circuito el número de componentes del mismo tipo que queramos, para anular la selección de componente pulsamos la tecla “Esc”. Ya está el componente en el circuito.

Una vez insertado el componente podemos cambiar la polaridad de izquierda a derecha o de arriba abajo seleccionándolo y seleccionando la opción de la **Toolbar “Flip the selection”** o rotar igual que anteriormente solo que ahora la opción seleccionada será “Edit-Rotate”.

Para nombrar y dar valores a los componentes, hacemos doble clic en el mismo y aparecerá una ventana emergente donde se muestran los parámetros del componente. Dentro de dicha ventana podremos escribir los valores que necesitemos, los valores de cada componente se deben escribir por medio de la introducción del valor seguido de un sufijo, los sufijos que se utilizan son:

- | | | |
|------------|-------------|--------------|
| - P (pico) | - U (micro) | - K (kilo) |
| - N (nano) | - M (mili) | - MEG (mega) |

Se debe introducir únicamente la letra, en minúsculas, sin la unidad que aparece entre paréntesis.

En la parte inferior de este menú contextual aparece una ventana denominada “**Current Flag**”, si vale 1, indica que se guardará el valor de la corriente que circula por el componente, lo que implica que se podrá visualizar con Simview de forma directa, sin necesidad de un medidor de la misma.

A la hora de unir los componentes, utilizaremos la opción **Edit/place wire**, o en la **Toolbar** la opción “**Draw a wire**”. El puntero se convertirá en un lápiz y con él uniremos los componentes. Cuando hayamos acabado con el cableado, pulsamos **Esc** para anular la opción de dibujar cable.

Llegados a este punto ya tenemos el circuito dibujado.

Hay que tener en cuenta que en esta versión demo tenemos una limitación de nodos y, si nos pasamos de ese valor, no podremos simular. Tampoco nos dejará simular si introducimos algún subcircuito, pero en estas prácticas no tendremos este problema.

7.2.3. Simulación del circuito

Antes de pasar a la simulación, debemos conectar sensores de voltaje o de corriente. Algunas opciones para realizar esto son: **Voltage probe**, que medirá la tensión en el punto donde lo empecemos respecto a masa, **Voltage probe (between two nodes)**, el cual mide la tensión entre dos puntos del circuito que decidamos, y **Current probe**, el cual hay que emplazarlo, como ya sabemos, en serie con el elemento cuya corriente queremos medir (este medidor es el que se puede eliminar si marcamos la opción del menú emergente de cada componente “Current Flag”).

7.2.3.1. Parámetros de simulación

Ahora, para simular debemos ir a **Simulate/simulation control**, donde aparecerá un reloj que debemos situar en alguna parte del circuito. Al colocarlo, nos aparecerá la ventana para definir los parámetros de simulación del circuito donde, los que nos interesan son:

- **Time step:** Es el período de muestreo de la señal. El programa evalúa la señal a simular con el período que definamos, es decir, realizará un cálculo cada “Time step”. Hay que tener en cuenta que éste período debe ser al menos dos veces menor que la frecuencia de conmutación del circuito, para evitar situaciones de “Aliasing”.
- **Total time:** El tiempo final de muestreo.
- **Print time:** Tiempo desde donde comienza a mostrar por pantalla la simulación realizada.
- **Print step:** Aquí definimos cuantos periodos de muestreo deben pasar entre que se muestra por pantalla un valor de la señal. Es decir, como por defecto tenemos “1”, querrá decir que mostrará en la pantalla el valor de la función cada período de muestreo.
- **Load Flag:** Permite cargar condiciones iniciales en la simulación.
- **Save Flag:** Permite guardar los últimos valores de la simulación, para usarlos como condiciones iniciales en algún instante posterior.

Se debe tener en cuenta que en esta versión demo, no podemos simular más de 6000 puntos, por lo que si nos pasamos de ese punto al dar valores a los parámetros, el programa cortará la simulación cuando llegue a 6000 puntos, avisándonos previamente.

7.2.3.2. Simulación y ejecución de SIMVIEW

Una vez hayamos determinado los parámetros, el siguiente paso es arrancar la simulación. Esto se hace en **Simulate/Run simulation**, o la opción en la **Toolbar “Run simulation engine”**. Una vez arrancada la simulación, si hay errores aparecerá una ventana de aviso, señalando el tipo de error y el componente que lo produce. Si no hay errores comenzará la simulación y podremos observar su progreso en la parte inferior derecha de la ventana del programa.

Cuando acaba de calcular, aparece una ventana de aviso y mostrándonos la opción de ver los warnings (si los hay), posteriormente para visualizar los valores calculados se debe arrancar **SIMVIEW** (en el caso de que hayamos emplazado en el circuito sensores previamente), donde podremos observar las formas de onda simuladas, y estudiarlas consecuentemente o simplemente aceptar.

Para arrancar **SIMVIEW**, vamos a la opción **Simulate/Run SIMVIEW**, o en la opción de la **Toolbar “Run wave for display program SIMVIEW”**. Se abrirá una nueva ventana donde, si hemos emplazado antes de simular sensores de voltaje o tensión, aparecerán en la lista de la parte izquierda de la ventana.

7.2.3.3. Visualización de señales

Para ver una onda determinada, en la lista, pinchamos en el nombre del sensor correspondiente del circuito, y le damos a **Add**. Automáticamente pasará a la lista de la parte derecha. Podemos ver el número que queramos de señales. También podemos, en la parte inferior de esta ventana, realizar escalados u operaciones entre varias señales. Cuando hayamos añadido las que queramos, pinchamos en **OK** y aparecerá una gráfica donde vemos la representación de la señal seleccionada en el tiempo que hemos determinado anteriormente en los parámetros de simulación.

Con las opciones de **Zoom**, podemos acercar y alejar la onda para observarla en detalle. Para cambiar la onda a observar, hacemos doble clic en cualquier punto de la gráfica y aparecerá de nuevo la ventana de selección de señales.

Otra opción interesante es la que encontramos en la **Toolbar de SIMVIEW**, llamada “**Show values of X and Y at the selected curve**”, con la cual podremos observar el valor instantáneo de la señal en cualquier punto de la gráfica.

En la **Measure Toolbar**, que vemos en la parte inferior de la pantalla de **SIMVIEW**, podemos valernos de algunas opciones como son:

- **Global Max:** Que nos muestra el punto donde el valor de la señal es máxima.
- **Global Min:** Que muestra el mínimo valor de la señal.
- **Average:** Que proporciona el valor medio de la señal.
- **RMS:** Que proporciona el valor eficaz de la señal.

7.2.4. Insertar variaciones

Durante la realización de las prácticas necesitaremos insertar variaciones en los valores de diferentes parámetros para así poder observar la respuesta dinámica del circuito.

7.2.4.1. Variación de tensión:

Para insertar una entrada escalón de tensión, introduciremos, en serie con la fuente de tensión que queramos que varíe, una fuente tipo **Step**. La podremos encontrar en **Elements/Sources/Voltage/Step**, se tiene también la posibilidad de elegir un salto de tensión de dos niveles (Step (2-level)), para múltiples escalones. Una vez situada en el circuito, haciendo doble click en el objeto aparecerá la ventana de parámetros, donde tenemos:

- **Vstep:** en este campo definimos el valor del incremento de voltaje que proporcionará esta fuente.
- **Tstep:** Definiremos aquí el momento en el tiempo en el cual se aplicará el incremento de voltaje.

Este manual es una herramienta de iniciación rápida a PSIM, con las opciones más básicas de la aplicación, pero existen multitud de manuales mucho más completos en la página de PowerSim:

<http://www.powersimtech.com/index.php?name=manuals>

7.3. Manual de lazo cerrado

[3,6,19,20,24,25,26]

Existen infinidad de tipos de control en lazo cerrado, su dificultad puede elevarse enormemente, consiguiendo lazos de control de gran complejidad y muy buenos resultados, por lo que en este documento solo realizaremos una breve introducción a una parte de ellos. Los más utilizados en la industria son los explicados a continuación.

Los controles digitales están comenzando a imponerse debido a su facilidad de programación, modificación de parámetros, tamaño, derivas mínimas debidas a la variación de la temperatura, tolerancias, aplicación a muy diversos sistemas sin modificación sustancial de sus componentes y coste.

Para el desarrollo de estas prácticas, a pesar de lo mencionado anteriormente se ha decidido estudiar sistemas de control analógico principalmente por su facilidad de estudio, por lo que hemos tenido que escoger entre los distintos tipos de control analógico con los que nos encontramos, los cuales se explican a continuación.

7.3.1. Control en modo tensión

Es el más antiguo de todos los controles, en él se obtiene información del valor de la tensión de salida mediante una señal acondicionada adecuadamente para su ponderación en la etapa de control, se realiza por medio de un PWM.

Su principal ventaja es la sencillez de implantación y diseño pero, al no tener información de la tensión de entrada, los cambios que se producen en ésta deberán atravesar toda la etapa de potencia hasta ser detectados, y además suele necesitar una ganancia de realimentación elevada debido al filtro (Imagen 7.1).

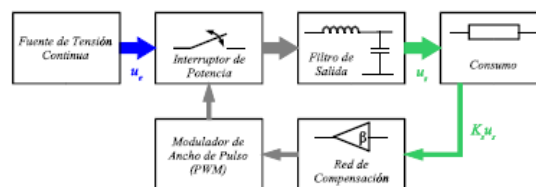


Imagen 7.1 – Esquema de control modo tensión.

7.3.2. Control en modo corriente de pico

El instante en que el conmutador se abre viene definido por el momento en que la intensidad que pasa por una rama del circuito (cuyo valor y evolución conocemos), llega a un valor determinado límite, a partir del cual se cortará la tensión en el conmutador, haciendo que éste se abra, este método de control no es PWM pero al realizar la comparación entre dos señales es análogo (Imagen 7.2).

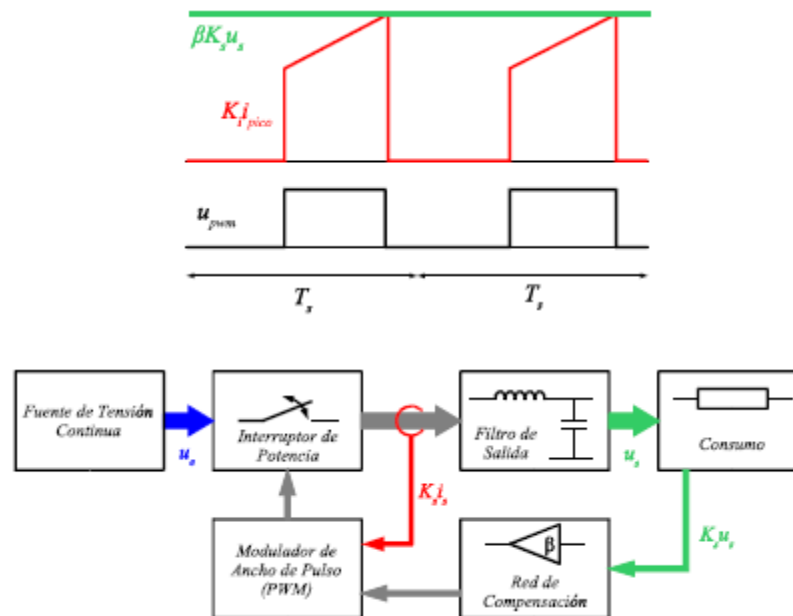


Imagen 7.2 – Esquema de control modo corriente de pico.

7.3.3. Control en modo corriente media

Se obtiene información de la tensión de salida y de la corriente media en algún punto del circuito, la diferencia de éstas se compara con una onda triangular de frecuencia fija (PWM), lo cual genera la señal de mando del conmutador; la principal dificultad de éste método es la obtención del valor medio (Imagen 7.3).

Hay muchos más tipos de controladores como son:

- Adaptativo de corriente media.
- Control paralelizado
- De tensión sincronizado.
- De tensión maestro-esclavo.
- De corriente promediada.
- De corriente máxima.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 54

- Adaptativo de corriente media.
- Corriente de pico sincronizada.
- Distribución de la carga por esfuerzo.
- Control deslizante.
- Control de la tensión al cuadrado.
- Control deslizante intercalado.
- Control por corriente a través de frecuencias.

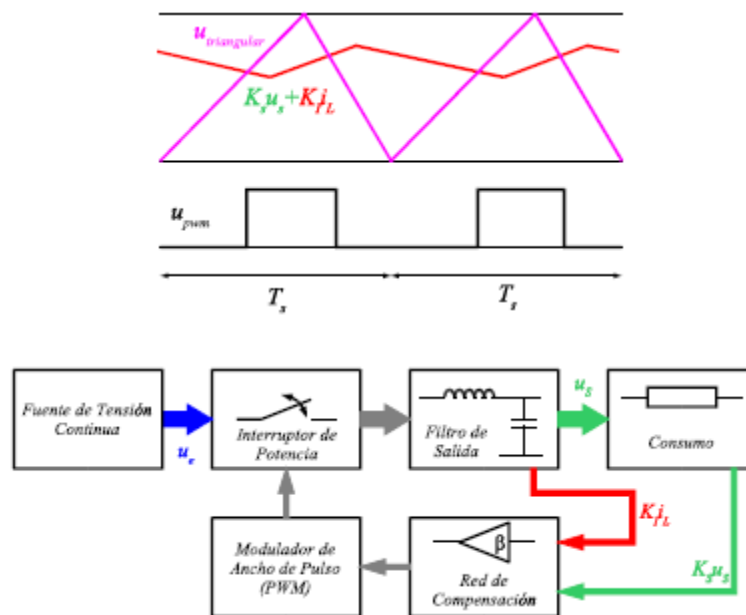


Imagen 7.3 – Esquema de control modo corriente media.

7.3.4. Elección de los tipos de control

En vista de las diferentes opciones, y basándonos en la importancia de la comprensión del procedimiento de control utilizado en estas prácticas, hemos elegido el modo de control por voltaje y el modo de control por corriente de pico, aplicándolos a los tres tipos diferentes de convertidores que se han estudiado en lazo abierto.

• Modo de control por corriente de pico:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 55

Se ha llevado a cabo un control de corriente de pico en las tres topologías a estudiar, debido a los buenos resultados que se obtienen y a su sencillez en la comprensión.

Este tipo de control es bastante utilizado no solo por su sencillez sino además por que realiza funciones de protección de los conmutadores debido a que se controla la corriente máxima que circula por estos. Hemos utilizado dos métodos diferentes de este tipo de control. Que son los siguientes:

1. Control por corriente de pico básico:

En este tipo de control, se puede obtener la información del comportamiento del circuito a través del valor de la corriente en cualquier punto del convertidor, siempre y cuando sepamos el valor que ésta corriente tiene y su evolución a lo largo del ciclo de conmutación. En nuestro caso, recogeremos información referente a la intensidad por el propio conmutador, teniendo la opción de obtenerla mediante derivación (Shunt) o mediante sensores de corriente.

Ésta información se acondicionará y se llevará a la entrada positiva de un comparador, cuya entrada negativa está conectada a una fuente de tensión continua que desempeña el papel de referencia.

Cuando la intensidad por el conmutador alcance el valor que nosotros definiremos como límite (entrada negativa), la salida del comparador pasará a valer '1', lo que producirá un RESET en un flipflop RS.

En la entrada SET de éste flipflop, tendremos una fuente de tensión de onda cuadrada, que se encarga de activar el conmutador al principio de cada ciclo, y cuya frecuencia será la frecuencia deseada de funcionamiento del convertidor.

Este control ha sido utilizado en la topología Flyback, y Push-Pull; siendo necesario en esta última topología un comparador adicional y la señal complementaria de la fuente de tensión cuadrada, debido a que el Push-Pull posee dos conmutadores con un ciclo de trabajo desfasado 180°.

Con éste método obtenemos una señal de salida que no varía ante variaciones de la tensión de entrada, pero que es sensible a cambios en la carga (imagen 7.4).

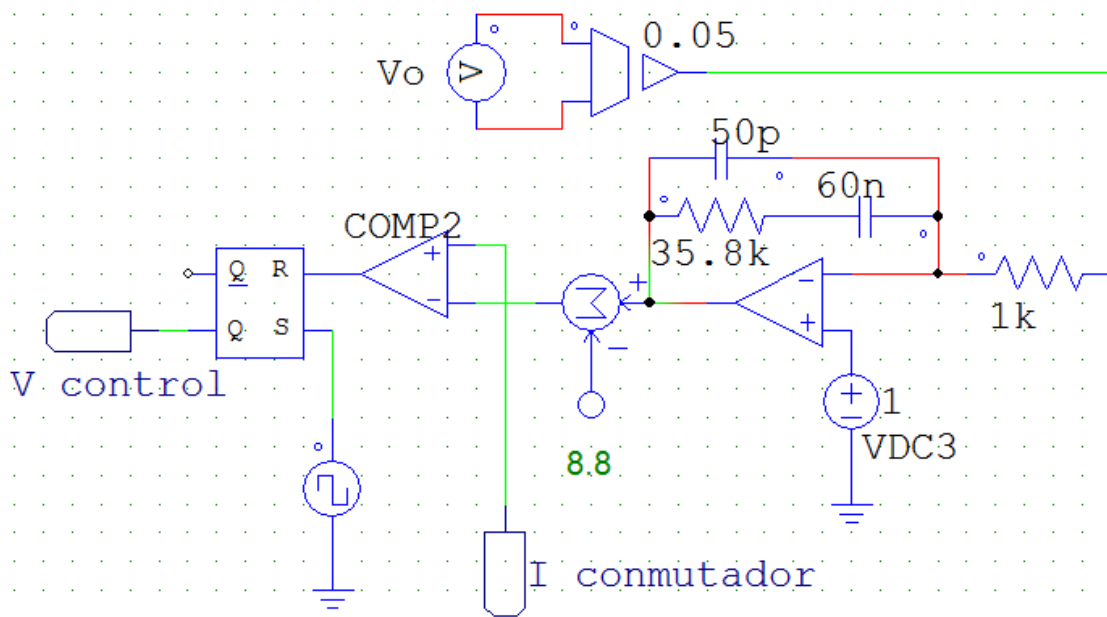


Imagen 7.5 – Control modo corriente de pico con información de la tensión de salida con Psim.

En este caso, la intensidad del conmutador se obtiene mediante un sensor de corriente, el cual genera a su salida un valor de voltaje igual al de la corriente que pasa por la rama donde se ha posicionado el sensor.

La tensión de comparación que representa el pico de corriente máximo a alcanzar, está establecida por un amplificador de error cuyas entradas son la tensión de salida del conmutador y un valor de referencia acorde con la diferencia de potencial que se pretende obtener a su salida, y que será utilizada como valor de corriente máximo.

·Modo de control por tensión:

Éste control es utilizado únicamente en el convertidor Forward.

Obtenemos un valor proporcional a la tensión de salida mediante un sensor de voltaje. Éste valor es llevado a un amplificador de error donde es comparado con una referencia proporcionada por una fuente de tensión continua a la entrada del Amplificador.

La salida de éste amplificador será llevada a la entrada positiva de un comparador, el cual tiene en su entrada negativa una señal de diente de sierra de una frecuencia igual a la de trabajo del circuito.

La salida de ésta última etapa (el modulador PWM), será enviada al conmutador, gobernando así los momentos de apertura y cierre de éste (Imagen 7.6).

David Serna Escolar

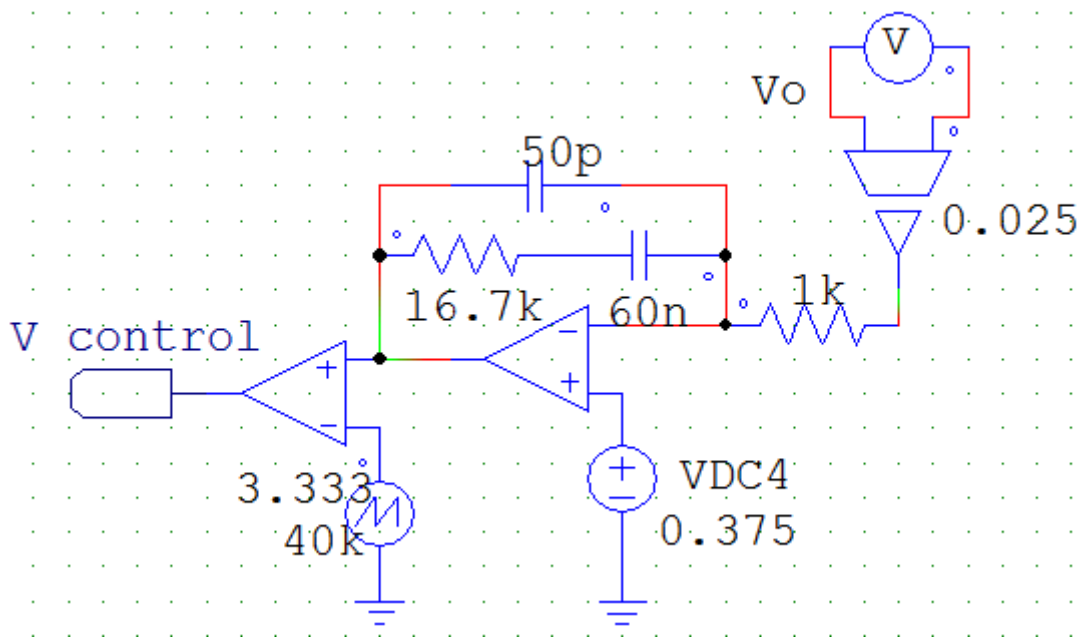


Imagen 7.6 – Control modo tensión con Psim.

La diferencia de potencial de la salida se obtiene a través de un sensor de tensión, con una ganancia dada (En este caso, 0.025). Ésta tensión será la entrada inversora del amplificador de error, y la entrada no inversora será una tensión de referencia que establezca el valor a mantener en la tensión de salida.

La siguiente etapa será el modulador PWM, donde comparando la señal de error del amplificador con una tensión de diente de sierra con un valor dado y una frecuencia igual a la que queremos que trabaje el conmutador, proporcionará la tensión de control que recibirá el conmutador.

8. GUIONES DE PRÁCTICAS

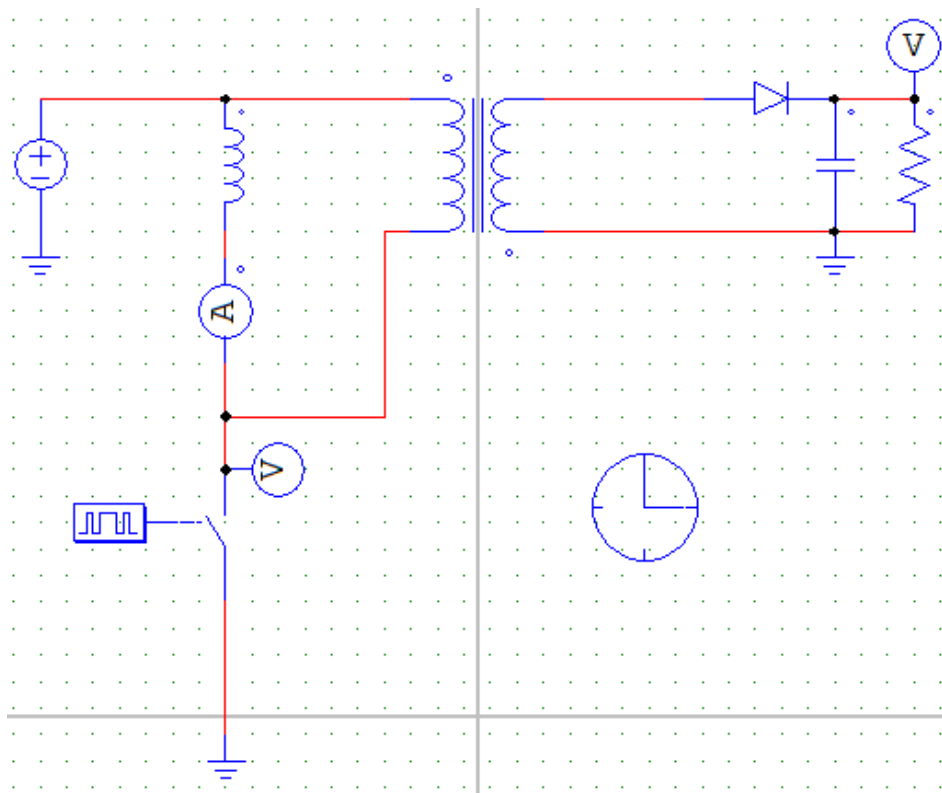
8.1. Guiones de lazo abierto

8.1.1. Flyback lazo abierto I

Las especificaciones del convertidor son las siguientes:

- Voltaje de entrada: 120 V
- Frecuencia de conmutación: 200 KHz
- Relación de transformación: 7
- Inductancia magnetizante: 50 μ H
- Resistencia de carga: 2.22 Ω
- Condensador de salida: 22.5 μ F
- Ciclo de servicio: 0.3
- Voltaje de salida: 12 V
- Rango de potencia: 40-100 W
- Rizado de voltaje de salida: < 7%

1. Realizamos el circuito de la figura con los valores anteriores en el entorno Psim.

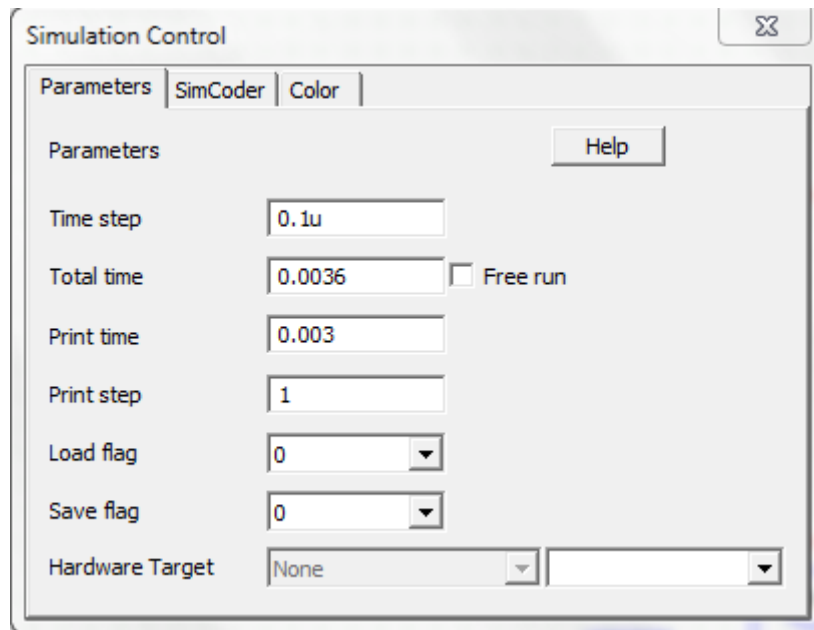


Configuramos los parámetros de simulación de la siguiente manera:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 60



1.1. Simular la señal de salida y la de la corriente por la inductancia.

- ¿Se corresponde el valor de la salida con el especificado anteriormente? ¿Y su rizado?
- ¿El circuito está funcionando en modo de conducción continua o discontinua?

1.2. Si aumentamos el valor del condensador a 100 μF , ¿Qué valor del rizado obtenemos simulando de nuevo? ¿Se corresponde el valor obtenido con el teórico? La relación entre el rizado de salida y la capacidad del condensador, ¿es directa o inversa?

1.3. De acuerdo con la región de funcionamiento en la que estamos trabajando, ¿cuál es el valor límite de la inductancia magnetizante con el cual podremos seguir trabajando en ésta región?

1.4. Atendiendo al rango de potencias especificado en el cual el convertidor debe trabajar, determinar los valores de la carga que aseguren el trabajo del convertidor en este rango de potencia.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 61

1.5. Con los valores originales, simular la intensidad en el conmutador y la intensidad en la inductancia magnetizante. ¿Qué relación guardan y por qué?

1.6. Simular ahora la intensidad en el conmutador y la tensión en sus terminales. ¿Ayuda eso a explicar la relación del anterior apartado? ¿Qué relación existe entre la intensidad en la inductancia y la tensión en el conmutador?

1.7. Mostrar en la misma gráfica la tensión en los terminales del conmutador y la tensión de salida. Con las conclusiones obtenidas en el apartado anterior, ¿qué relación se puede apreciar entre estas dos señales? ¿Cuál es el motivo de ésta relación?

2. Estudio de variaciones de parámetros:

Con el circuito de simulación, analizar y explicar el comportamiento de la fuente ante las siguientes variaciones. Observar la evolución de la tensión de salida, la que existe en los terminales del conmutador y la corriente por L_m al modificar:

2.1. Inductancia magnetizante.

2.2. Ciclo de trabajo del conmutador.

2.3. Tensión de entrada dentro de los valores del rango.

3. Determinar en qué zona de la curva de histéresis trabaja el transformador en esta topología.

8.1.2. Flyback lazo abierto II

La fuente a realizar deberá cumplir las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada nominal: 400V
- Potencia de salida nominal: 50W
- Tensión de salida nominal: 27V
- Frecuencia de conmutación: 50 kHz
- Inductancia magnetizante: 8 mH
- Corriente media por la inductancia magnetizante: 0.306 A
- Rizado de la tensión de salida: ≤ 20 mV
- Factor de transformación: 10
- Factor de seguridad 20%

1. Realizar los cálculos necesarios, partiendo de las fórmulas especificadas, para poder responder a las siguientes preguntas:

1.1. Suponemos que la transferencia de potencia es ideal, y se transfiere la potencia máxima, calcular el ciclo de trabajo partiendo de la corriente media de entrada.

1.2. Entregando la máxima potencia, ¿Qué valor tendrá la carga alimentada por el convertidor?

1.3 Calcular el valor mínimo de la inductancia magnetizante que asegura conducción continua. En vista del resultado, ¿En qué modo de conducción trabaja el circuito anterior?

1.4 Para obtener el rizado especificado, ¿Qué capacidad debe tener el condensador del filtro de salida?

2. Con los datos calculados anteriormente realizar la simulación y verificar que se cumplen las especificaciones pedidas.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 63

3. A partir de los datos que se entregan en la práctica y los obtenidos en el apartado 1, elegir de entre los distintos componentes cuyas fichas se adjuntan (teniendo en cuenta sus características principales), los más indicados para que el flyback trabaje en dichas condiciones. Indicar de forma clara todos los cálculos realizados para la elección de cada uno de los componentes.

MOSFET: elegir entre:

- a. Anexo 1
- b. Anexo 2
- c. Anexo 3

**CONDENSADOR
elegir entre:**

- a. Anexo 4
- b. Anexo 5
- c. Anexo 6

DIODO: elegir entre:

- a. Anexo 7
- b. Anexo 8
- c. Anexo 9

8.1.3. Forward lazo abierto I

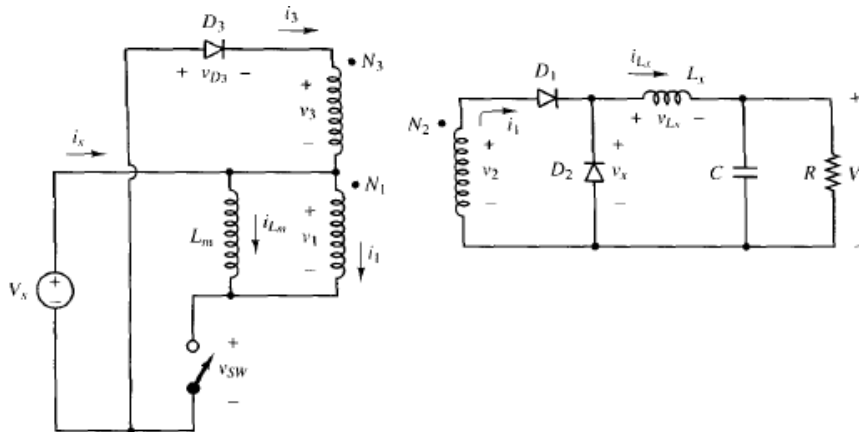
En esta práctica se diseñarán los parámetros constructivos de un convertidor Forward trabajando en MCC.

Las especificaciones del convertidor son las siguientes:

- Voltaje de entrada: 75 V
- Voltaje de salida: 15 V
- Frecuencia de conmutación: 40 KHz
- Rango de potencia: 100 - 150 W
- Rizado de voltaje de salida: $< 5\%$
- Rizado de la tensión de entrada máximo: ± 10 V
- Relación de transformación 1;2: 2
- Relación de transformación 1;3: 1
- Inductancia magnetizante: 5 mH
- Máximo rizado de la corriente de la bobina L_x : 1.5 A

1. La topología del convertidor Forward es la que aparece en la figura. Se pide dimensionar los parámetros de la fuente:

Con los datos obtenidos, comprobar que la inductancia L_m se descarga dentro del período de trabajo, en qué instante de tiempo lo hace y su rizado.



2. Realizar el circuito con el software de simulación PSIM y comprobar los resultados de la simulación con los obtenidos de forma teórica.

NOTA: Definir la inductancia magnetizante en los parámetros del transformador. No hace falta representarla en el circuito.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 65

3. Estudio de variaciones de parámetros:

Con el circuito de simulación, analizar y explicar el comportamiento de la fuente ante las siguientes variaciones. Observar la evolución de la tensión de salida, la que existe en los terminales del conmutador y la corriente por L_x al modificar:

3.1. Inductancia del secundario.

3.2. Ciclo de trabajo del conmutador.

3.3. Tensión de entrada dentro de los valores del rango.

4. Determinar en qué zona de la curva de histéresis trabaja el transformador en esta topología.

8.1.4. Forward lazo abierto II

La fuente a realizar deberá cumplir las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada nominal: 400 V
- Potencia de salida nominal: 500 W
- Tensión de salida nominal: 54 V
- Frecuencia de conmutación: 100 kHz
- Rizado de la tensión de salida: ≤ 20 mV
- Rizado de la corriente por la L: $\leq 20\%$ de la I nominal de carga
- Inductancia magnetizante: 4 mH
- Relación de transformación: 3

1. Partiendo de las especificaciones indicadas anteriormente obtener:

1.a) El ciclo de trabajo.

1.b) Valor de la inductancia de la bobina Lx.

1.c) Valor de la capacidad del condensador del filtro de salida.

1.d) Carga que soporta el convertidor.

2. Realizar la simulación del circuito con los valores obtenidos en el apartado 1 y comprobar que las características son las pedidas en el enunciado de la práctica.

3. A partir de estos datos elegir de entre los distintos componentes cuyas fichas se adjuntan, los más indicados para que el forward trabaje en las condiciones establecidas.

CONDENSADOR:
elegir entre:

- a. Anexo 10
- b. Anexo 11
- c. Anexo 12

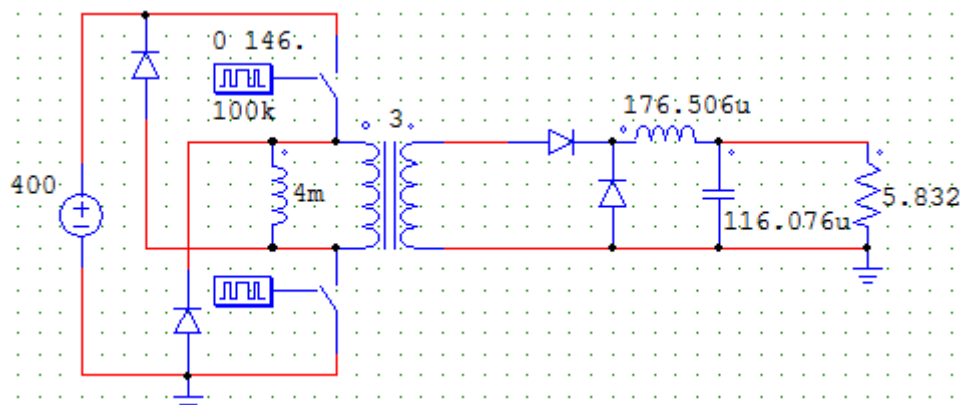
INDUCTANCIA:
elegir entre:

- a. Anexo 13
- b. Anexo 14
- c. Anexo 15

DIODO: elegir entre:

- a. Anexo 16
- b. Anexo 17
- c. Anexo 18

4. Realizar en Psim el circuito de la figura, y explicar qué diferencias existen entre éste montaje y el anterior, y si éstas diferencias suponen ventajas frente al primer montaje.



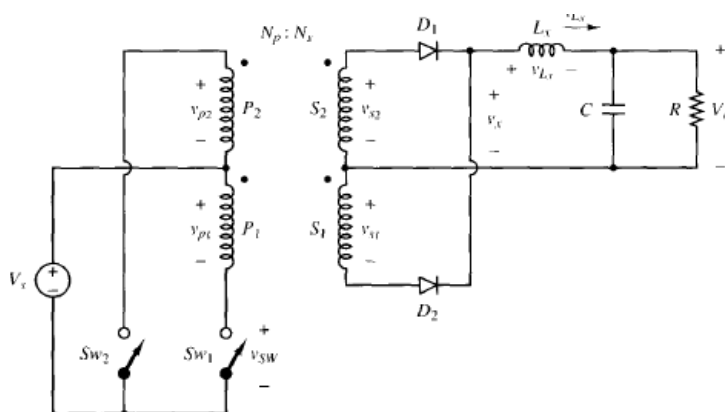
8.1.5. Push-Pull lazo abierto

En la siguiente práctica se dimensionarán los parámetros de una fuente Push-pull operando en lazo abierto.

Las especificaciones de la fuente son las siguientes:

- Tensión de entrada: 300V
- Rango de potencia de trabajo: 150 – 200 W
- Voltaje de salida: 35 V
- Condensador del filtro de salida: 35 nF
- Relación de transformación: 5
- Máximo rizado de la corriente por L_x : 50mA
- Frecuencia de trabajo: 40 KHz

1. La topología del convertidor Push-pull es la que aparece en la figura. Se pide dimensionar los parámetros de la fuente:



2. Realizar el circuito con el software de simulación PSIM y comprobar los resultados de la simulación con los obtenidos de forma teórica.

3. Estudio de variaciones de parámetros:

Con el circuito de simulación, analizar y explicar el comportamiento de la fuente ante las siguientes variaciones. Observar la evolución de la tensión de salida y la corriente por L_x al modificar:

3.1. Inductancia del secundario.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

3.2. Ciclo de trabajo del Switch.

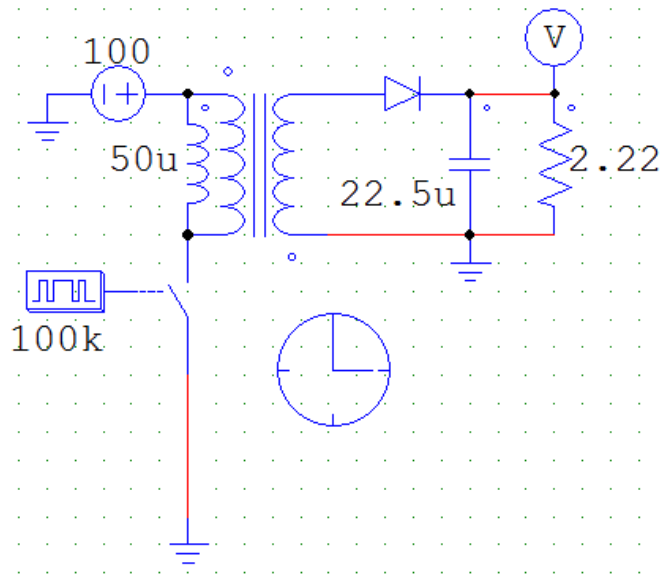
3.3. Tensión de entrada dentro de los valores del rango.

4. Determinar en qué zona de la curva de histéresis trabaja el transformador en esta topología.

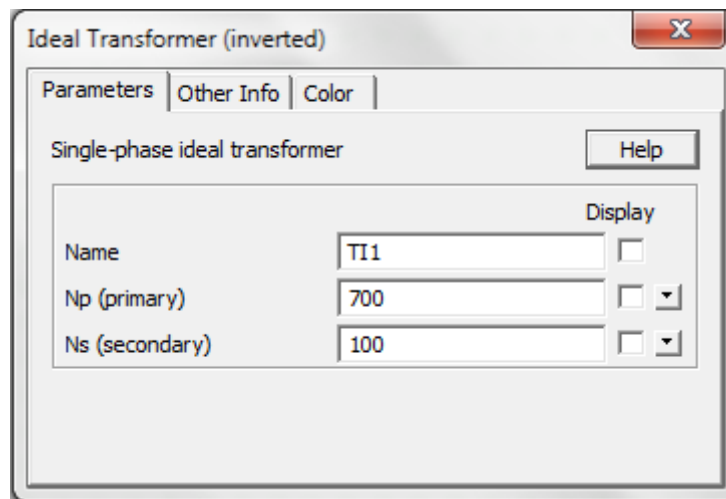
8.2. Guiones de lazo cerrado

8.2.1. Flyback lazo cerrado

1. Realizar el siguiente convertidor Flyback:



Donde el ciclo de trabajo es $D=0.424$, y los parámetros del transformador son:



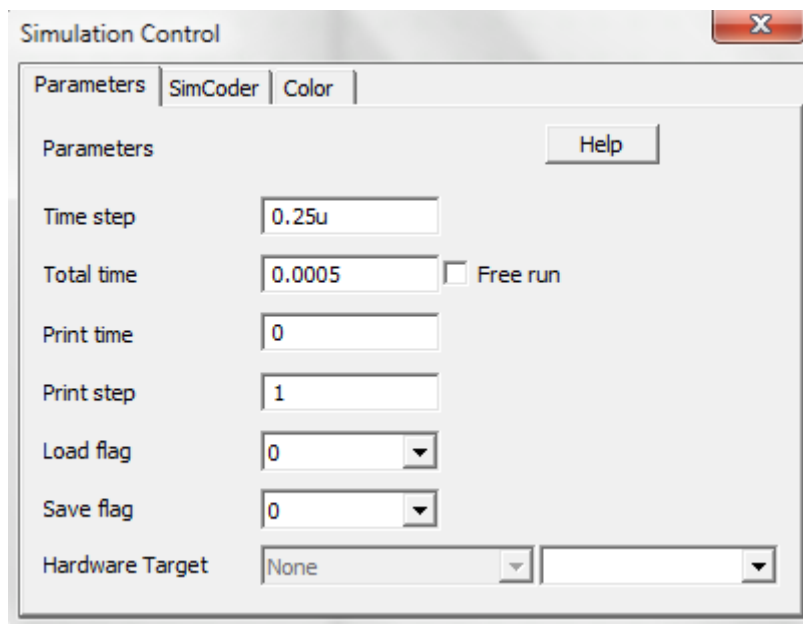
1.1 Observar la evolución de la señal de salida en su estado transitorio, y anotar el tiempo que tarda en estabilizarse en el valor, así como su valor máximo y su rizado.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 71

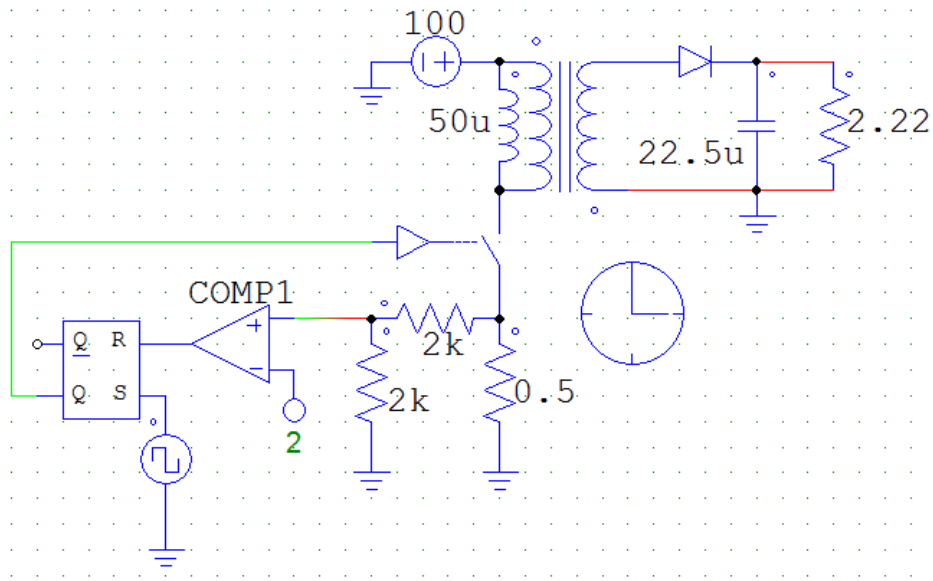
Para observar el transitorio, establecer los siguientes parámetros de simulación:



1.2 En estado estacionario, introducir un Vstep en serie con la fuente de entrada, de valor el 10% de la misma. Observar la evolución de la salida y obtener el mismo tipo de información que en el punto anterior. **NOTA:** Establecer el **Print time** un tiempo mayor que el que tarda en estabilizarse, el cual se ha apuntado en el punto anterior.

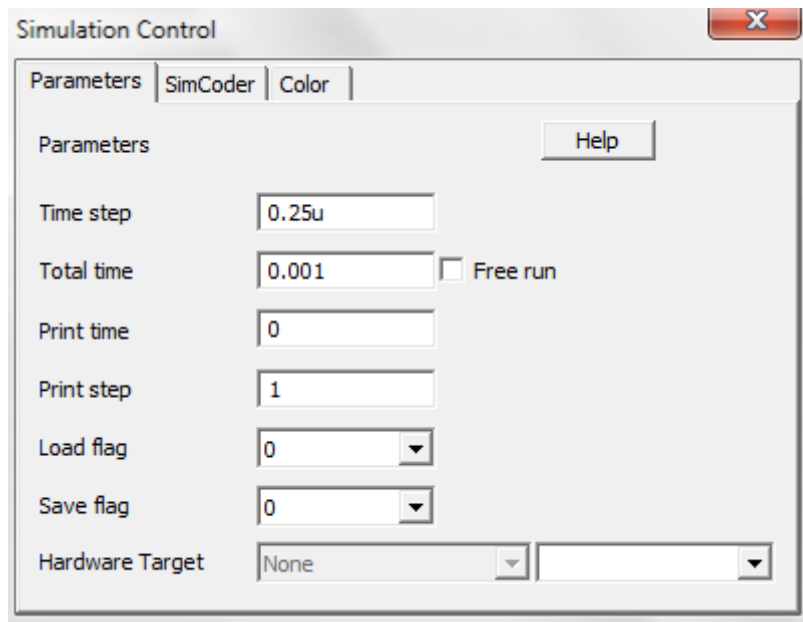
2. Ahora introduciremos un control por pico de corriente en la inductancia magnetizante, quedando el circuito del modo siguiente, donde los parámetros de la fuente de onda cuadrada son:

- Frecuencia: 100 kHz.
- Amplitud: 1 V.
- Ciclo de servicio: 0.05



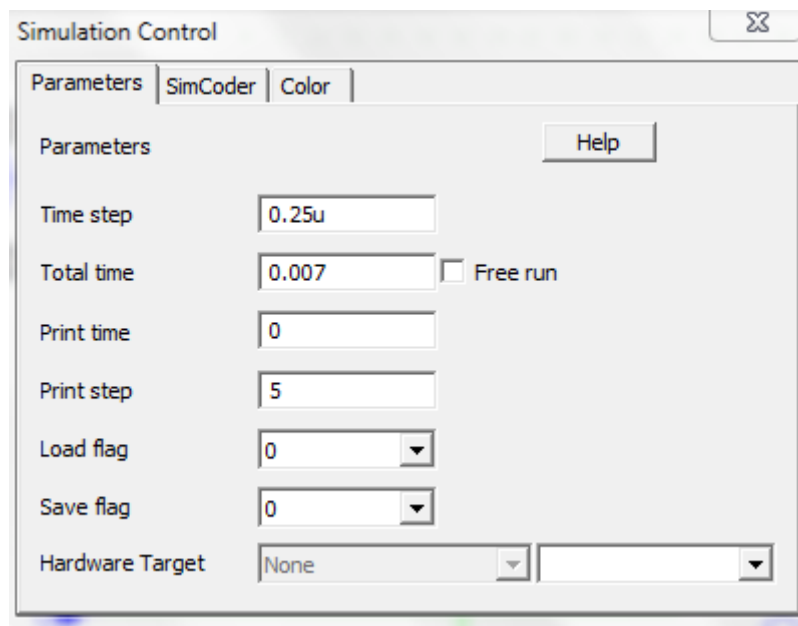
2.1 Una vez realizado este circuito, observar su transitorio y anotar el tiempo de estabilización, el nuevo rizado y el nuevo valor máximo. Variar la entrada, la tensión de referencia y la carga y observar los resultados de estas variaciones en la tensión de salida.

Para observar su **transitorio**, estableceremos los parámetros de simulación:



Para realizar las pruebas de variaciones, establecer un **Print time** de forma que comience a simular cuando el sistema ya está estabilizado.

Esta vez, los parámetros idóneos para la observación del transitorio son:

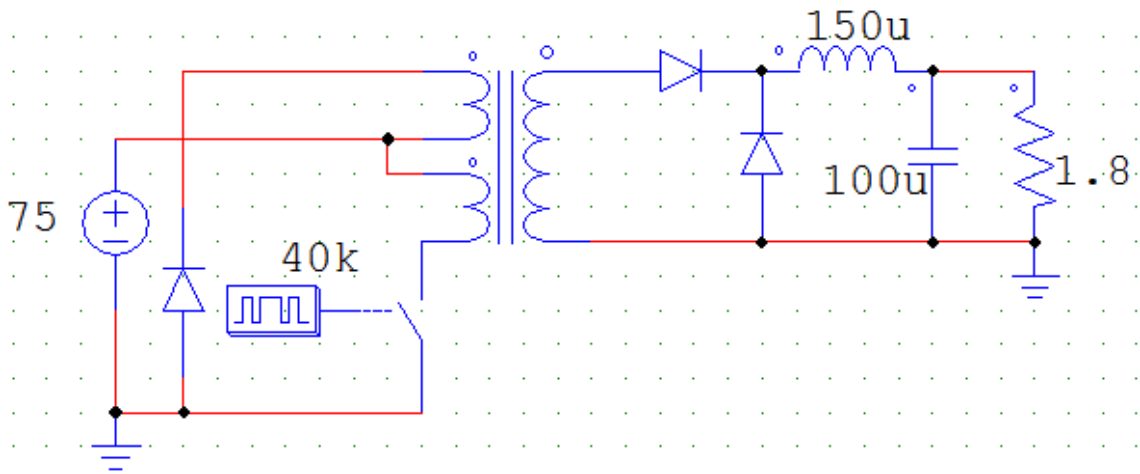


4. Observar ahora la señal del ciclo de trabajo del polo de potencia y su evolución ante las anteriores variaciones. Explicar la forma y el motivo de su evolución.

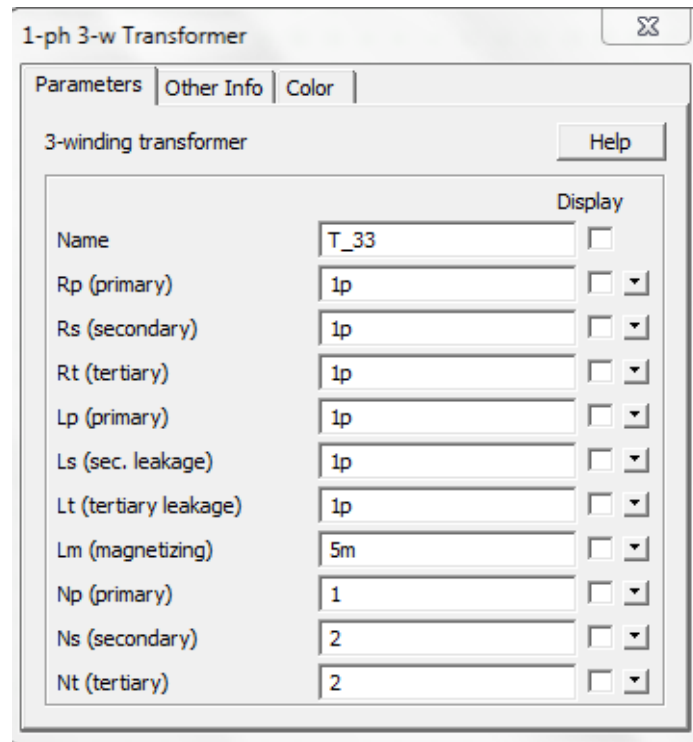
NOTA: Todos los apartados anteriores se deberán documentar con las imágenes necesarias para la comprensión de lo expuesto de forma escrita y se deberá razonar por qué se han optado por las variaciones realizadas y no otras.

8.2.2. Forward lazo cerrado

1. Realizar el siguiente convertidor Forward:

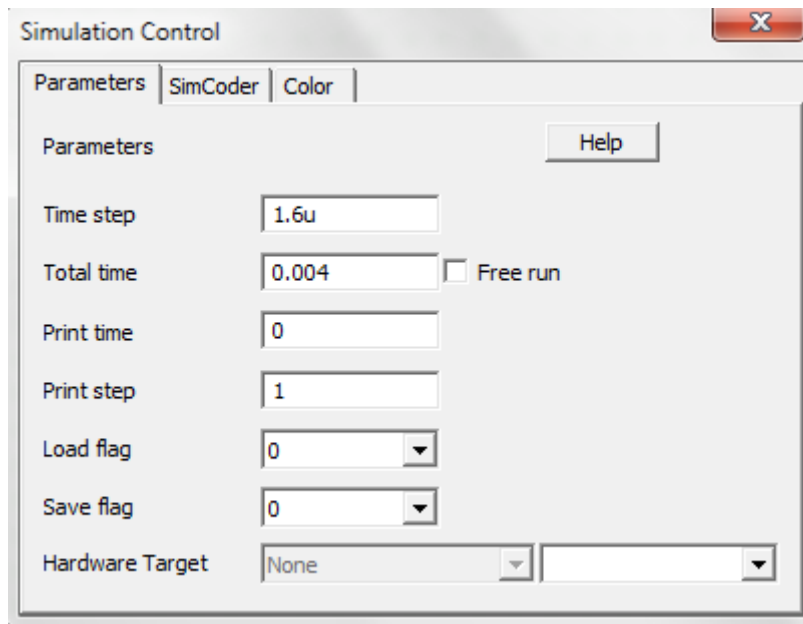


Donde el ciclo de trabajo es 0.4 y los parámetros del transformador son:



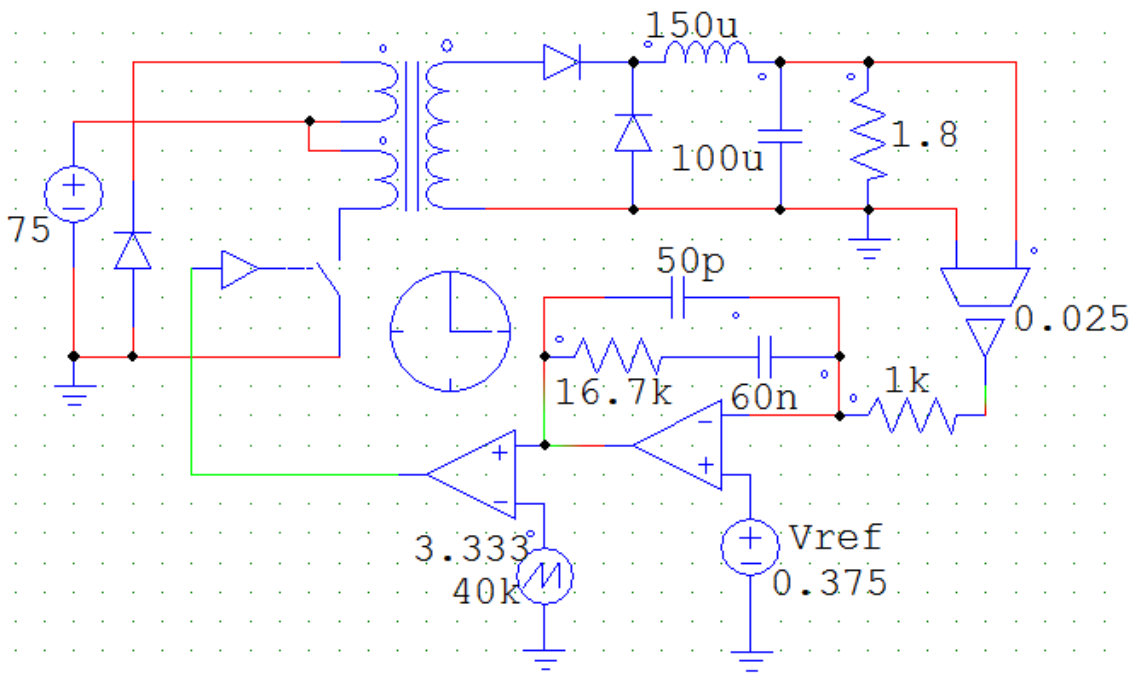
1.1 Simular su transitorio y anotar el tiempo de estabilización de la salida, su valor máximo y su rizado final.

Los parámetros de simulación son los siguientes:



1.2 Realizar variaciones en la entrada y en la carga y observar la evolución de la salida.

2. En un nuevo fichero de Psim, emplazar el siguiente circuito, el cual posee un control por voltaje.



2.1 Basándonos en los conocimientos adquiridos en teoría y en la observación, contestar las siguientes preguntas:

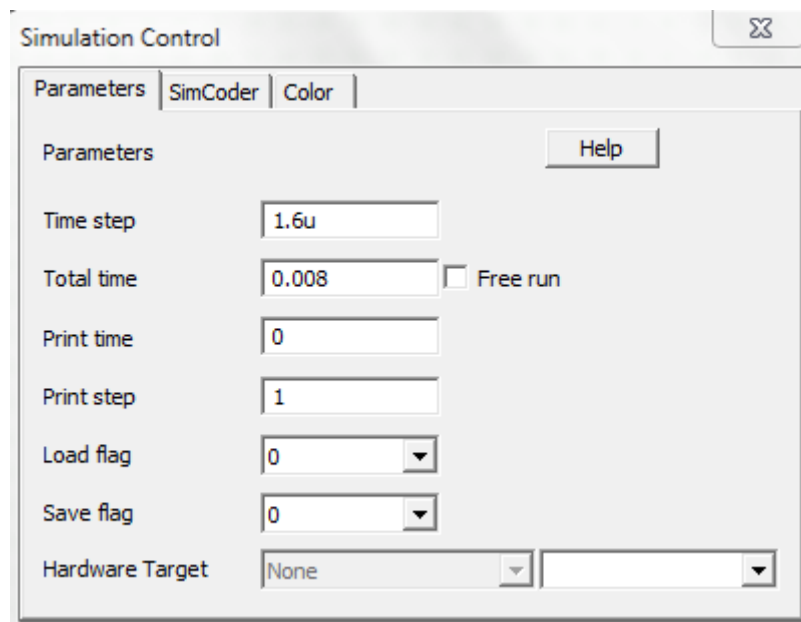
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

- ¿Qué tipo de controlador se observa en la figura?
- ¿Qué diferencia hay con respecto al realizado en la práctica de lazo cerrado del convertidor Flyback?
- ¿Por qué se dan esas diferencias?

2.2 Observar su transitorio e introducir saltos en la entrada, cambios de carga y de referencia.

Parámetros de simulación del transitorio:



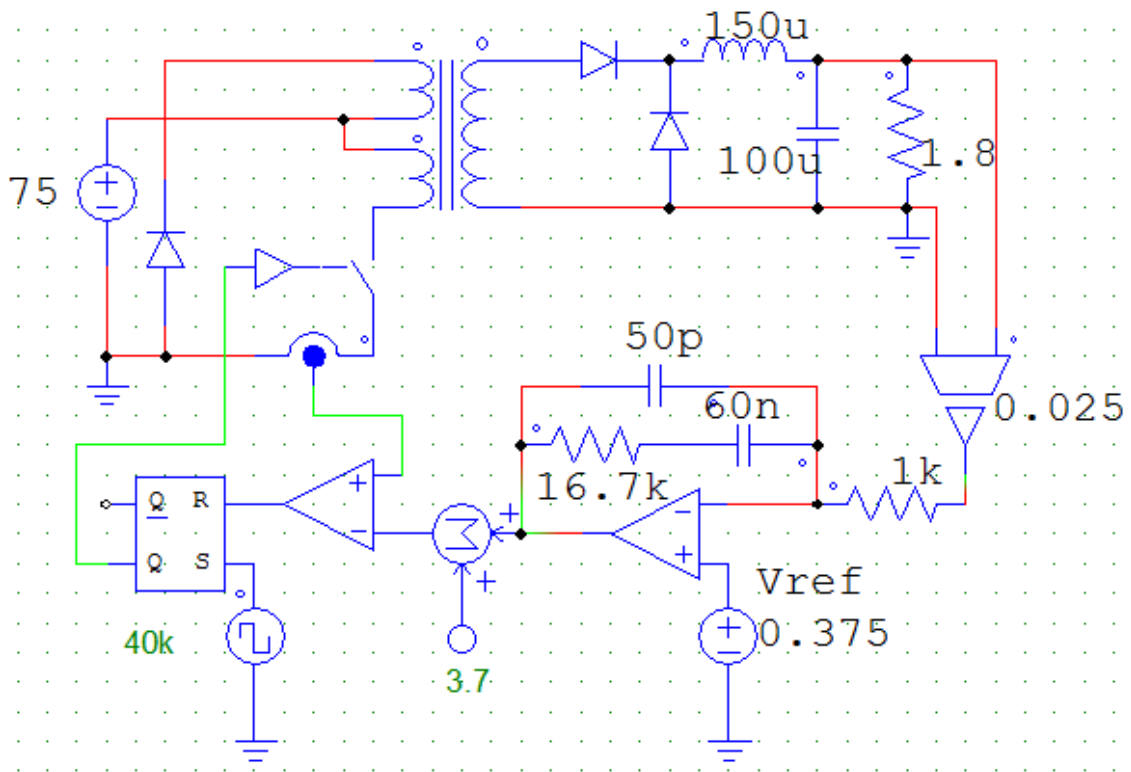
- ¿Qué diferencias se aprecian con respecto al montaje anterior?
- Ante el visionado de la señal del ciclo de trabajo, explicar el funcionamiento de este lazo de control.

3. A partir del Forward del apartado 1, realizaremos ahora un control por pico de corriente. El esquema del convertidor es el siguiente:

David Serna Escolar

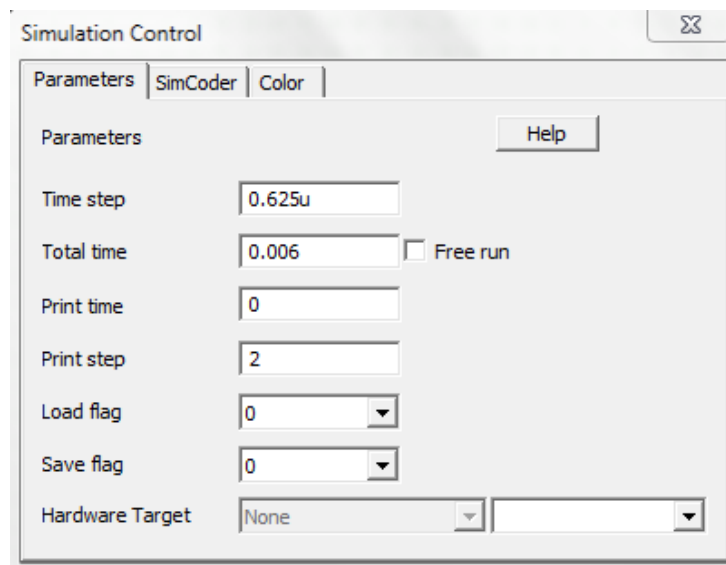
Mario Fernández Rodríguez

Página 78



3.1 Observar el transitorio de la salida, y resaltar las diferencias con el convertidor en lazo abierto, y el controlado por voltaje.

Parámetros de simulación del transitorio:

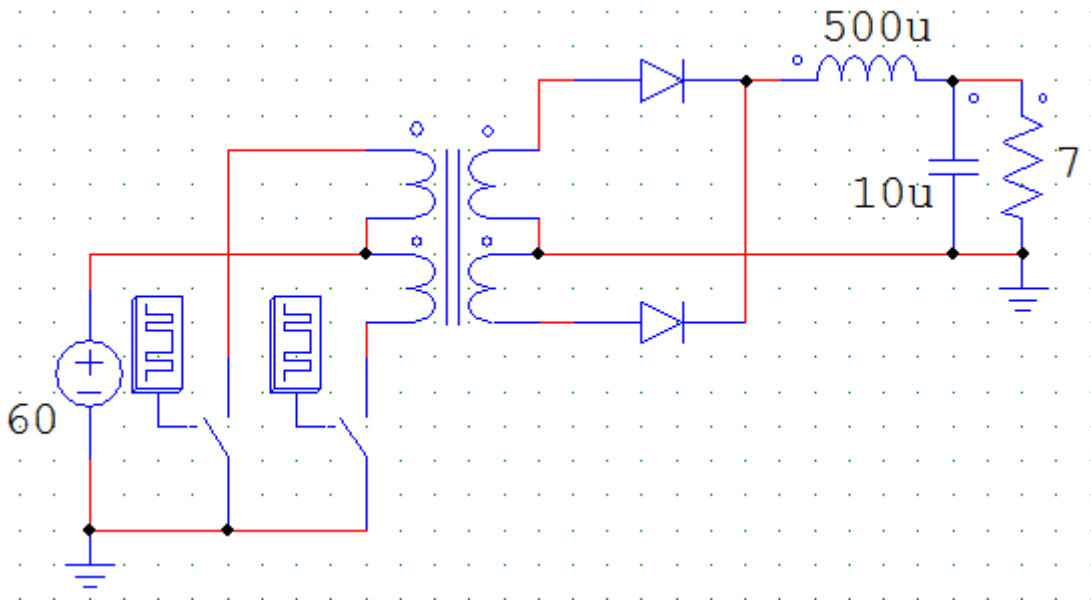


3.2 Realizar variaciones de la carga, la entrada y la referencia.

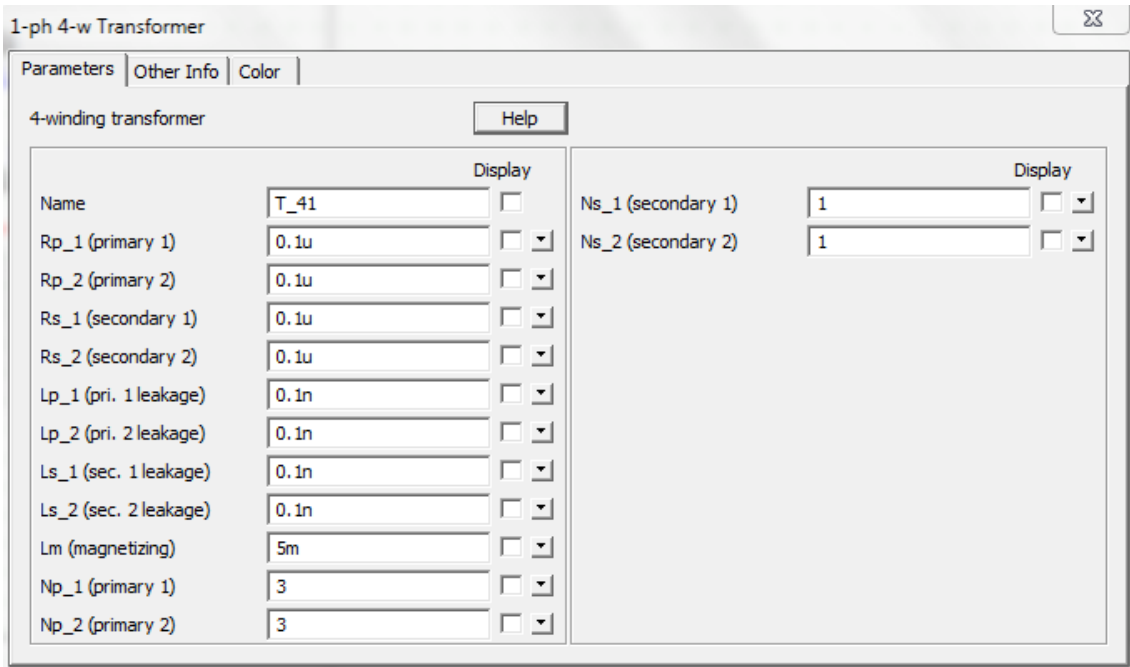
- ¿Cómo se comporta ante éstas variaciones?
- Compara el tiempo de estabilización, rizado y máximo sobre pico con el controlado en voltaje.
- Ante el visionado de la señal del ciclo de trabajo, explicar el funcionamiento de este lazo de control.

8.2.3. Push-Pull lazo cerrado

1. Realizar en Psim el siguiente circuito correspondiente a un convertidor Push-Pull en lazo abierto:

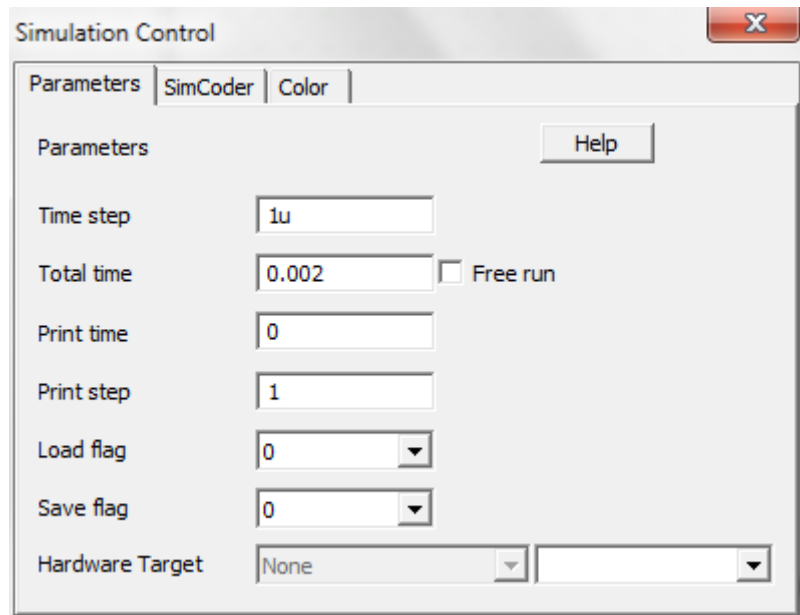


Donde el ciclo de trabajo es 0.35, la frecuencia es 60kHz y los parámetros del transformador son:



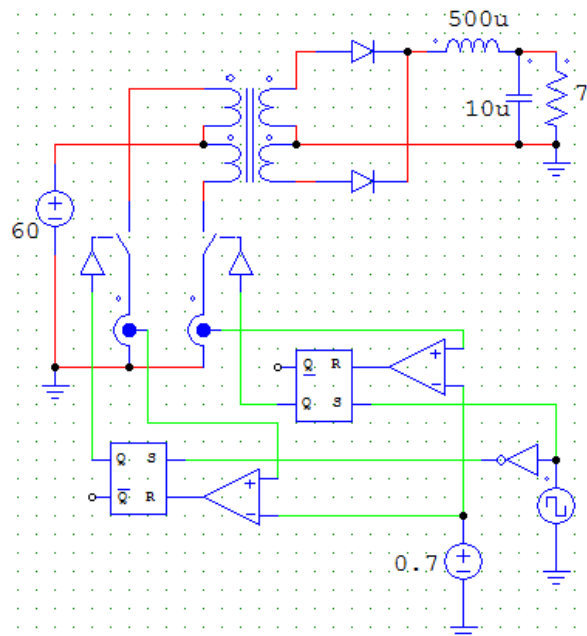
1.1 Simular su transitorio y anotar el tiempo de estabilización de la salida, su valor máximo y su rizado final.

Los parámetros de simulación son los siguientes:



1.2 Realizar variaciones en la entrada y en la carga y observar la evolución de la salida.

2. Introducir un control por pico de corriente, cuyo circuito será el siguiente:



Donde los parámetros de la onda cuadrada son:

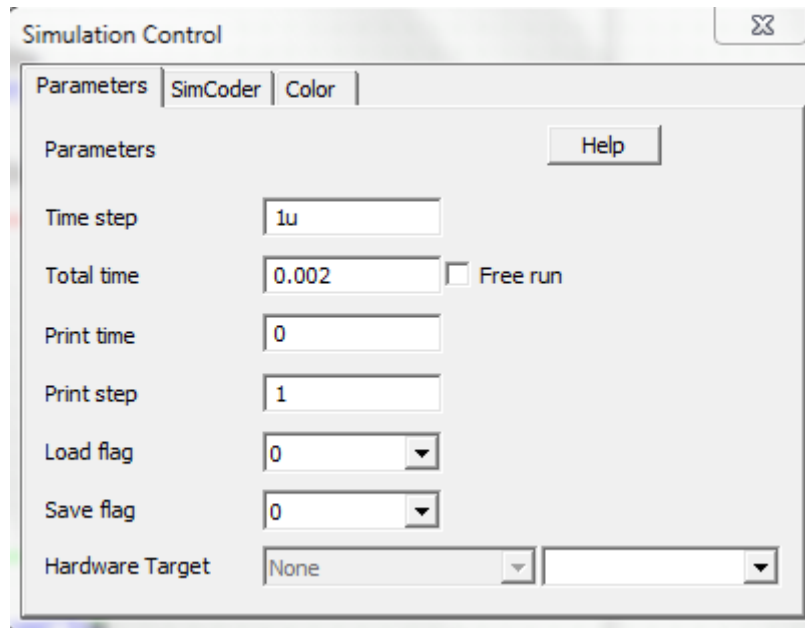
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

- Frecuencia: 60 kHz.
- Amplitud: 1 V.
- Ciclo de servicio: 0.5

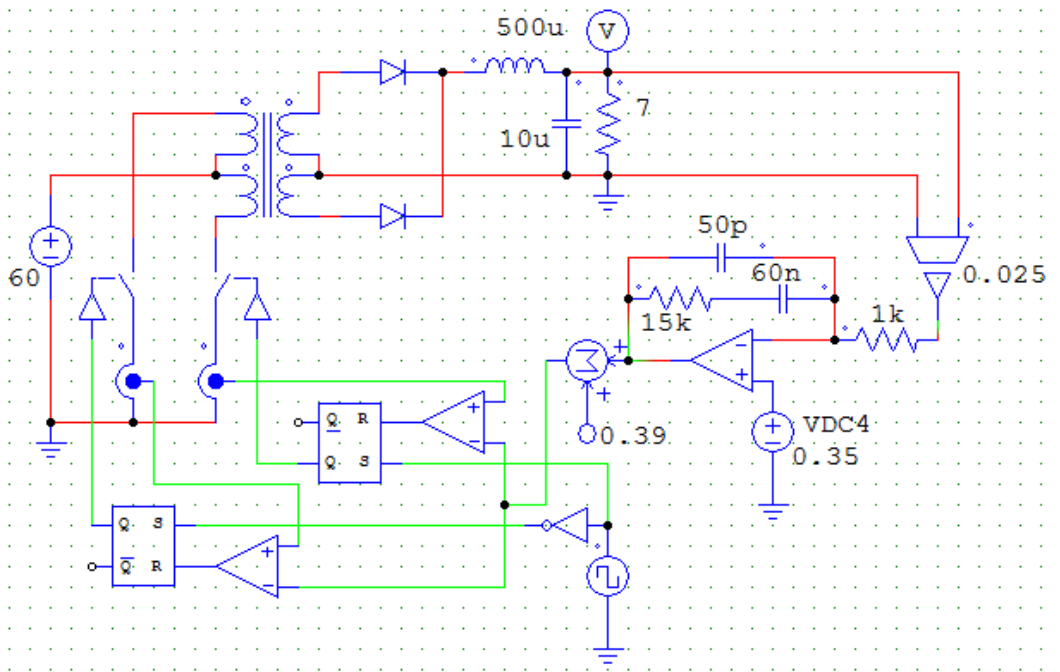
2.1 Observar su transitorio e introducir saltos en la entrada, cambios de carga y de referencia.

Parámetros de simulación del transitorio:

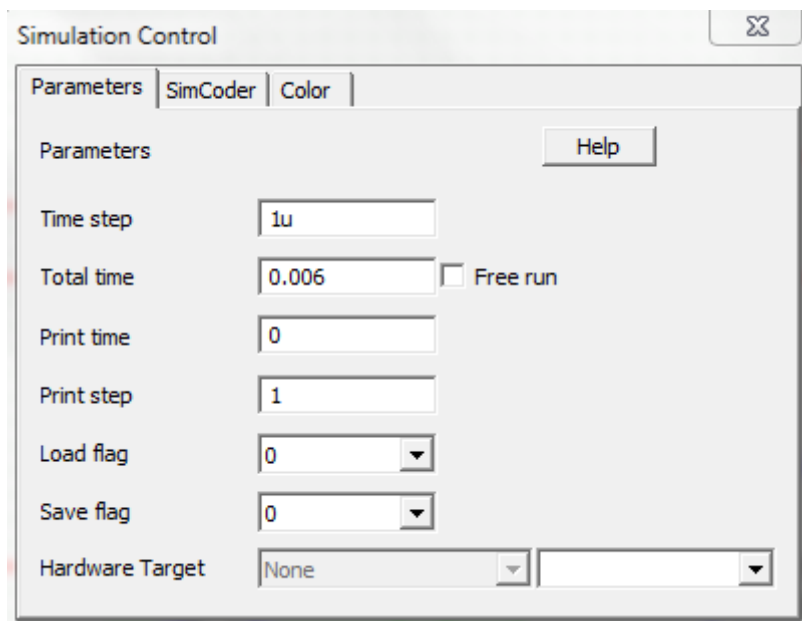


- ¿Qué deferencias se aprecian con respecto al Push pull en lazo abierto?
- Ante el visionado de las señales del ciclo de trabajo, explicar el funcionamiento de este lazo de control.

3. Al circuito que teníamos hasta ahora, le añadiremos un lazo más de control, quedando de la siguiente manera:



3.1 Simular su transitorio estableciendo los siguientes parámetros de simulación:



- ¿Qué anomalías se dan en la simulación?
- ¿Cómo pueden solventarse?

3.2 Cambiar el valor del condensador del filtro de salida a 150 µF, y simular con los mismos parámetros. ¿Ha mejorado la salida? ¿Por qué?

David Serna Escolar

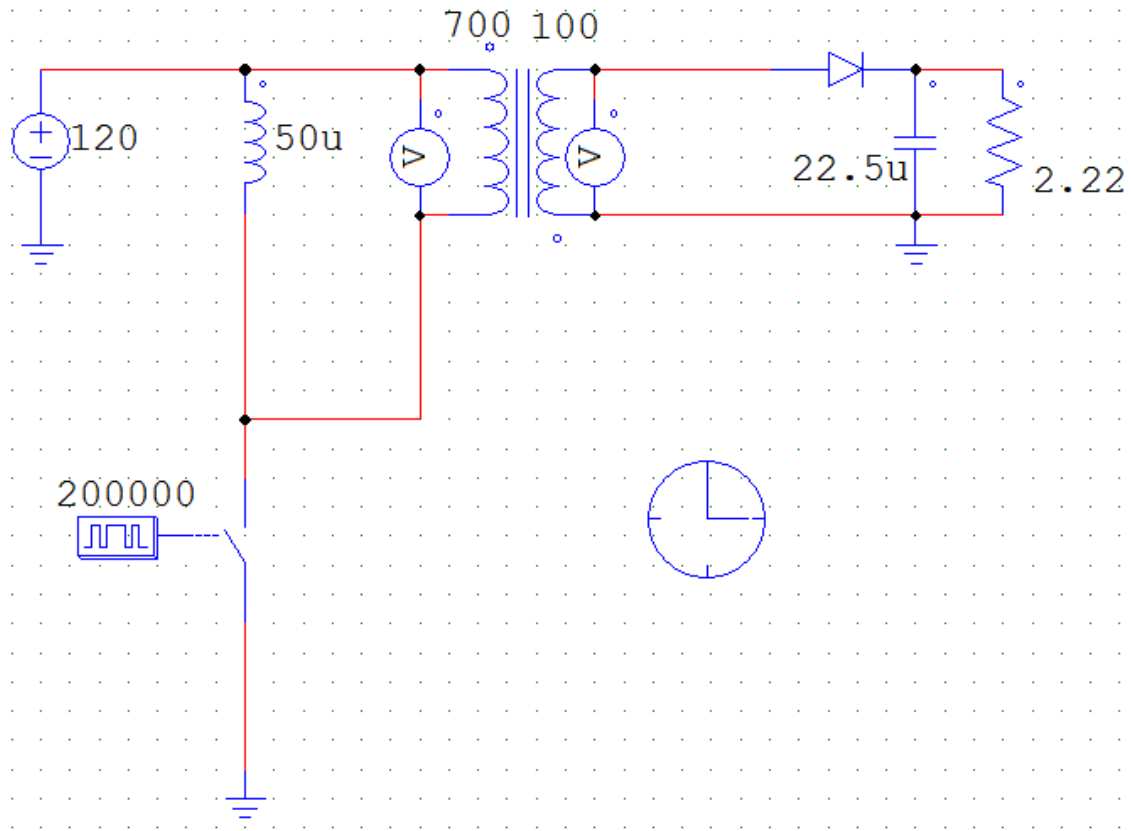
Mario Fernández Rodríguez

3.3 Realizar variaciones de tensión de entrada, referencia y carga sobre el sistema estabilizado y observar la evolución de la salida. Obtener conclusiones con respecto a los anteriores montajes.

9. SOLUCIONARIO DE LAS PRÁCTICAS

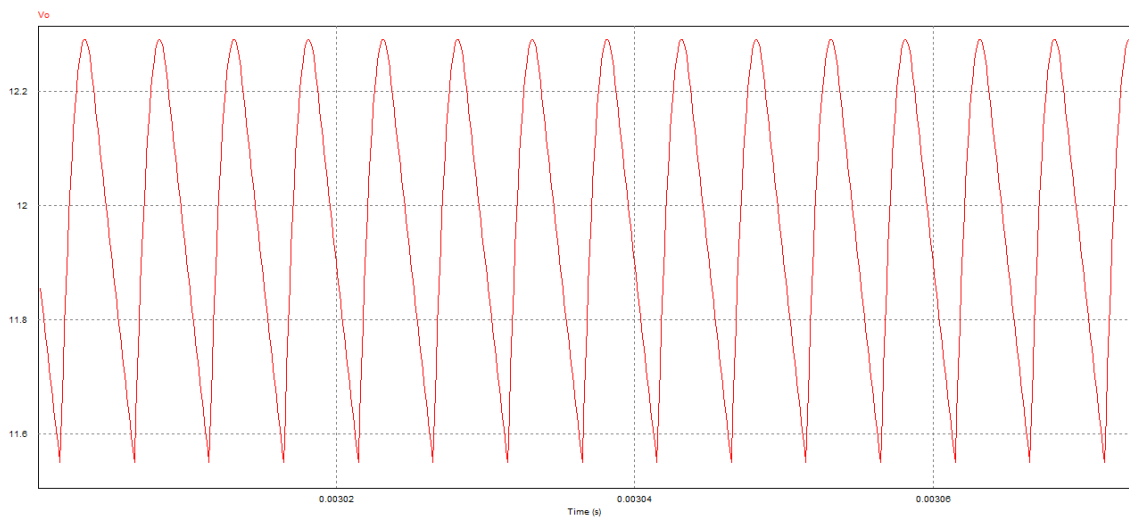
9.1. Flyback lazo abierto I

1. El circuito realizado con Psim es el siguiente:



Con los parámetros de simulación establecidos:

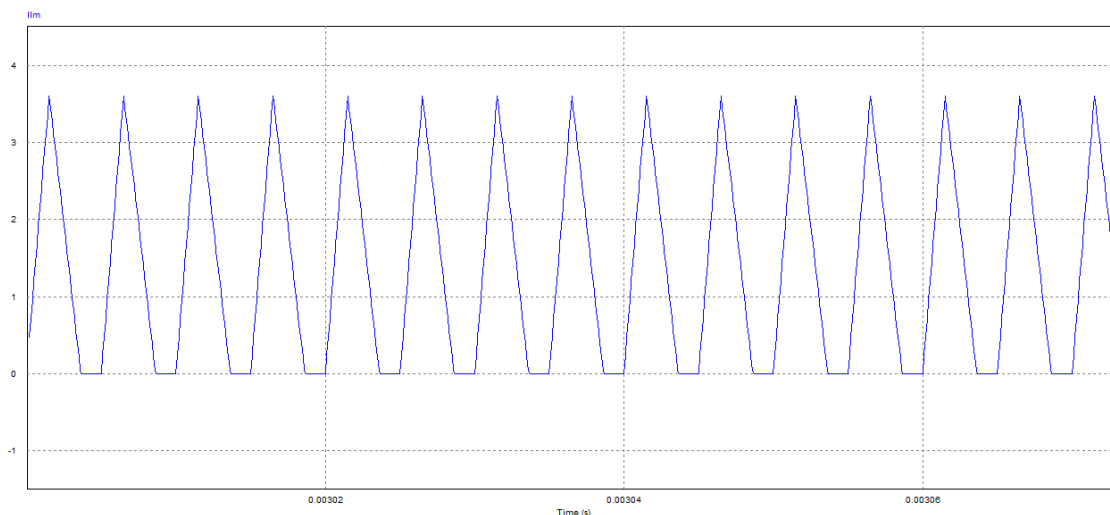
1.1 Simulamos la señal de salida:



Y la I por la inductancia:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez



El voltaje de salida es prácticamente igual al teórico, de alrededor de unos 12V ($V_{O_{AVG}} = 11.97V$).

Su rizado, según las especificaciones debe ser menor del 7%, y en la simulación es:

$$Rizado = \frac{\Delta V_o}{V_o} 100$$

$$\frac{V_{o_{max}} - V_{o_{min}}}{V_{O_{AVG}}} 100 = \frac{12.99 - 11.55}{11.97} 100 = 6.18\%$$

Observamos que se cumple la especificación, siendo el rizado menos que el 7%.

Observando la forma de onda de la corriente por la inductancia, vemos que su valor llega a 0A antes de que vuelva a aumentar al inicio del siguiente ciclo. Por lo tanto el convertidor estará trabajando en modo de conducción discontinua.

1.2 Con el condensador de 100 μ F, el valor del rizado es de:

$$\frac{12.048 - 11.88}{11.97} 100 = 1.4\%$$

Según la fórmula del rizado, éste debería valer teóricamente:

$$\frac{D}{2RCf} 100 = 1.34\%$$

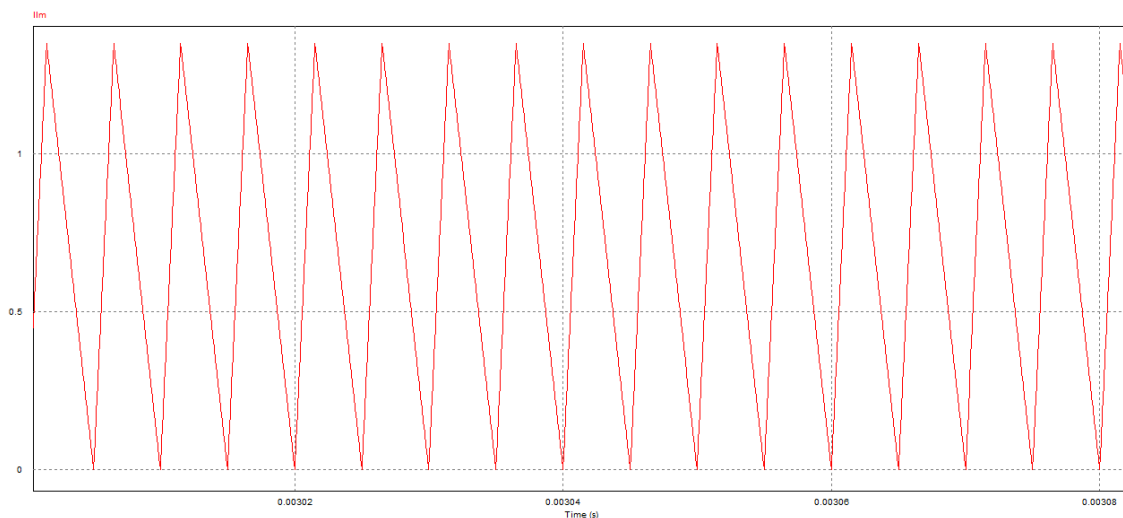
Por lo que aproximadamente, ambos valores, teórico y real, se corresponden. También observamos que la relación entre el condensador de salida y el rizado es inversa, ya que al aumenta de 22.5 μ F a 100 μ F el valor del condensador, el valor del nuevo rizado es casi cuatro veces menor que el inicial

David Serna Escolar

1.3 El valor límite de la inductancia es el siguiente:

$$(L_m)_{min} = \frac{(1 - D)^2 R \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2}{2f}$$

Operando, obtenemos que $L_{m_{min}} = 133.26 \mu\text{H}$. Simulando con éste nuevo valor de inductancia magnetizante, observamos que la corriente por dicha inductancia se encuentra justo en la frontera de funcionamiento entre corriente continua y discontinua. Por lo tanto, valores menores de la inductancia aseguran modo de conducción discontinua.

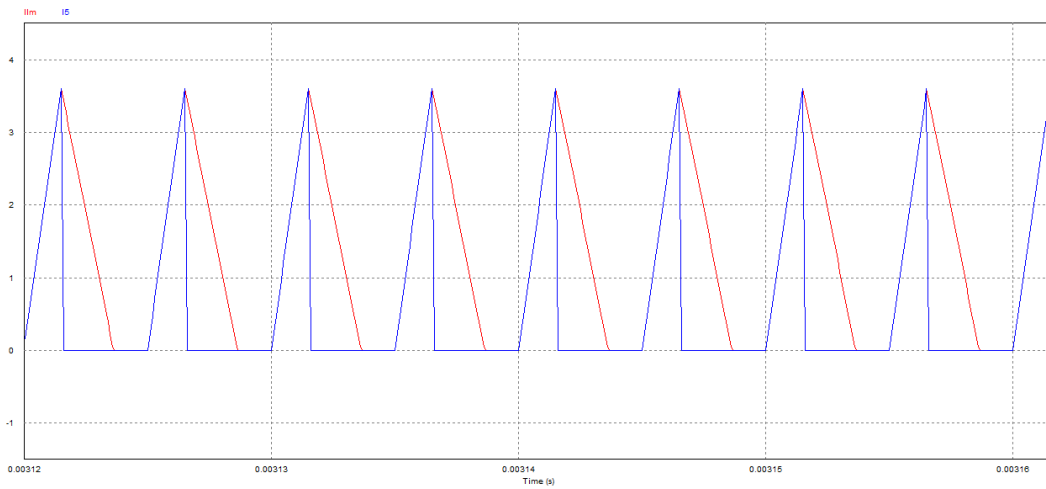


1.4 Observamos en las especificaciones que el rango de potencia del convertidor es de 40-100 W. Basándonos en estos valores, y en que la tensión de salida es de 12V, y sabiendo que la expresión de la potencia es $P = \frac{V^2}{R}$, podemos decir que el valor de la carga debe encontrarse en el rango de 1.44-3.6 Ω .

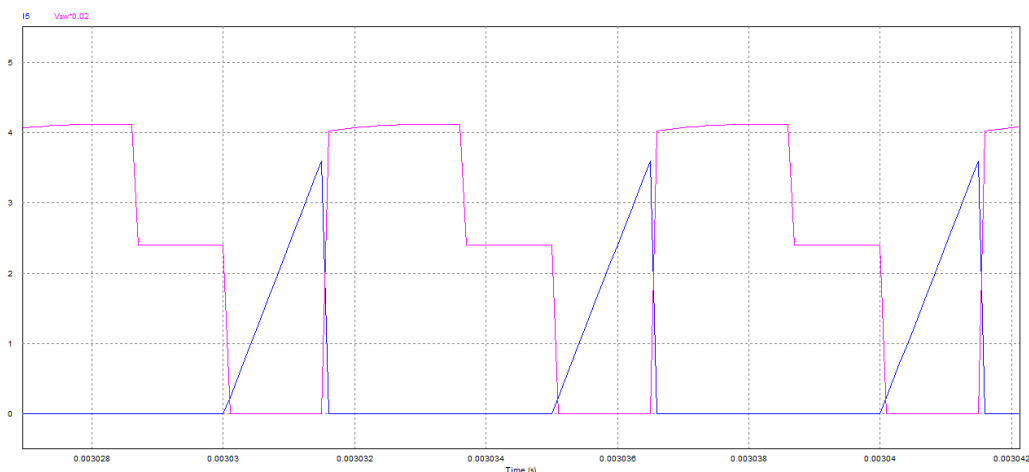
1.5 Simulamos La I en el conmutador y por la inductancia:

La I por el conmutador es igual que la I por la inductancia durante una parte del periodo. Esto es porque durante el T_{on} , el conmutador está conduciendo, y toda la I de la inductancia para por él, mientras que durante T_{off} el conmutador no conduce, y la I de la bobina durante ese tiempo está pasando por el primario del transformador.

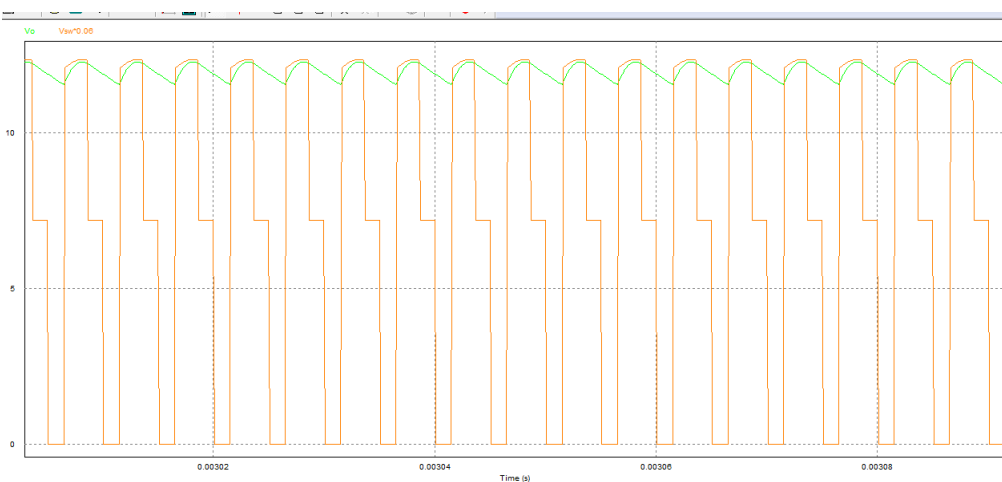
En resumen, la I por la bobina es la del conmutador durante T_{on} .



1.6 Al simular las señales, observamos que pasa corriente cuando no hay caída de tensión en el conmutador. Esto es lógico, ya que por lo explicado en el apartado anterior, pasa corriente por el conmutador cuando éste se encuentra en conducción, y por lo tanto no hay caída de tensión entre sus terminales.



1.7 Las señales a observar son:



Observamos que la tensión de salida aumenta su valor durante una parte de T_{off} , y disminuye la parte restante de T_{off} y todo T_{on} . Esto se produce porque cuando el conmutador conduce, no hay corriente en el primario del transformador, por lo que no hay transferencia de energía.

Es al comienzo de T_{off} , cuando la energía por la bobina comienza a descargarse a través del primario del transformador, transfiriendo así energía a la salida, hasta que, como estamos en modo de conducción discontinua, la energía por la bobina se termina antes de terminar T_{off} . A partir de este punto es cuando la tensión de salida comienza a disminuir.

2. Se va a realizar el estudio de las variaciones de los diferentes parámetros del sistema, para ello vamos a realizar una tabla en la que marcaremos las variaciones de cada uno de los parámetros y la modificación de los valores importantes del circuito y posteriormente se realizara un breve análisis de los resultados obtenidos.

Variación\Parámetro	$V_o(V)$	$I_{Lm}(A)$	$V_{sw}(V)$
$L_m = 50\mu$	12	1,21($\Delta=3,6A$)	MCD -> 0:120:304
200 μ	7,2	0,67($\Delta=0,9A$)	MCC -> 0:($V_o \frac{N_1}{N_2} + V_i$)
10 μ	26,7	4,42($\Delta=17,8A$)	MCD -> 0:120
$D = 0,3$	12	1,21($\Delta=3,6A$)	MCD -> 0:120:304
0,5	20	2,78($\Delta=6A$)	MCD -> 0:120:260
0,15	6	0,5($\Delta=1,8A$)	MCD -> 0:120:163
$V_i = 120 V$	12	1,21($\Delta=3,6A$)	MCD -> 0:120:304
130V	12,98	1,42($\Delta=3,9A$)	MCD -> 0:130:223
110V	10,9	1,2($\Delta=3,3A$)	MCD -> 0:110:188

NOTA: Esta tabla se ha realizado con la modificación de los parámetros referenciada en la misma manteniendo el resto de valores constantes en el valor de diseño inicial.

Una vez realizada la tabla, enfocaremos el estudio de distinta forma al propuesto en la práctica. Explicaremos la variación de la tensión de salida, la corriente por la inductancia magnetizante y la tensión en el conmutador con respecto a cada uno de los parámetros y no al revés.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

- V_o :
Varía de forma inversa con respecto a L_m , es decir, al aumentar L_m disminuye la tensión de salida, esto se debe a la fórmula:

$$V_o = V_s D \sqrt{\frac{R}{L_m 2f}}$$

Como es lógico, al estar dividiendo varía de forma inversa y, al estar dentro de la raíz cuadrada, varía de forma cuadrática y no lineal.

Varía de forma directa y lineal con D , al igual que con V_s , ya que si observamos la fórmula anterior, aparecen dichos parámetros multiplicando. Si V_i aumenta, se almacena más energía en el transformador, lo que implica que aumenta la energía transmitida al secundario del mismo.

Si D aumenta, el transformador está más tiempo almacenando energía, que luego transfiere al secundario.

- $I_{L_m}(\Delta I_{L_m})$:
La tensión entre extremos es:

$$V(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

Y su energía almacenada:

$$E = \frac{1}{2} L I^2$$

Varía de forma inversa con respecto a L_m , dado que al ser más grande la inductancia tarda más tiempo en cargarse y descargarse, pudiendo incluso pasar a MCC si la L_m aumenta demasiado. Cuando L_m disminuye, el tiempo de carga y descarga se hace menor y por tanto el transformador se queda antes sin energía.

Varía de forma directa con D , cuanto mayor sea el ciclo de servicio, más tiempo está cargándose la bobina y por tanto mayor valor medio y mayor variación de su corriente, descargándose más tarde.

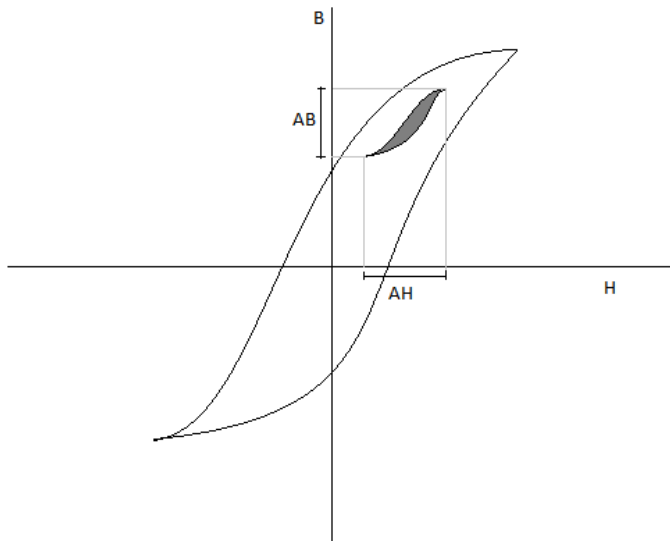
Varía de forma directa con respecto a V_i , dado que cuanto más tensión soporte, más rápidamente se carga, por tanto, aumenta la variación de la corriente por la bobina en el mismo tiempo y por tanto el valor medio.

- V_{sw} :
Varía en función de V_o y V_i , ya que en modo de conducción discontinua, cuando L_m se descarga soporta $(V_i + V_o * (N_1/N_2))$. Cuando L_m se ha descargado

David Serna Escolar

completamente, la tensión soportada por el conmutador pasa a ser V_i , debido a que no hay ningún tipo de transferencia de energía en el transformador.

3. En la topología Flyback, la curva de histéresis es la siguiente.



Por lo tanto, éste convertidor es de excitación unidireccional.

9.2. Flyback lazo abierto II

1. Atendiendo al formulario que se nos ha proporcionado y a los conocimientos teóricos obtenidos en clase, vamos a realizar el dimensionamiento del convertidor Flyback.

1.1. Si la transferencia de potencia es ideal, toda la potencia que entrega la fuente al convertidor se transmite a la carga. Como conocemos la corriente media de entrada y la potencia de salida podemos aplicar:

$$P_s = P_o = 50$$

Y dado que conocemos la corriente media de entrada:

$$I_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_s D R} = \frac{P_o}{V_s D}$$

Si de la fórmula anterior despejamos D obtenemos:

$$D = \frac{P_o}{V_s I_{Lm}} = \frac{50}{400 \cdot 0,311} = 0,40192926$$

Si no conocemos I_{lm} o no conocemos todos los valores de esta fórmula, se puede obtener de una forma mucho más simple:

$$I_s = I_{Lm} D$$

1.2 Si el circuito entrega la máxima potencia, el valor de la carga a la que alimenta el convertidor será:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R}$$

Por lo que despejando la carga obtenemos:

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = 14,58 \Omega$$

1.3 Atendiendo a los cálculos anteriores, se puede calcular el valor mínimo de la inductancia magnetizante, que asegura conducción continua al circuito:

$$(L_m)_{min} = \frac{(1 - D)^2 R \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2}{2f} = \frac{(1 - 0,402)^2 \cdot 14,58}{2 \cdot 50000} \cdot 10^2 = 5,21 \text{ mH}$$

Como podemos observar, la inductancia magnetizante tiene un valor mínimo de 5,21 mH, que garantiza conducción continua, por lo que dado que en este circuito la inductancia magnetizante instalada es de 8 mH esto quiere decir que estamos trabajando en conducción continua.

1.4 Con todos los parámetros anteriores y dado que se conoce el rizado deseado de salida del convertidor, podemos calcular el valor de la capacidad del filtro del circuito con la siguiente fórmula:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

Despejando de la formula anterior obtenemos:

$$C = \frac{V_o D}{Rf \Delta V_o} = \frac{0,402 \cdot 27}{14,58 \cdot 50000 \cdot 20e - 3} = 744,444 \mu F$$

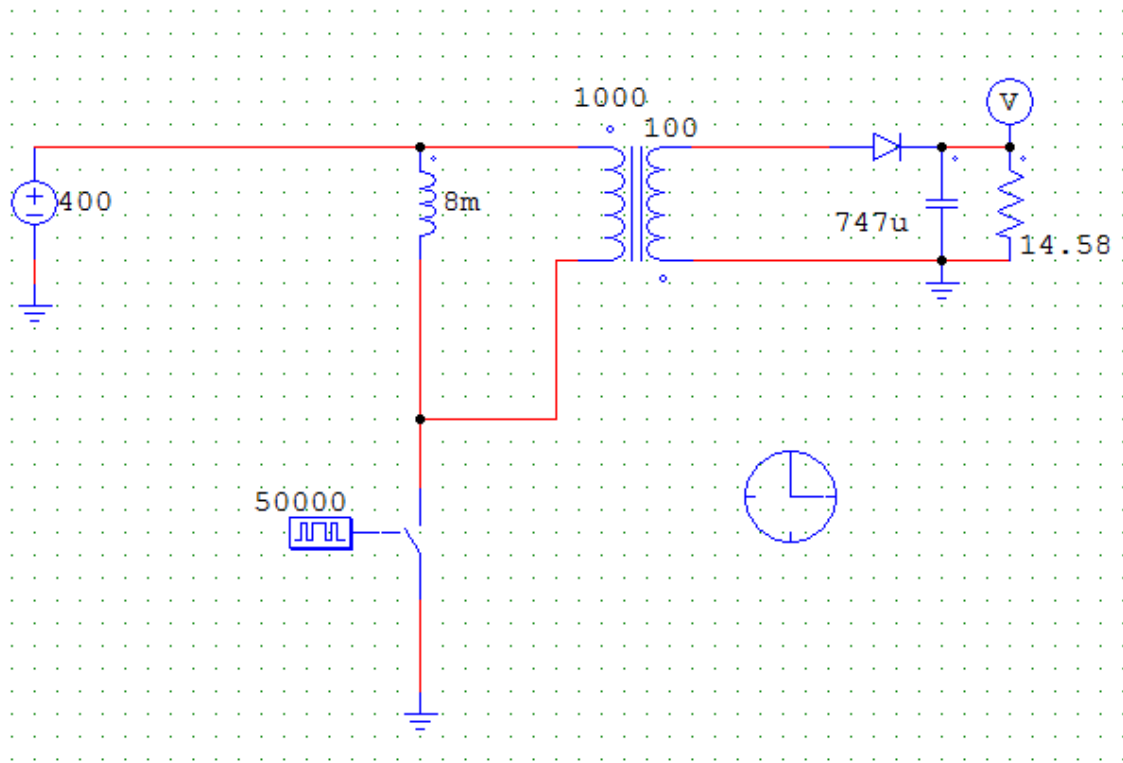
Por lo que el valor de la capacidad del condensador del filtro de salida es 750 μF .

2. El circuito en Psim será:

David Serna Escolar

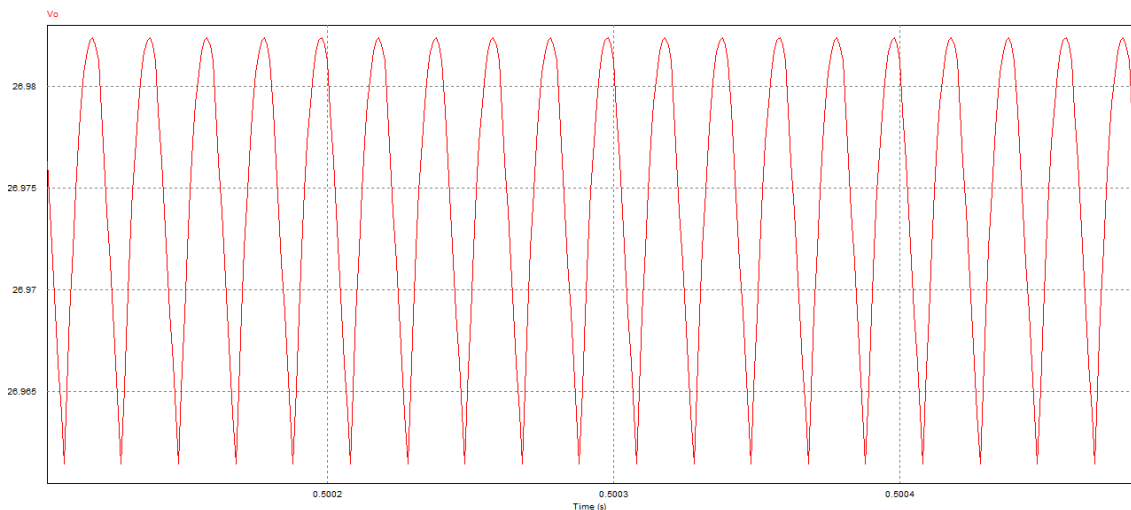
Mario Fernández Rodríguez

Página 93



Ahora lo simularemos para comprobar las especificaciones del enunciado.

La tensión de salida, una vez estabilizada será:



Donde su valor medio es $V_{O_{AVG}} = 26.97V$, el cual es muy cercano al teórico, y su rizado es:

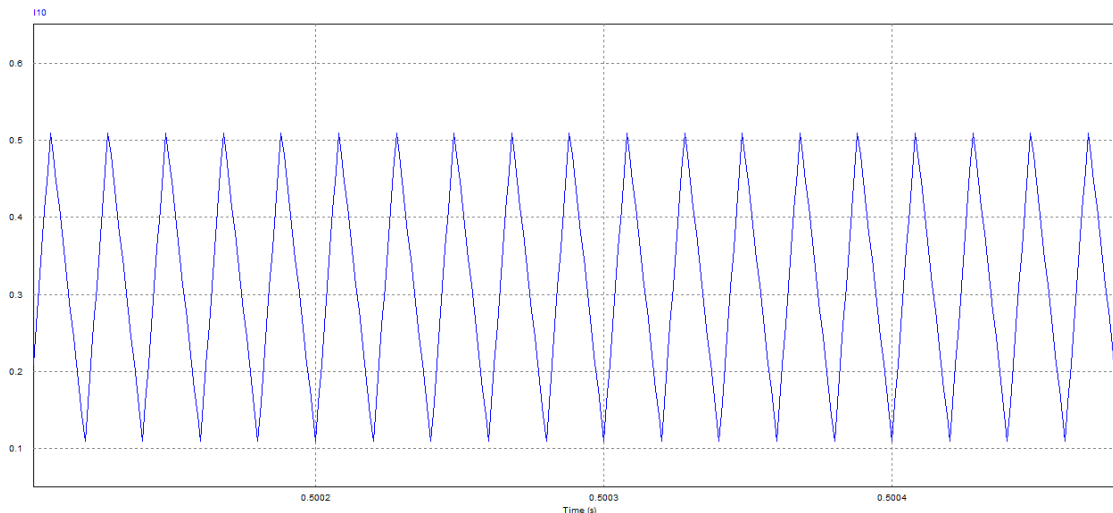
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 26.98 - 26.96 = 0.02V$$

Que es el valor límite permitido por las especificaciones. Por lo tanto la tensión de salida y su rizado cumplen las especificaciones.

Simulando la corriente por la inductancia magnetizante:



Y su valor medio es:

$$I_{lm_{AVG}} = 0.311A$$

Que aproximadamente es el valor que se pretende conseguir. La corriente por la Inductancia magnetizante cumple también las especificaciones.

3. En la elección de estos Datasheets no tendremos en cuenta el problema de disipación de potencia, que aunque es uno de los más importantes en la rama de la Electrónica de Potencia, no consideramos necesario ahondar tanto.

La búsqueda de este apartado es el manejo rápido de los datasheets y el conseguir encontrar la información más importante, dentro de toda la información que entregan los fabricantes.

Para realizar la elección de cualquier componente, dentro de la ingeniería, arquitectura y otras ciencias, se suele tener en cuenta lo que se denomina Factor de Seguridad. Dicho factor suele referenciarse en tanto por ciento y es la forma de mejorar el margen de funcionamiento de los diferentes dispositivos, por medio de un pequeño sobredimensionamiento, que no los haga trabajar al 100% de sus posibilidades.

En muchos casos no sólo es aconsejable, sino que es imprescindible, la aplicación de dicho factor para garantizar sobre todo la seguridad de las personas ante variaciones aleatorias de las condiciones de funcionamiento o trabajo. Gracias a este factor existirá un margen extra de prestaciones por encima de las mínimas estrictamente

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 95

necesarias, que garantizará dentro de un margen la seguridad de las personas y el buen funcionamiento.

Este factor de seguridad se introduce en los cálculos de los componentes por varias razones:

- La existencia de Tolerancias en los componentes analógicos, ya sean pasivos o activos.
- La protección del elemento para que no se dañe (debido a las tolerancias).
- Posibilidad de realizar ampliaciones a la instalación, sin cambiar los componentes.
- Seguridad de las personas.
- Correcto y seguro funcionamiento ante variaciones imprevistas de las condiciones de funcionamiento.

En esta práctica se ha decidido un valor estándar de factor de seguridad dentro de la electrónica del 20%. Este factor es elevado debido a la baja calidad de algunas fuentes y sobre todo debido al bajo coste del sobredimensionamiento.

Una vez decidido el factor de seguridad que vamos a emplear para seleccionar los componentes vamos a escribir aquí las principales características de cada uno de ellos, incluido ya el factor de seguridad:

MOSFET:

- Corriente directa: 0,744 Amperios
- Tensión inversa: 801,6 Voltios

CONDENSADOR:

- Voltaje: 32,4 Voltios
- Capacidad: 744,44 μF

DIODO:

- Tensión inversa: 80,28 Voltios
- Corriente de pico directa: 6 Amperios

Vamos a realizar primero el estudio de las características de los MOSFET elegidos:

IRFBG20 de International Rectifier:

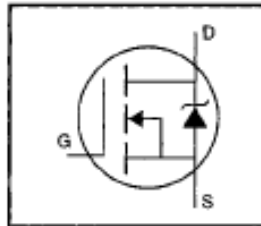
**International
IR Rectifier**

PD-9.604A

IRFBG20

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 1000V$$

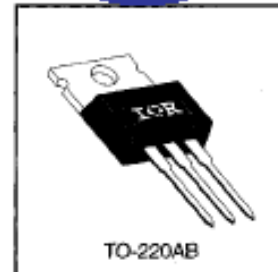
$$R_{DS(on)} = 11\Omega$$

$$I_D = 1.4A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

DATA
SHEETS**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	1.4	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	0.86	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	5.6	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	54	W
	Linear Derating Factor	0.43	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	1.4	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	5.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	1.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lb•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	2.3	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

IRFBG20



Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{DS(BR)}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	1000	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _(BR) /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	1.2	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	11	Ω	V _{GS} =10V, I _D =0.84A ③
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	1.0	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =0.84A ③
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	V _{DS} =1000V, V _{GS} =0V
		—	—	500		V _{DS} =800V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	38	nC	I _D =1.4A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	4.9	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	22	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{don}	Turn-On Delay Time	—	9.4	—	ns	V _{DD} =500V
t _r	Rise Time	—	17	—	ns	I _D =1.4A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	58	—	ns	R _G =18Ω
t _f	Fall Time	—	31	—	ns	R _D =370Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	500	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	52	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	17	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	1.4	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	5.6	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.5	V	T _J =25°C, I _S =1.4A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	130	190	ns	T _J =25°C, I _F =1.4A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.46	0.69	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=193mH, R_G=25Ω, I_{AS}=1.4A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤1.4A, di/dt≤60A/μs, V_{DD}≤600V, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

Como podemos observar, en este Datasheet las características eléctricas principales de este MOSFET son:

V_{DS}=1000 Voltios

I_D=1,4 Amperios

SPD02N60C3 de Infineon Technologies:



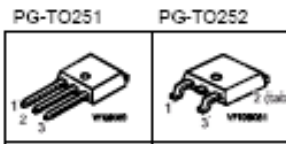
**SPD02N60C3
SPU02N60C3**

Cool MOS™ Power Transistor

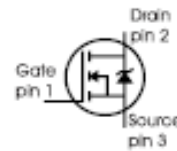
Feature

- New revolutionary high voltage technology
- Ultra low gate charge
- Periodic avalanche rated
- Extreme dv/dt rated
- Ultra low effective capacitances
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC⁽¹⁾ for target applications

$V_{DS} @ T_{Jmax}$	850	V
$R_{DS(on)}$	3	Ω
I_D	1.8	A



Type	Package	Ordering Code	Marking
SPD02N60C3	PG-T0252	Q67040-S4420	02N60C3
SPU02N60C3	PG-T0251		02N60C3



Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Continuous drain current $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	I_D	1.8 1.1	A
Pulsed drain current, t_D limited by T_{Jmax}	$I_{D\text{ puls}}$	5.4	
Avalanche energy, single pulse $I_D = 1.35\text{ A}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$	E_{AS}	50	mJ
Avalanche energy, repetitive t_{AR} limited by T_{Jmax} ¹ $I_D = 1.8\text{ A}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$	E_{AR}	0.07	
Avalanche current, repetitive t_{AR} limited by T_{Jmax}	I_{AR}	1.8	A
Gate source voltage static	V_{GS}	± 20	V
Gate source voltage AC ($f > 1\text{ Hz}$)	V_{GS}	± 30	
Power dissipation, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_{tot}	25	W
Operating and storage temperature	T_J, T_{stg}	-55... +150	$^\circ\text{C}$
Reverse diode dv/dt ⁵⁾	dv/dt	15	V/ns



SPD02N60C3
SPU02N60C3

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Drain Source voltage slope $V_{DS} = 480 \text{ V}$, $I_D = 1.8 \text{ A}$, $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	dv/dt	50	V/ns

Thermal Characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}	-	-	5	K/W
Thermal resistance, junction - ambient, leaded	R_{thJA}	-	-	75	
SMD version, device on PCB: @ min. footprint @ 6 cm^2 cooling area ²⁾	R_{thJA}	-	-	75 50	
Soldering temperature, *) 1.6 mm (0.063 in.) from case for 10s	T_{solid}	-	-	260	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics, at $T_J=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=0.25\text{mA}$	600	-	-	V
Drain-Source avalanche breakdown voltage	$V_{(BR)DS}$	$V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=0.25\text{A}$	-	700	-	
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$I_D=80\mu\text{A}$, $V_{DS}=V_{DS}$	2.1	3	3.9	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=600\text{V}$, $V_{GS}=0\text{V}$, $T_J=25^\circ\text{C}$, $T_J=150^\circ\text{C}$	-	0.5 -	1 50	μA
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=30\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$	-	-	100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=1.1\text{A}$, $T_J=25^\circ\text{C}$, $T_J=150^\circ\text{C}$	-	2.7 7.3	3 -	Ω
Gate input resistance	R_G	$f=1\text{MHz}$, open Drain	-	9	-	

*) TO252: reflow soldering, MSL3; TO251: wavesoldering

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este MOSFET son:


$V_{DS}=650$ Voltios

$I_D=1,8$ Amperios

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

STN1NK80Z de ST:



STQ1NK80ZR-AP - STN1NK80Z
STD1NK80Z - STD1NK80Z-1

N-CHANNEL 800V - 13 Ω - 1 A TO-92 /SOT-223/DPAK/IPAK
Zener - Protected SuperMESH™ MOSFET

Table 1: General Features

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D	P _W
STQ1NK80ZR-AP	800 V	< 16 Ω	0.3 A	3 W
STN1NK80Z	800 V	< 16 Ω	0.25 A	2.5 W
STD1NK80Z	800 V	< 16 Ω	1.0 A	45 W
STD1NK80Z-1	800 V	< 16 Ω	1.0 A	45 W

- TYPICAL R_{DS(on)} = 13Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- ESD IMPROVED CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- NEW HIGH VOLTAGE BENCHMARK
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

The SuperMESH™ series is obtained through an extreme optimization of ST's well established strip-based PowerMESH™ layout. In addition to pushing on-resistance significantly down, special care is taken to ensure a very good dv/dt capability for the most demanding applications. Such series complements ST full range of high voltage MOSFETs including revolutionary MDmesh™ products.

APPLICATIONS

- AC ADAPTORS AND BATTERY CHARGERS
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)

Figure 1: Package

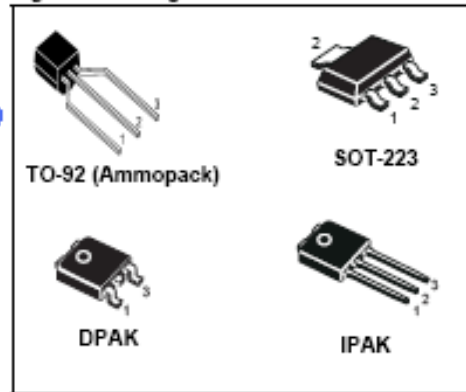


Figure 2: Internal Schematic Diagram

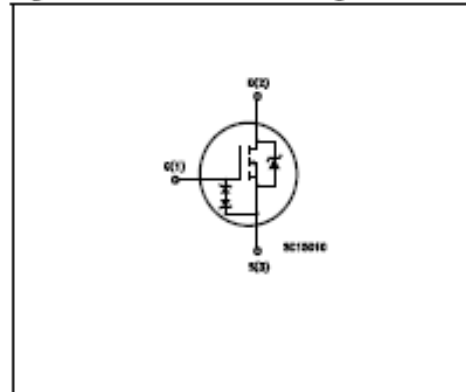


Table 2: Order Codes

SALES TYPE	MARKING	PACKAGE	PACKAGING
STQ1NK80ZR-AP	Q1NK80ZR	TO-92	AMMOPAK
STN1NK80Z	N1NK80Z	SOT-223	TAPE & REEL
STD1NK80ZT4	D1NK80Z	DPAK	TAPE & REEL
STD1NK80Z-1	D1NK80Z	IPAK	TUBE

Rev. 3

January 2006

1/15

STQ1NK80ZR-AP - STN1NK80Z - STD1NK80Z - STD1NK80Z-1

Table 3: Absolute Maximum ratings

Symbol	Parameter	Value			Unit
		TO-92	SOT-223	DPAK/IPAK	
V_{DS}	Drain-source Voltage ($V_{GS} = 0$)		800		V
V_{DGR}	Drain-gate Voltage ($R_{DS} = 20\text{ k}\Omega$)		800		V
V_{GS}	Gate-source Voltage		± 30		V
I_D	Drain Current (continuous) at $T_C = 25^\circ\text{C}$	0.3	0.25	1.0	A
I_D	Drain Current (continuous) at $T_C = 100^\circ\text{C}$	0.19	0.16	0.63	A
$I_{DM} (*)$	Drain Current (pulsed)		5		A
P_{TOT}	Total Dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$	3	2.5	45	W
	Derating Factor	0.025	0.02	0.36	W/°C
$V_{ESD}(G-S)$	Gate source ESD (HBM-C= 100pF, R= 1.5k Ω)		1000		V
$dw/dt (1)$	Peak Diode Recovery voltage slope		4.5		V/ns
T_j T_{stg}	Operating Junction Temperature Storage Temperature		-55 to 150		°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) $I_{sp} \leq 1\text{ A}$, $dI/dt \leq 200\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq 640$

Table 4: Thermal Data

		TO-92	SOT-223	DPAK/IPAK	Unit
$R_{th-j-case}$	Thermal Resistance Junction-case Max	--	--	2.78	°C/W
$R_{th-j-amb}(\#)$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	120	50	100	°C/W
$R_{th-j-lead}$	Thermal Resistance Junction-lead Max	40	--	--	°C/W
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	260	--	300	°C

(\#) When mounted on 1inch² FR-4 BOARD, 2 oz Cu

Table 5: Avalanche Characteristics

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Replicative (pulse width limited by T_j max)	1	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$)	50	mJ

Table 6: GATE-SOURCE ZENER DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
BV_{GSO}	Gate-Source Breakdown Voltage	$I_{GS} = \pm 1\text{ mA}$ (Open Drain)	30			V

PROTECTION FEATURES OF GATE-TO-SOURCE ZENER DIODES

The built-in back-to-back Zener diodes have specifically been designed to enhance not only the device's ESD capability, but also to make them safely absorb possible voltage transients that may occasionally be applied from gate to source. In this respect the Zener voltage is appropriate to achieve an efficient and cost-effective intervention to protect the device's integrity. These integrated Zener diodes thus avoid the usage of external components.

En este Datasheet vemos que las características eléctricas principales de este MOSFET son:

$$V_{DS}=800\text{ Voltios}$$

$$I_D=1\text{ Amperios}$$

Por lo tanto de los 3 modelos anteriores de MOSFET atendiendo a las necesidades y a las características propias de cada uno de ellos se debería seleccionar el modelo **STN1NK80Z** de **ST**, en su encapsulado **DPAK/IPAK**.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Vamos a realizar primero el estudio de las características de los Condensadores elegidos:

PANASONIC SERIE TP TIPO A:

Panasonic

Aluminum Electrolytic Capacitors/ TP



■ Standard Products

W.V. (V)	Cap. ±20 % (µF)	Case size		Specification						Lead Length			Part No.	Min. Packaging Qty.	
		Dia. (mm)	Length (mm)	Ripple Current (100 kHz (+125 °C) (mA rms)	Ripple Current (100 kHz (+135 °C) (mA rms)	E.S.R. (100 kHz (+20 °C) (Ω)	tan δ (100 kHz (+20 °C)	105 °C Endure (hours)	135 °C Endure (hours)	Lead Dia. (mm)	Lead Space Straight (mm)	Taping Pitch (mm)		Straight Leads (pos)	Taping (pos)
25	220	10	12.5	580	500	0.190	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E221()	200	500
	330	10	16	1100	945	0.130	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E331()	200	500
	B	20	1060	760	0.067	0.14	2000	1000	0.6	3.5	5.0	EEUTP1E471L()	200	1000	
	470	10	16	1100	945	0.130	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E471()	200	500
	510	10	16	1100	945	0.130	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E511()*	200	500
	820	10	20	1540	1100	0.062	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E821()	200	500
	1000	12.5	20	1860	1490	0.038	0.14	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E102()	200	500
	1200	12.5	20	1860	1490	0.038	0.14	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E122()	200	500
	1800	12.5	25	2180	1750	0.030	0.14	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E182()	200	500
	16	20	2380	1985	0.029	0.14	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E182S()	100	250	
25	3000	16	20	2380	1985	0.029	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E202S()*	100	250
	16	25	2760	2300	0.022	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E222()	100	250	
	18	20	2700	2250	0.028	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E222S()	100	250	
	16	25	2760	2300	0.022	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E272()	100	250	
	18	20	2700	2250	0.028	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E272S()	100	250	
	16	31.5	3250	2710	0.018	0.18	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E332	100		
	3300	18	25	2960	2470	0.020	0.18	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E332S()	100	250
	16	31.5	3250	2710	0.018	0.18	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E392	100		
	3900	18	25	2960	2470	0.020	0.18	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E392S()	100	250
	4700	18	31.5	3480	2900	0.016	0.20	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E472	50	
5100	18	31.5	3480	2900	0.016	0.22	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E512*	50		
35	100	10	12.5	580	500	0.190	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V101()	200	500
	120	10	12.5	580	500	0.190	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V121()	200	500
	B	20	1060	760	0.067	0.12	2000	1000	0.6	3.5	5.0	EEUTP1V221L()	200	1000	
	220	10	16	1100	945	0.130	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V221()	200	500
	B	20	1060	760	0.067	0.12	2000	1000	0.6	3.5	5.0	EEUTP1V271L()	200	1000	
	270	10	16	1100	945	0.130	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V271()	200	500
	330	10	20	1540	1100	0.062	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V331()	200	500
	390	10	20	1540	1100	0.062	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V391()	200	500
	470	12.5	20	1860	1490	0.038	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V471()	200	500
	560	12.5	20	1860	1490	0.038	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V561()	200	500
35	620	12.5	20	1860	1490	0.038	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V621()*	200	500
	820	12.5	25	2180	1750	0.030	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V821()	200	500
	1000	16	20	2380	1985	0.029	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V102()	100	250
	1200	16	20	2380	1985	0.029	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V122()	100	250
	16	25	2760	2300	0.022	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V182()	100	250	
	1500	18	20	2700	2250	0.028	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V182S()	100	250
	1600	16	25	2760	2300	0.022	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V182()*	100	250
	16	31.5	3250	2710	0.018	0.12	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V182	100		
	1800	18	25	2960	2470	0.020	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V182S()	100	250
	3000	16	31.5	3250	2710	0.018	0.14	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V202*	100	
18	25	2960	2470	0.020	0.14	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V202S()*	100	250		
2200	18	31.5	3480	2900	0.016	0.14	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V222	50		
2700	18	31.5	3480	2900	0.016	0.14	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V272	50		

* : Substandard (E24series number)

When requesting taped product, please put the letter "B" between the "()" . Lead wire pitch: B=5 mm, 7.5 mm. The taping dimensions are explained on EE1B9 of our Catalog. Please use it as a reference guide.

Design and specifications are each subject to change without notice. Ask factory for the correct technical specifications before purchase and/or use. Should a safety concern arise regarding this product, please be sure to contact us immediately.

01 Jun. 2011



Panasonic

Aluminum Electrolytic Capacitors/ TP

Radial Lead Type

Series: **TP** Type: **A**



■ Features

- Endurance: 125 °C 2000 h to 5000 h or 135 °C 1000 h to 2000 h
- Smaller than series TA
- High ripple current (at high frequency) : 20 to 40% higher than TA series
- RoHS directive compliant

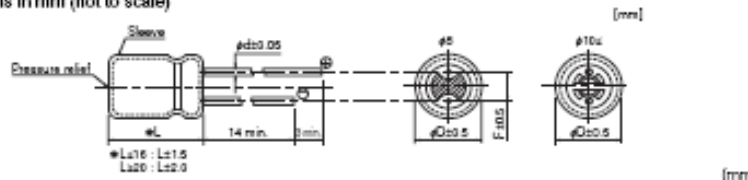
■ Specifications

Category Temp. Range	-55 to +105 °C		
Rated W.V. Range	25 V. DC to 35 V. DC		
Nominal Cap. Range	100 μF to 3300 μF		
Capacitance Tolerance	±20 % (120 Hz / +20 °C)		
DC Leakage Current	I ≤ 0.01 CV or 3 (μA) After 2 minutes (Whichever is greater)		
tan δ	W.V.(V)	25	35
	tan δ	0.14	0.12
For capacitance value ≥ 1000 μF, add 0.02 per every 1000 μF.			
Endurance 1	After following life test with DC voltage and +125 °C±2 °C ripple current value applied. (The sum of DC and ripple peak voltage shall not exceed the rated working voltage) when the capacitors are restored to 20 °C, the capacitors shall meet the limits specified below.		
	Duration φ8 : 2000 hours, φ10 : 3000 hours, φ12.5 : 4000 hours, φ16 to φ18 : 5000 hours		
	Capacitance change ±30% of initial measured value		
	tan δ ≤ 300 % of initial specified value		
Endurance 2	After following life test with DC voltage and +135 °C±2 °C ripple current value applied. (The sum of DC and ripple peak voltage shall not exceed the rated working voltage) when the capacitors are restored to 20 °C, the capacitors shall meet the limits specified below.		
	Duration φ8 : 1000 hours, φ10 to φ18 : 2000 hours		
	Capacitance change ±30% of initial measured value		
	tan δ ≤ 300 % of initial specified value		
Shelf Life 1	After storage for 1000 hours at +125 °C±2 °C with no voltage applied and then being stabilized at +20 °C, capacitors shall meet the limits specified in Endurance. (With voltage treatment)		
Shelf Life 2	After storage for 1000 hours at +135 °C±2 °C with no voltage applied and then being stabilized at +20 °C, capacitors shall meet the limits specified in Endurance. (With voltage treatment)		

■ Frequency correction factor for ripple current

W.V. (V.DC)	Cap. (μF)	Frequency (Hz)				
		60	120	1 k	10 k	100 k
25 to 35	to 330	0.95	0.85	0.85	0.90	1.00
	330 to 1000	0.70	0.75	0.90	0.95	1.00
	1200 to	0.75	0.80	0.90	0.95	1.00

■ Dimensions in mm (not to scale)



	8	10	12.5	16	18
Body Dia. φD	8	10	12.5	16	18
Lead Dia. φd	0.6	0.6	0.6	0.8	0.8
Lead space F	3.5	5.0	5.0	7.5	7.5

Design and specifications are each subject to change without notice. Ask factory for the correct technical specifications before purchase and/or use. Should a safety concern arise regarding this product, please be sure to contact us immediately.

00 Jan. 2011

En este Datasheet se aprecia que las características eléctricas principales de este CONDENSADOR son:

V= 25 Voltios.

C=510 microFaradios.

ZLH SERIES de Rubycon:

Rubycon MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS ZLH

ZLH SERIES

UPGRADE

105°C Miniaturized, Long Life, Low Impedance.

◆FEATURES

- * Achieved endurance improvement and miniaturization of ZL series, as well as high frequency impedance reduction.
- * Load Life : 105°C 6000—10000hours.

◆SPECIFICATIONS

Items	Characteristics																					
Category Temperature Range	-40—+105°C																					
Rated Voltage Range	6.3—50V.DC																					
Capacitance Tolerance	±20% (20°C, 120Hz)																					
Leakage Current(MAX)	<p>I=0.01CV or 3 μA whichever is greater. (After 2 minutes)</p> <p>I=Leakage Current(μA) C=Rated Capacitance(μF) V=Rated Voltage(V)</p>																					
Dispation Factor(MAX)	<table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse;"> <tr> <td>Rated Voltage(V)</td> <td>6.3</td> <td>10</td> <td>16</td> <td>25</td> <td>35</td> <td>50</td> </tr> <tr> <td>tan δ</td> <td>0.22</td> <td>0.19</td> <td>0.16</td> <td>0.14</td> <td>0.12</td> <td>0.10</td> </tr> </table> <p style="font-size: small;">(20°C, 120Hz) When rated capacitance is over 1000 μF, tan δ shall be added 0.02 to the listed value with increase of every 1000 μF.</p>	Rated Voltage(V)	6.3	10	16	25	35	50	tan δ	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10							
Rated Voltage(V)	6.3	10	16	25	35	50																
tan δ	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10																
Endurance	<p>After life test with rated ripple current at conditions stated in the table below, the capacitors shall meet the following requirements.</p> <table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse;"> <tr> <td>Capacitance Change</td> <td>Within ±25% of the initial value, (6.3v, 10v : ±30%)</td> <td>Case size</td> <td>Life Time</td> </tr> <tr> <td>Dispation Factor</td> <td>Not more than 200% of the specified value,</td> <td># D= 6.3</td> <td>6000</td> </tr> <tr> <td>Leakage Current</td> <td>Not more than the specified value.</td> <td># D= 8</td> <td>8000</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td># D= 10</td> <td>10000</td> </tr> </table>	Capacitance Change	Within ±25% of the initial value, (6.3v, 10v : ±30%)	Case size	Life Time	Dispation Factor	Not more than 200% of the specified value,	# D= 6.3	6000	Leakage Current	Not more than the specified value.	# D= 8	8000			# D= 10	10000					
Capacitance Change	Within ±25% of the initial value, (6.3v, 10v : ±30%)	Case size	Life Time																			
Dispation Factor	Not more than 200% of the specified value,	# D= 6.3	6000																			
Leakage Current	Not more than the specified value.	# D= 8	8000																			
		# D= 10	10000																			
Low Temperature Stability Impedance Ratio(MAX)	<table border="1" style="display: inline-table; border-collapse: collapse;"> <tr> <td>Rated Voltage(V)</td> <td>6.3</td> <td>10</td> <td>16</td> <td>25</td> <td>35</td> <td>50</td> </tr> <tr> <td>Z(-25°C)/Z(20°C)</td> <td>2</td> <td>2</td> <td>2</td> <td>2</td> <td>2</td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>Z(-40°C)/Z(20°C)</td> <td>3</td> <td>3</td> <td>3</td> <td>3</td> <td>3</td> <td>3</td> </tr> </table> <p style="font-size: small;">(120Hz)</p>	Rated Voltage(V)	6.3	10	16	25	35	50	Z(-25°C)/Z(20°C)	2	2	2	2	2	2	Z(-40°C)/Z(20°C)	3	3	3	3	3	3
Rated Voltage(V)	6.3	10	16	25	35	50																
Z(-25°C)/Z(20°C)	2	2	2	2	2	2																
Z(-40°C)/Z(20°C)	3	3	3	3	3	3																

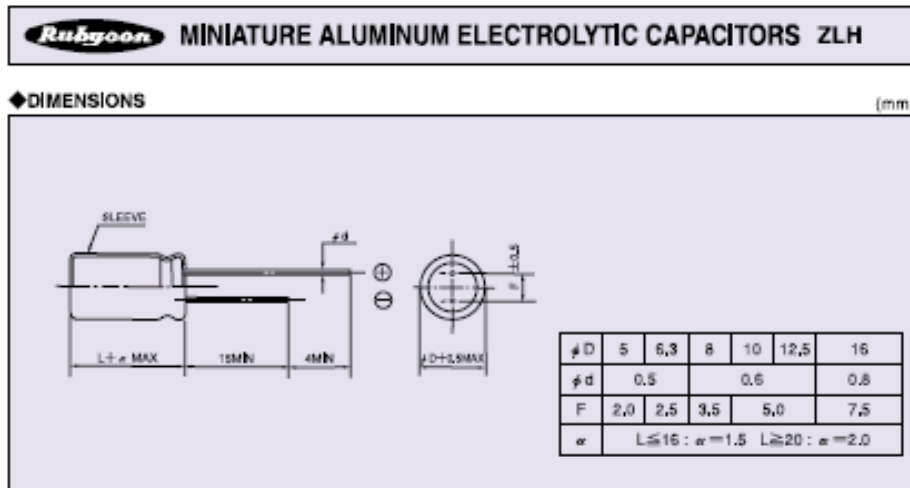
◆V MULTIPLIER FOR RIPPLE CURRENT

Frequency coefficient

Frequency (Hz)		120	1k	10k	100k±
Coefficient	27~33 μF	0.42	0.70	0.90	1.00
	39~270 μF	0.50	0.73	0.92	1.00
	330~680 μF	0.55	0.77	0.94	1.00
	820~1800 μF	0.60	0.80	0.96	1.00
	2200~8200 μF	0.70	0.85	0.98	1.00

◆PART NUMBER

□□□	ZLH	□□□□□	□	□□□	□□	DXL
Rated Voltage	Series	Rated Capacitance	Capacitance Tolerance	Option	Lead Forming	ケースサイズ Case Size



◆ STANDARD SIZE

Rated capacitance (μF)	Size φD×L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			Rated voltage 5.3V(5J)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
220	5×11	345	0,22	0,60
470	6,3×11	540	0,094	0,35
620	8×11,5	945	0,056	0,19
1200	8×16	1250	0,046	0,15
1200	10×12,5	1330	0,039	0,14
1500	10×20	1500	0,036	0,11
1800	10×16	1760	0,028	0,10
2200	10×20	1960	0,020	0,060
2700	10×23	2250	0,018	0,054
3900	12,5×20	2480	0,017	0,043
4700	12,5×25	2900	0,015	0,038
5600	12,5×30	3450	0,013	0,033
6800	15×20	3250	0,015	0,038
6800	12,5×35	3570	0,012	0,031
8200	16×25	3630	0,013	0,035

Observamos que las características eléctricas principales de este CONDENSADOR son:

V= 50 Voltios.

C=1200 microFaradios.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

PEG 226 de BHC Components:

PEG 226

ARTICLE TABLE PEG 226 (150°C)											
C_n	D x L	I_{RAC}^* $T_c=125^\circ\text{C}$ $\geq 5\text{ kHz}$	I_{RAC}^* $T_c=140^\circ\text{C}$ $\geq 5\text{ kHz}$	I_{RAC}^* $T_c=150^\circ\text{C}$ $\geq 5\text{ kHz}$	I_{RAC}^{**} $T_c=125^\circ\text{C}$ $\geq 5\text{ kHz}$	I_{RAC}^{***} $T_c=125^\circ\text{C}$ $\geq 5\text{ kHz}$	ESR (max) 20°C 100 Hz	ESR (max) 20°C 100 kHz	ESR (max) 125-150°C 5-100 kHz	Article code	
μF	mm	A	A	A	A	A	m Ω	m Ω	m Ω		
40 VDC (U_n)											
800	16x27	16.2	10.2	4.6	5.6	7.2	100	36	19.6	PEG226KF3800Q	
1200	16x35	13.0	11.0	6.3	7.0	8.3	66	26	19.0	PEG226KH4120Q	
1500	20x27	22.8	14.4	6.5	7.3	9.3	57	22	10.0	PEG226KH4150Q	
2200	20x35	25.7	16.2	7.3	8.0	11.2	41	17	7.9	PEG226KJ4220Q	
2700	20x43	27.0	17.6	7.9	10.1	12.8	32	13	6.7	PEG226KL4270Q	

63 VDC (U_n)											
250	16x27	11.5	7.3	3.3	4.0	5.1	227	53	26.9	PEG226MF3250Q	
370	16x35	13.6	8.6	3.9	5.1	6.4	155	37	19.2	PEG226MG3370Q	
470	20x27	17.3	10.9	4.9	5.5	7.0	125	32	17.5	PEG226MH3470Q	
680	20x35	20.0	12.7	5.7	6.9	8.7	87	23	13.0	PEG226MJ3680Q	
900	20x43	22.2	14.0	6.3	8.1	10.2	67	18	10.6	PEG226ML3900Q	

- * Capacitor mounted with low thermal resistance path (heat-sink). Maximum ripple current continuous operation (see below).
- ** Rated ripple current, continuous operation at natural convection (⊙20 case 4000 h, ⊙16 case 3000 h).
- *** Max ripple current, at natural convection (⊙20 case 2000 h, ⊙16 case 1500 h)

RIPPLE CURRENT SPECIFICATION AND OPERATIONAL LIFE

The ripple current specification (see table above) is given at case temperature (T_c) and at ambient temperature (T_a). To be able to operate at specified ripple current at temperature T_a , the capacitor needs to be mounted with low thermal resistance path to application chassis.
Frequency correction factor, for ripple current (Corr), see table to the right:
For operational life time calculation, please see pages 148 to 149.

	FREQUENCY				
	100 Hz	300 Hz	1 kHz	5 kHz	100 kHz
Correction factor (Corr) (Typical value)	0.35	0.57	0.90	1.00	1.04

RELIABILITY LEAKAGE CURRENT

Estimated field failure rate: < 2 ppm/year.
The expected failure rate, for this capacitor range, is based on field experience for capacitors with structural similarity. This failure rate is valued during first year of operation. Expected failure rate thereafter: < 1 ppm/y. (Until end of specified operational life)

Rated leakage current, I_{Lk} (μA)
Rated voltage, U_n (V)
Rated capacitance, C_n (μF)
 $I_{Lk} = 0.003 \times C_n \times U_n + 4$

ORDERING INFORMATION

For further ordering information please see page 8.

P	E	G	2	2	6	K	F	3	8	0	0	Q	E	1					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20

Capacitance tolerances: E1: Packed in boxes
Pos. 13: Q: -10 to +30%
M: -20 to +20%

Quantities and weights

CASE CODE	F	G	H	J	L
Weight approx (g)	8	11	13	20	24
Standard box quantity	125	100	150	125	100

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este CONDENSADOR son:

V= 40 Voltios.

C=800 microFaradios.

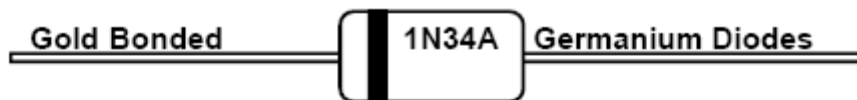
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Por lo tanto, de los 3 modelos anteriores de CONDENSADOR atendiendo a las necesidades y a las características propias de cada uno de ellos se debería seleccionar el modelo **PEG 226** de **BHC Components**.

Vamos a realizar primero el estudio de las características de los Diodos elegidos:

1N34A de Microsemi:

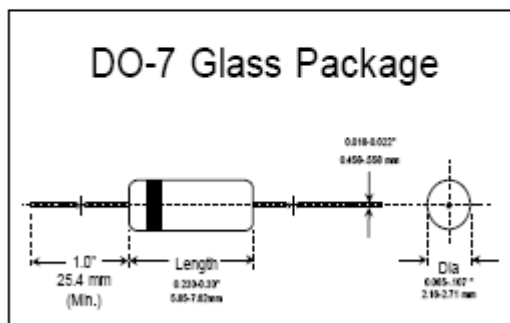


Optimized for Radio Frequency Response

Can be used in many AM, FM and TV-IF applications, replacing point contact devices.

Applications

- AM/FM detectors
- Ratio detectors
- FM discriminators
- TV audio detectors
- RF input probes
- TV video detectors



Features

- Lower leakage current
- Flat junction capacitance
- High mechanical strength
- At least 1 million hours MTBF
- BKC's Sigma-Bond™ plating for problem free solderability

Absolute Maximum Ratings at $T_{max} = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Symbols	Min.	Max.	Units
Peak Inverse Voltage (Repetitive), Measured @ $I_F = 1\text{ mA}$	PIV	**	65	Volts
Peak Forward Surge Current Non-Repetitive, $t = 1\text{ Second}$	I_{FSM}		0.5	Amps
Peak Forward Surge Current Repetitive	I_{FSR}		200	mA
Average Rectified Forward Current	I_F		50	mA
Operating and Storage Temperatures	$T_{J,STG}$	-55	+75	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics at $T_{max} = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test Conditions	Symbols	Min.	Max.	Units
Forward Voltage Drop	$I_F = 5.0\text{mA}$	V_F		1.0	Volts
Reverse Leakage	$V_R = 10\text{ Volts}$	I_R		30	μA
	$V_R = 50\text{ Volts}$			500	μA
Breakdown Voltage	$I_R = 1.0\text{ mA}$	PIV	65		Volts



Vemos en este Datasheet las características eléctricas principales de este DIODO son:

David Serna Escolar


Mario Fernández Rodríguez

$V_{INV}=65$ Voltios.

$I_D=200$ miliamperios.

SS38 de Fairchild Semiconductor:


SS32-S310



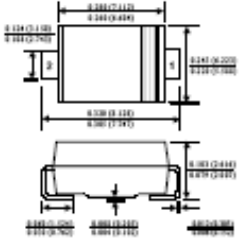
SS32 - S310

Features

- Metal to silicon rectifiers, majority carrier conduction.
- Low forward voltage drop.
- Easy pick and place.
- High surge current capability.



SMC/DO-214AB



3.0 Ampere Schottky Barrier Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I _O	Average Rectified Current @ T _A = 75°C	3.0	A
I _{FSM}	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	100	A
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	2.27 18	W mW/°C
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient**	55	°C/W
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	17	°C/W
T _{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T _J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.
** Device mounted on FR-4 PCB 0.55 x 0.55" (14 x 14 mm).

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Parameter	Device								Units
	32	33	34	36	38	38	39	310	
Peak Repetitive Reverse Voltage	20	30	40	50	60	80	90	100	V
Maximum RMS Voltage	14	21	28	35	42	56	63	70	V
DC Reverse Voltage (Rated V _R)	20	30	40	50	60	80	90	100	V
Maximum Reverse Current T _A = 25°C @ rated V _R T _A = 100°C	0.5								mA
	20			10					mA
Maximum Forward Voltage @ 3.0 A	500		750			850			mV

©1998 Fairchild Semiconductor Corporation SS32 - S310, Rev. 01

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este DIODO son:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

$V_{INV}=80$ Voltios.

$I_D= 3$ Amperios

8TQ080PbF de International Rectifier:

Bulletin PD-20862 rev. B 05/06

International
IR Rectifier

8TQ...PbF Series

SCHOTTKY RECTIFIER

8 Amp

$I_{F(AV)} = 8$ Amp
 $V_R = 60/ 100V$

Major Ratings and Characteristics

Characteristics	Value	Units
I_{RMS} Rectangular waveform	8	A
V_{RRM} range	60/ 100	V
I_{FSM} @ tp=5µs pulse	850	A
V_F @ 8Apt, $T_J = 125^\circ C$	0.56	V
T_J range	-55 to 175	$^\circ C$

Description/ Features

The 8TQ...PbF Schottky rectifier series has been optimized for low reverse leakage at high temperature. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to 175 $^\circ C$ junction temperature. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- 175 $^\circ C$ T_J operation
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- Low forward voltage drop
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- Lead-Free ("PbF" suffix)

Case Styles



www.irf.com

1

8TQ...PbF Series

Bulk/Kit: FD-2682 rev. B 08/05

International
IGR Rectifier

Voltage Ratings

Part number	8TQ060PbF	8TQ080PbF	8TQ100PbF
V _{RRM} Max. DC Reverse Voltage (V)	60	80	100
V _{RRM} Max. Working Peak Reverse Voltage (V)			

Absolute Maximum Ratings

Parameters	8TQ	Units	Conditions
I _{FM(AV)} Max. Average Forward Current * See Fig. 5	8	A	50% duty cycle @ T _C = 157°C, rectangular waveform
I _{SM} Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current * See Fig. 7	650	A	5µs Sine or 3µs Rect. pulse
	230	A	10ms Sine or 6ms Rect. pulse
E _{AS} Non-Repetitive Avalanche Energy	7.50	mJ	T _J = 25°C, I _{SM} = 0.50 Amps, L = 80 mH
I _{RR} Repetitive Avalanche Current	0.50	A	Current decaying linearly to zero in 1 µsec Frequency limited by T _J , max. V _{AK} = 1.5 x V _R typical

Electrical Specifications

Parameters	8TQ	Units	Conditions
V _{FM} Max. Forward Voltage Drop (1) * See Fig. 1	0.72	V @ 8A	T _J = 25°C
	0.68	V @ 16A	
	0.58	V @ 8A	T _J = 125°C
	0.69	V @ 16A	
I _{RR} Max. Reverse Leakage Current (1) * See Fig. 2	0.55	mA	T _J = 25°C
	7	mA	T _J = 125°C
C _{JT} Max. Junction Capacitance	500	pF	V _R = 5V _{DC} (test signal range 100KHz to 1MHz) 25°C
L _S Typical Series Inductance	5	nH	Measured lead to lead 5mm from package body
dV/dt: Max. Voltage Rate of Change (Rated V _R)	10000	V/µs	

(1) Pulse Width < 300µs, Duty Cycle < 2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	8TQ	Units	Conditions
T _J Max. Junction Temperature Range	-55 to 175	°C	
T _{STG} Max. Storage Temperature Range	-55 to 175	°C	
R _{th(j-c)} Max. Thermal Resistance Junction to Case	2.0	°C/W	DC operation * See Fig. 4
R _{th(j-s)} Typical Thermal Resistance, Case to HeatSink	0.50	°C/W	Mounting surface, smooth and greased
wf Approximate Weight	2 (0.07)	g (oz.)	
T Mounting Torque	Min. 8(5)	kg-cm (lb-in)	
	Max. 12(10)		
Marking Device	8TQ100		

En este Datasheet se aprecia que las características eléctricas principales de este DIODO son:

$$V_{INV} = 80 \text{ Voltios.}$$

$$I_D = 8 \text{ Amperios}$$

Por todo esto, de los 3 modelos anteriores de DIODO atendiendo a las necesidades y a las características propias de cada uno de ellos, se debería seleccionar el modelo **8TQ080PbF** de **International Rectifier**.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

9.3. Forward en lazo abierto I

1. Como se observa claramente en este circuito, la transferencia de energía se realiza por medio de la inductancia L_x , de forma directa, por lo tanto, mientras el convertidor trabaje en Modo de Conducción Continua, la tensión de salida será:

$$V_o = V_s D \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

O lo que es lo mismo:

$$V_o = V_2 D$$

Como sabemos:

$$V_2 = V_1 \frac{N_2}{N_1} = 75 \cdot \frac{1}{2} = 37,5 \text{ Voltios}$$

Si despejamos y sustituimos en la formula anterior obtenemos:

$$D = \frac{V_2}{V_o} = \frac{37,5}{15} = 0,4$$

La frontera entre modo de conducción continua y discontinua viene dada por la siguiente formula:

$$D \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) < 1$$

Como en nuestro caso $N_3/N_1=1$ implica que para que estemos en MCC se debe cumplir que:

$$D < 0,5$$

Y en este caso se cumple.

De las especificaciones, tenemos que la variación de corriente de L_x debe ser menor o igual que 1,5 Amperios, y como la variación neta de la corriente por la inductancia debe ser nula cuando estamos trabajando en régimen permanente, se obtiene la siguiente expresión:

$$(\Delta i_{L_x})_{abierto} = -\frac{V_o(1-D)T}{L_x} = (\Delta i_{L_x})_{cerrado} = \left[V_s \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - V_o \right] \left(\frac{DT}{L_x} \right) = 1,5A$$

Por lo que despejando de la variación de corriente en lazo abierto el valor de L_x es:

$$L_x = \frac{V_0(1-D)T}{(\Delta i_{Lx})_{abierto}} = \frac{15 \cdot (1-0,4)}{40000 \cdot 1,5} = 1,5e-4 = 150 \mu H$$

Estudiamos ahora si la corriente por la inductancia magnetizante se anula antes de la conclusión de cada ciclo, para que se desmagnetice el núcleo del transformador, o lo que es lo mismo, para que no se sature el núcleo del transformador.

$$\Delta i_{Lm} = \frac{VsDT}{Lm} = \frac{75 \cdot 0,4}{150e-6 \cdot 40000} = 5 \text{ Amperios}$$

Y el instante en que dicha corriente se anula es:

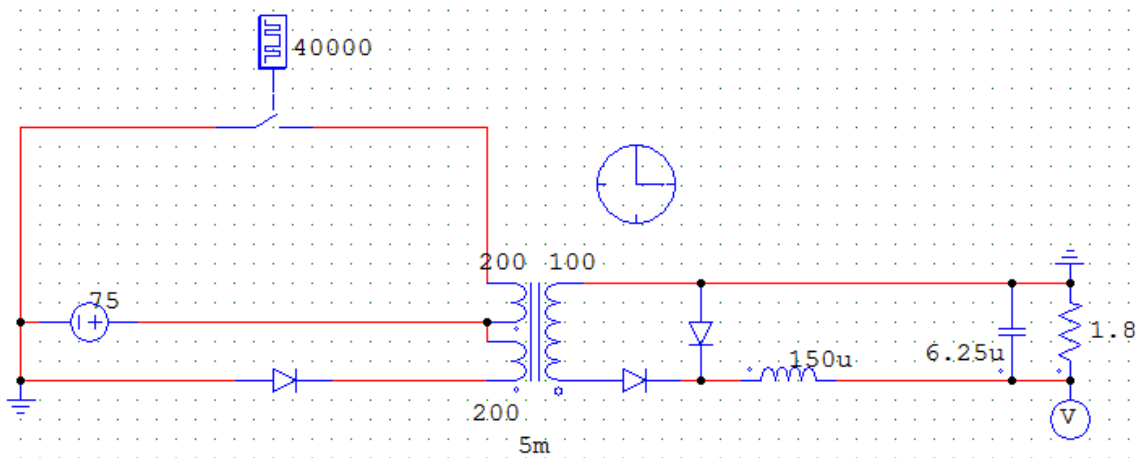
$$t_0 = DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right)$$

Cosa que ya sabíamos, dado que es la fórmula gracias a la cual se obtiene el punto de frontera entre modo de conducción continua y modo de conducción discontinua, t_0 debe ser siempre menor que T, para que se desmagnetice correctamente.

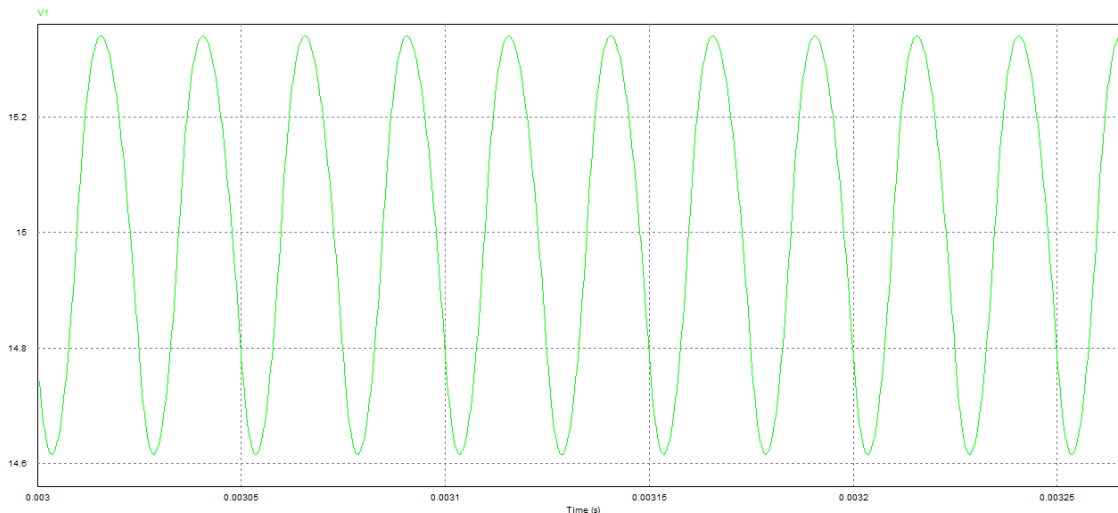
$$t_0 = \frac{0,4}{40000} (1 + 1) = \frac{0,8}{40000} = 20 \mu \text{seg}$$

Como se puede observar este valor es menor que un ciclo completo, lo que implica que se desmagnetiza correctamente el núcleo del transformador.

2. El circuito realizado es el siguiente:



La señal de la tensión de salida es:

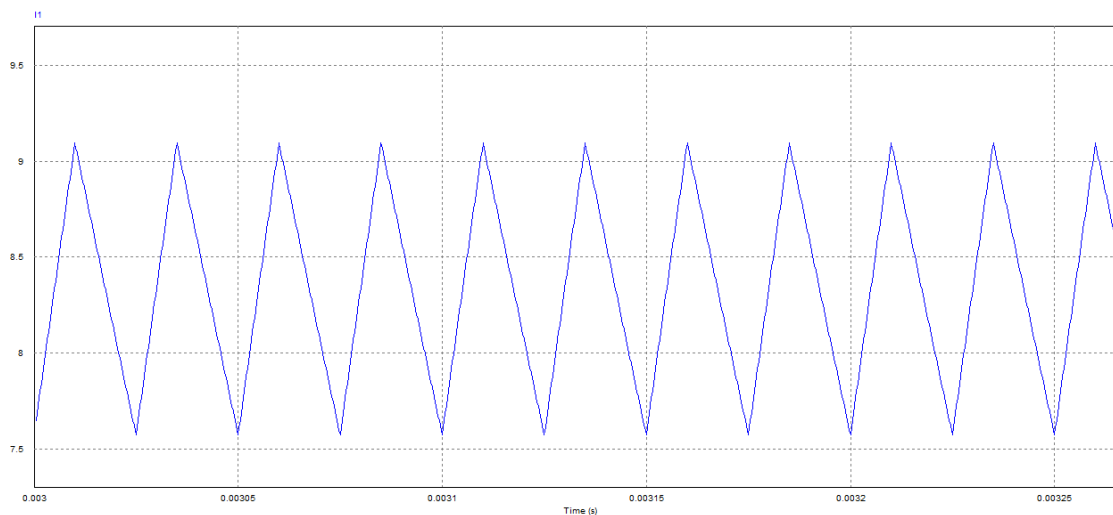


Donde su valor medio es $V_{O_{AVG}} = 14.99V$, y su rizado es:

$$\frac{V_{O_{max}} - V_{O_{min}}}{V_{O_{AVG}}} 100 = \frac{15.33 - 14.61}{14.99} 100 = 4.8\%$$

El cual, junto con el valor medio de la tensión de salida cumplen con las especificaciones teóricas.

Simulando la corriente por la inductancia de salida:



Vemos que su rizado es $I_{x_{max}} - I_{x_{min}} = 9.093 - 7.572 = 1.521A$. Que salvo por unas milésimas cumple con el valor especificado de máximo rizado de corriente por la bobina.

3. Se va a realizar el estudio de las variaciones de los diferentes parámetros del sistema. Para ello vamos a realizar una tabla en la que marcaremos las variaciones de

cada uno de los parámetros y la modificación de los valores importantes del circuito y posteriormente se realizara un breve análisis de los resultados obtenidos.

Variación\Parámetro	$V_o(V)$	$I_{Lx}(A)$	$V_{sw}(V)$
$L_x = 150\mu$	15	8,33($\Delta=1.518A$)	MCC -> 150:75:0
300 μ	7,2	8,33($\Delta=0.754A$)	MCC -> 150:75:0
15 μ	26,7	8,35($\Delta=17.01A$)	MCC -> 150:75:0
$D = 0,4$	15	8,33($\Delta=1.518A$)	MCC -> 150:75:0
0,6	22,31	12,4($\Delta=1.512A$)	MCC -> 150:0
0,2	7,5	4,16($\Delta=1.01A$)	MCC -> 150:75:0
$V_i = 75 V$	15	8,33($\Delta=1.518A$)	MCC -> 150:75:0
100V	20	11,11($\Delta=2.024A$)	MCC -> 200:100:0
50V	10	5,56($\Delta=1.012A$)	MCC -> 100:50:0

NOTA: Esta tabla se ha realizado con la modificación de los parámetros referenciada en la misma manteniendo el resto de valores constantes en el valor de diseño inicial.

Realizaremos el estudio de cada uno de los parámetros en función de las diferentes variaciones.

- V_o :

No varía con L_m prácticamente nada, pero si varía su rizado, aumentando cuanto menor valor tiene la inductancia.

Varía de forma lineal y directa con respecto al ciclo de servicio, ya que como sabemos cuanto mayor es el ciclo de servicio, mayor el tiempo que transfiere energía entre la entrada y la salida.

Varía también de forma lineal directa con respecto a la tensión de entrada. Lógicamente también varia el rizado dado que ya los componentes no están diseñados para ese tipo de funcionamiento. Si nos fijamos, se observa claramente que mantiene la misma relación de 5:1 entre la entrada y la salida, es decir, por cada voltio que aumenta o disminuye la entrada, la salida aumenta o disminuye 0,2 Voltios respectivamente.

De la fórmula siguiente se obtiene la variación de la tensión de salida con respecto a los diferentes parámetros, como se puede observar, no varía en función de L_x .

$$V_o = V_2 D$$

- $I_{L_x} (\Delta I_{L_x})$, o lo que es lo mismo I_o :
No varía con respecto a L_x , varía únicamente su rizado como se puede observar, aumenta de forma inversa con respecto a la inductancia L_x .

La corriente varía de forma directa y lineal con respecto al ciclo de servicio, de igual forma que sucede con la tensión de entrada, debido a que la corriente por I_{L_x} a misma carga depende de la tensión de salida, por lo que variará de la misma forma que dicha tensión.

Este suceso es lógico, dado que cuanto más ciclo de servicio haya o mayor sea la tensión de entrada mayor energía se transfiere a la carga, ya que en el transformador no se almacena energía, porque se desmagnetiza el núcleo.

La tensión entre extremos es:

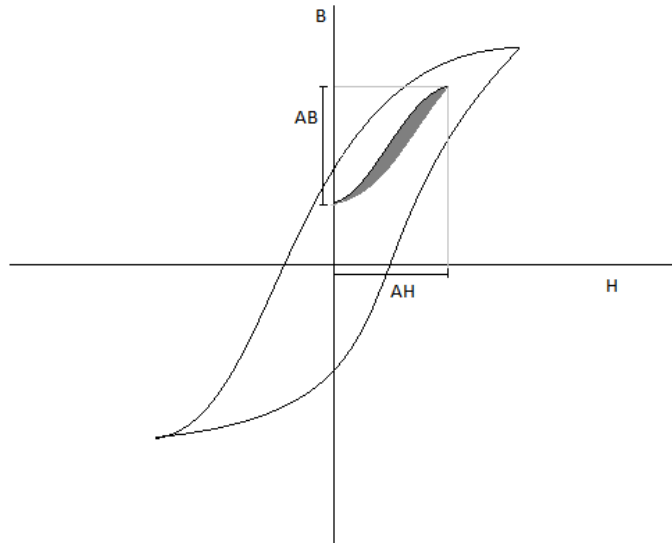
$$I_{L_x} = I_o = \frac{V_o}{R}$$

En este caso, si realizamos la formulación correspondiente obtendríamos que la corriente de salida o de la bobina L_x varíe 0,2 Amperios por cada 0,1% que se modifica el ciclo de servicio.

Cuanto mayor sea la tensión de entrada, mayor energía se almacena en L_x , por lo que aumenta la corriente media.

- V_{sw} :
Únicamente varía con variaciones de V_i , debido a que en este caso la inductancia magnetizante no influye en el circuito y hay un devanado auxiliar para eliminar por el su energía. Siempre tiene tres niveles diferentes de tensión:
 - 0 Voltios: Cuando esta en conducción.
 - V_i : Cuando L_m se esta descargando por el devanado auxiliar.
 - $2 \cdot V_i$: Cuando se ha descargado L_m .

4. En la topología Forward, la curva de histéresis es la siguiente.



Por lo tanto, éste convertidor es de excitación unidireccional.

9.4. Forward en lazo abierto II

1. Al igual que en la práctica anterior, el ciclo de servicio máximo que asegura que el núcleo del transformador se desmagnetiza es:

$$D \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) < 1 \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow D < 0,5$$

Debido a que la relación de espiras entre el primer y tercer devanado es 1.

Ya sabemos de la práctica anterior que en este circuito, la transferencia de energía se realiza gracias a la inductancia L_x , de forma directa, por lo que, mientras el convertidor trabaje en Modo de Conducción Continua, la tensión de salida será:

$$V_o = V_s D \left(\frac{N_s}{N_p} \right) = V_2 D$$

En nuestro caso:

$$V_o = 400 \frac{1}{3} D \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow D = \frac{3V_o}{400} = \frac{3 \cdot 54}{400} = 0,405$$

De las especificaciones, se obtiene que la variación de corriente de L_x debe ser menor o igual que el 20% de la corriente media nominal que circula por la carga, y como la variación neta de la corriente por la inductancia debe ser nula cuando estamos trabajando en régimen permanente, se obtiene la siguiente expresión:

$$(\Delta i_{L_x})_{abierto} = -\frac{V_o(1-D)T}{L_x} = (\Delta i_{L_x})_{cerrado} = \left[V_s \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - V_o \right] \left(\frac{DT}{L_x} \right)$$

Suponemos de nuevo que la transferencia de potencia es ideal entre la entrada y la salida, dado que no se satura el núcleo del transformador en ningún momento.

La corriente media de salida, que es la misma que la corriente media por la bobina L_x sería:

$$P_o = V_o I_o = V_o I_{L_x}$$

Despejando para obtener I_{L_x} :

$$I_{L_x} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500}{54} = 9,259 \text{ Amperios}$$

Como queremos que la variación de la corriente de salida no sea mayor que el 20% de su valor medio obtenemos:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 118

$$\Delta I_{Lx} = \frac{20I_{Lx}}{100} = \frac{20 \cdot 9,259}{100} = 1,85185 \text{ Amperios}$$

Que introduciéndolo en la fórmula de la variación de la corriente en Lx cuando esta abierto el interruptor, se obtiene la siguiente expresión en valor absoluto:

$$(\Delta i_{Lx})_{abierto} = \frac{V_0(1-D)T}{L_x} = 1,8518$$

Por lo que despejando de la fórmula anterior, obtenemos el valor de Lx:

$$L_x = \frac{V_0(1-D)T}{(\Delta i_{Lx})_{abierto}} = \frac{54 \cdot (1-0,405)}{100000 \cdot 1,85185} = 1,735e-4 = 173,502 \mu H$$

Aunque en teoría ya sabemos por la relación de espiras entre el primer y el tercer devanado, y que mientras el ciclo de trabajo se mantenga por debajo de 0,5 va a desmagnetizarse el núcleo del transformador, siempre es más que conveniente estudiarlo. Para saber el instante en que se desmagnetiza, es decir, el instante a partir del cual se podría volver a inyectar corriente al núcleo sin que se saturase.

$$\Delta i_{Lm} = \frac{VsDT}{Lm} = \frac{400 \cdot 0,405}{173,5e-6 \cdot 100000} = 9,337 \text{ Amperios}$$

Y el instante en que dicha corriente se anula es:

$$t_0 = DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right)$$

Esta es la fórmula gracias a la cual se ha obtenido anteriormente el punto de frontera entre modo de conducción continua y modo de conducción discontinua, dado que t_0 debe ser siempre menor que T, para que se desmagnetice correctamente.

$$t_0 = \frac{0,405}{100000} (1 + 1) = \frac{0,81}{100000} = 8,1 \mu \text{seg}$$

Como se puede observar este valor es menor que un ciclo completo (10μseg), lo que implica que se desmagnetiza correctamente el núcleo del transformador.

La carga que alimenta el convertidor se obtiene de la fórmula de la potencia:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R}$$

Despejando la carga:

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{54^2}{500} = 5,832 \Omega$$

Según las especificaciones, el rizado de la tensión de salida debe ser inferior a 20 mV, por medio de este rizado se obtiene el valor mínimo de la capacidad del condensador del filtro de salida del convertidor.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8L_x C f^2}$$

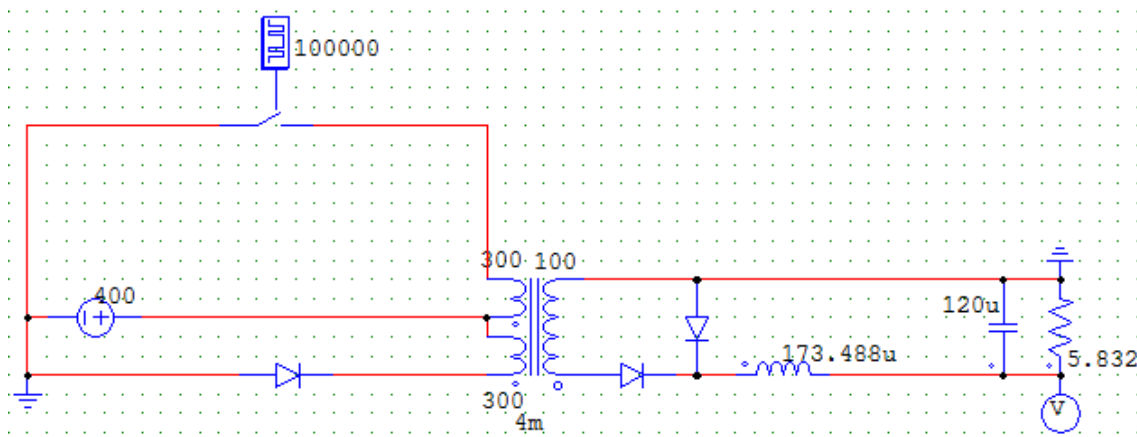
De lo que se obtiene:

$$C = \frac{V_o \cdot (1 - D)}{8L_x \Delta V_o f^2} = \frac{54 \cdot (1 - 0,405)}{8 \cdot 173,502e - 6 \cdot 20e - 3 \cdot 100000^2} = 1,071e - 4$$

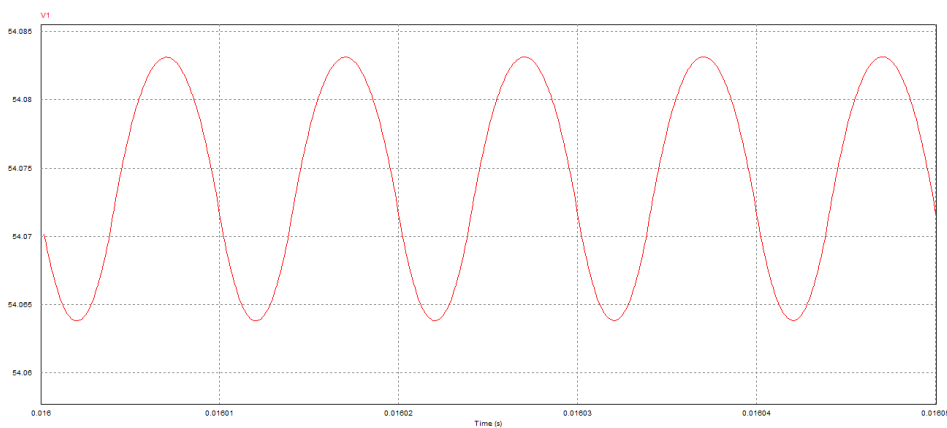
$$= 107,1673\mu F$$

$$C \geq 107,1673\mu F$$

2. El circuito de simulación es el siguiente:



A partir del cual debemos comprobar los valores de la tensión de salida, su rizado y el rizado de la corriente por la bobina de salida. Simulamos la tensión de salida:



Donde su valor medio es $V_{O_{AVG}} = 54.074V$, y su rizado es:

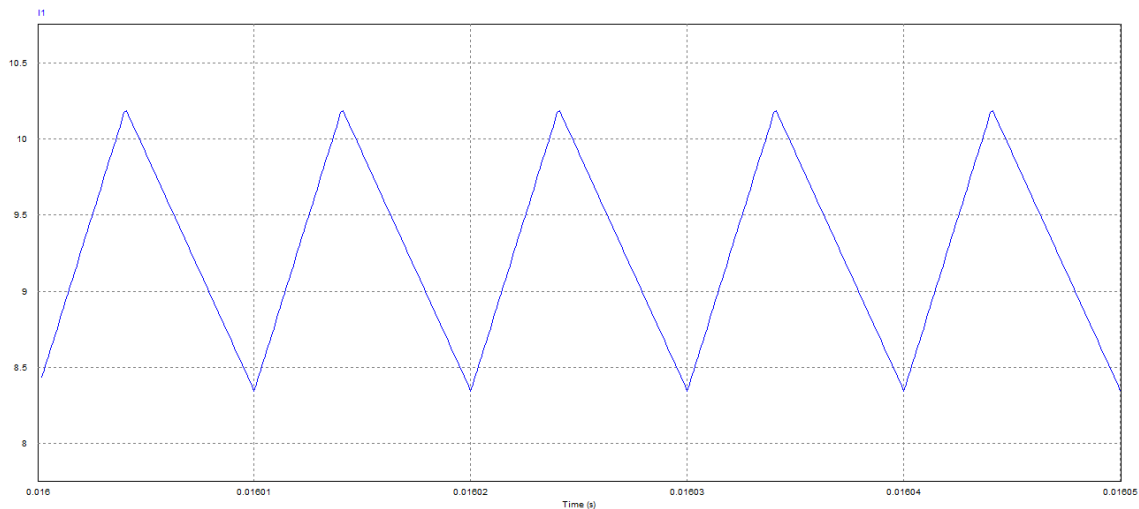
$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 54.083 - 54.064 = 0.019V$$

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Y estos valores cumplen con las especificaciones del enunciado.

Simulamos la corriente por la inductancia de salida:



Mediante la cual calculamos su rizado: $I_{x_{max}} - I_{x_{min}} = 10.185 - 8.346 = 1.839A$. Este valor es el 19.83% del valor de la corriente media ($I_x=9.274A$), que es menor que el 20% especificado, por lo que es válido.

3. Al igual que en la segunda práctica del Flyback de lazo abierto se ha decidido que el factor de seguridad sea del 20%, vamos a escribir a continuación las principales características de cada uno de ellos, incluyendo ya el factor de seguridad:

BOBINA:

- Corriente directa: 12 Amperios
- Frecuencia: 120 KiloHerzios
- Inductancia: 180 microHenrios

CONDENSADOR:

- Voltaje: 65 Voltios
- Capacidad: 120 microFaradios

DIODO:

- Tensión inversa: 960 Voltios
- Corriente de pico directa: 0,6 Amperios

Vamos a realizar primero el estudio de las características de las bobinas elegidas:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 121

B82506W0000A005 de EPCOS:



Power line chokes B82506W
I core chokes

Rated voltage 500 V AC/600 V DC
Rated current 6 A to 95 A
Rated inductance 0.015 mH to 5 mH

Construction

- I core choke
- Rectangular plastic case
- Resin potting

Features

- Low power dissipation
- Suppression of broadband interference
- Compact design
- Suitable for wave soldering
- Design complies with EN 60838-2 (VDE 0566-2)
- RoHS-compatible

Applications

- Suppression of symmetrical and asymmetrical interference
- High-performance power supplies
- Industrial applications

Terminals

Screw terminals M6

Marking

Ordering code, rated inductance, rated voltage, rated current, DC resistance, manufacturer, date of manufacture (MM.YY)

Delivery mode

Cardboard box



Please read Cautions and warnings and important notes at the end of this document.

2 06/08

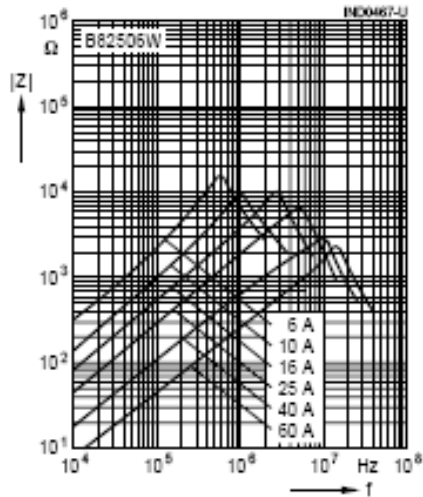


Power line chokes **B82506W**
I core chokes

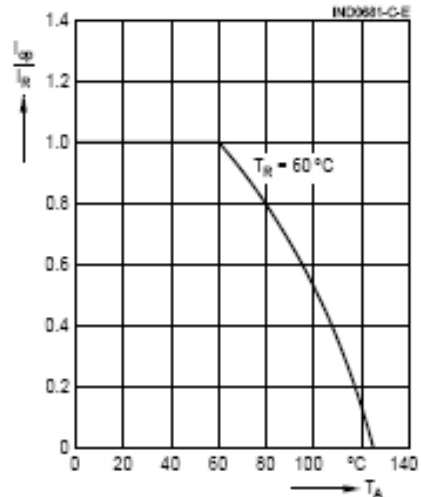
Characteristics and ordering codes

I_R A	L_R mH	R_{typ} Ω	Ordering code
6	5.0	0.350	On request
10	0.5	0.125	B82506W0000A004
16	1.5	0.050	B82506W0000A005
25	0.5	0.020	B82506W0000A006
40	0.2	0.008	B82506W0000A007
60	0.08	0.0035	B82506W0000A008
95	0.015	0.0015	On request

Impedance $|Z|$ versus frequency f
 measured at 20 °C, typical values



Current derating I_{op}/I_R
 versus ambient temperature T_A



Please read Cautions and warnings and important notes at the end of this document.

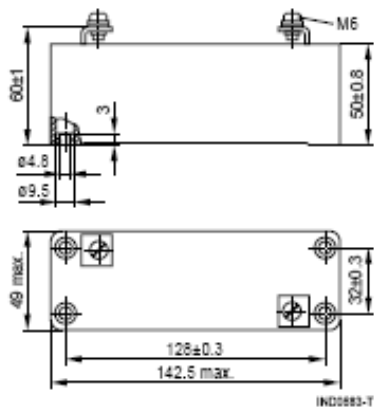


Power line chokes

B82506W

I core chokes

Dimensional drawing



Dimensions in mm

Technical data and measuring conditions

Rated voltage V_R	500 V AC (50/60 Hz) / 800 V DC During operation between winding and metal parts (VDE 0565-2).
Test voltage V_{test}	2800 V AC, 2 s (winding/core) 2800 V AC, 2 s (winding/case)
Rated temperature T_R	60 °C
Rated current I_R	Referred to 50 Hz and rated temperature
Permissible operating current at 400 Hz	$0.6 \cdot I_R$
Rated inductance L_R	Measured with Agilent 4284A at 0.1 mA, 20 °C Measuring frequency: $L_R \leq 1 \text{ mH} = 100 \text{ kHz}$ $L_R > 1 \text{ mH} = 10 \text{ kHz}$
Inductance tolerance	±20% at 20 °C
DC resistance R_{typ}	Measured at 20 °C, typical values
Storage conditions (packaged)	-25 °C ... +40 °C, ≤ 75% RH
Climatic category	40/125/56 (to IEC 60068-1)
Weight	Approx. 900 ... 1250 g

Please read Cautions and warnings and important notes at the end of this document.

3 06/08

Observamos que las características eléctricas principales de este BOBINA son:

$F = 100$ KiloHerzios.(es mas elevada cuanto menor sea la L con respecto a 1mH)

$I_D = 16$ Amperios.

$L = 150$ microFaradios.(elegimos éste de toda la serie).

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 124

6000-820K-RC de Bourns:



Radial Lead RF Chokes



Model 6000 is currently available, although not recommended for new designs. Model RLB9012 is preferred.

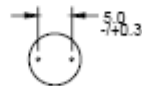
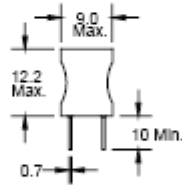
Special Features

- High current capacity
- Ferrite bobbin core
- Low core loss at frequency
- High reliability, efficiency
- Winding covered with shrink tubing
- Fixed lead spacing
- Operating temperature -55 to +105 °C

Notes

* Current to cause 5 % max. inductance drop

† RoHS Directive 2002/95/EC, Jan 27 2003 including Annex.



Dimensions: mm

6000 Series						
Part Number	L (µH) ±20 %	Q Min.	Test Freq. (MHz)	SRF (MHz) Min.	DCR Ω Max.	I, DC (A)
6000-1R0M-RC	1.0	20	7.96	150	0.013	10
6000-1R5M-RC	1.5	20	7.96	130	0.016	8.5
6000-2R2M-RC	2.2	20	7.96	100	0.021	6.5
6000-3R3M-RC	3.3	20	7.96	79	0.025	5.5
6000-4R7M-RC	4.7	20	7.96	51	0.030	4.6
6000-6R8M-RC	6.8	20	7.96	29	0.035	4.1
±10 %						
6000-100K-RC	10	50	2.52	14	0.045	3.4
6000-120K-RC	12	50	2.52	13	0.050	3.1
6000-150K-RC	15	50	2.52	12	0.056	2.9
6000-180K-RC	18	40	2.52	11	0.061	2.66
6000-220K-RC	22	40	2.52	9.2	0.070	2.4
6000-270K-RC	27	40	2.52	8.5	0.080	2.22
6000-330K-RC	33	30	2.52	7.8	0.090	2.05
6000-390K-RC	39	30	2.52	6.9	0.10	1.85
6000-470K-RC	47	30	2.52	6.5	0.16	1.77
6000-560K-RC	56	30	2.52	5.4	0.18	1.48
6000-680K-RC	68	30	2.52	4.9	0.33	1.36
6000-820K-RC	82	30	2.52	4.1	0.23	1.3
6000-1000K-RC	1000	30	2.52	3.4	0.25	1.2
6000-121K-RC	120	20	0.796	3.4	0.32	1.25
6000-151K-RC	150	20	0.796	3.2	0.37	1.15
6000-181K-RC	180	20	0.796	2.8	0.58	1.08
6000-221K-RC	220	20	0.796	2.7	0.65	1.0
6000-271K-RC	270	20	0.796	2.4	0.75	0.90
6000-331K-RC	330	20	0.796	2.3	0.85	0.78
6000-391K-RC	390	20	0.796	2.1	1.0	0.74
6000-471K-RC	470	20	0.796	1.9	1.1	0.68
6000-561K-RC	560	20	0.796	1.8	1.4	0.64
6000-681K-RC	680	20	0.796	1.6	1.6	0.59
6000-821K-RC	820	20	0.796	1.5	1.8	0.56
6000-100K-RC	1000	20	0.252	1.3	2.9	0.51
6000-120K-RC	1200	15	0.252	1.2	3.4	0.48
6000-150K-RC	1500	15	0.252	1.1	3.8	0.43
6000-180K-RC	1800	15	0.252	1.0	5.3	0.39
6000-220K-RC	2200	15	0.252	0.8	5.9	0.36
6000-270K-RC	2700	15	0.252	0.7	8.2	0.32
6000-330K-RC	3300	15	0.252	0.6	9.1	0.29
6000-390K-RC	3900	15	0.252	0.55	9.9	0.27
6000-470K-RC	4700	15	0.252	0.5	13.6	0.24
6000-560K-RC	5600	15	0.252	0.45	14.9	0.22
6000-680K-RC	6800	15	0.252	0.4	20.7	0.20
6000-820K-RC	8200	15	0.252	0.35	22.7	0.18
6000-100K-RC	10,000	15	0.079	0.32	25.1	0.17
6000-120K-RC	12,000	15	0.079	0.28	34.7	0.15
6000-150K-RC	15,000	15	0.079	0.25	48.9	0.14
6000-180K-RC	18,000	15	0.079	0.23	53.6	0.12
6000-220K-RC	22,000	15	0.079	0.21	59.3	0.11
6000-270K-RC	27,000	15	0.079	0.19	80.7	0.10
6000-330K-RC	33,000	15	0.079	0.17	91.5	0.09
6000-390K-RC	39,000	15	0.079	0.15	125.5	0.08
6000-470K-RC	47,000	15	0.079	0.12	137.8	0.08

*-RC" suffix indicates RoHS compliance.



Tel. (877) 426-8767 - Fax (951) 781-5006
www.bourns.com

REV 06/07

15.1

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este BOBINA son:

F = 2,52 MegaHerzios.

I_D = 1,3 Amperios.

L = 82 microFaradios.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

B82505W0000A008 de Epcos:

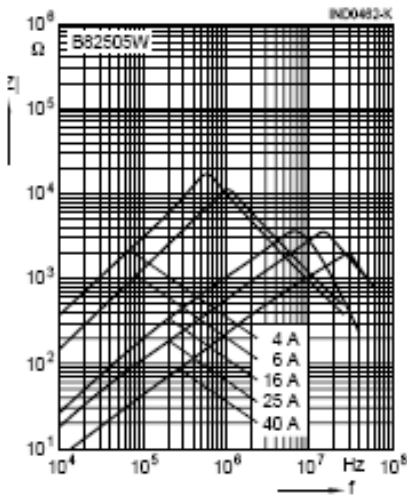


Power line chokes	B82505W
I core chokes	

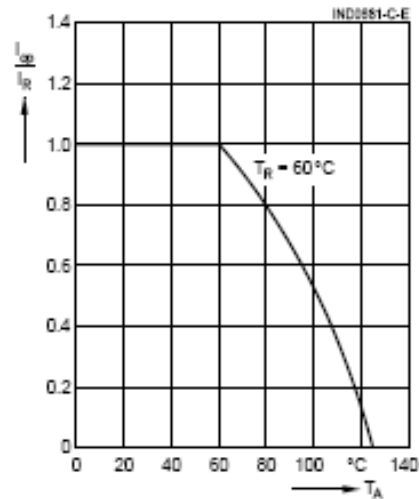
Characteristics and ordering codes

I_R A	L_R mH	R_{typ} Ω	Ordering code
4	5.6	0.480	On request
6	2.2	0.220	On request
8	1.2	0.075	B82505W0000A008
16	0.20	0.025	B82505W0000A015
25	0.15	0.015	B82505W0000A006
40	0.056	0.008	B82505W0000A007

Impedance $|Z|$ versus frequency f
measured at 20 °C, typical values



Current derating I_{op}/I_R
versus ambient temperature T_A



Please read Cautions and warnings and important notes at the end of this document.



Power line chokes

B82505W

I core chokes

Rated voltage 500 V AC/600 V DC
Rated current 4 A to 40 A
Rated inductance 0.056 mH to 5.6 mH



Construction

- I core choke
- Rectangular plastic case
- Resin potting

Features

- Low power dissipation
- Suppression of broadband interference
- Compact design
- Suitable for wave soldering
- Design complies with EN 60938-2 (VDE 0565-2)
- RoHS-compatible

Applications

- Suppression of symmetrical and asymmetrical interference
- High-performance power supplies
- Industrial applications

Terminals

Screw terminals M5

Marking

Ordering code, rated inductance, rated voltage, rated current, DC resistance, manufacturer, date of manufacture (MM.YY)

Delivery mode

Cardboard box

Please read *Cautions and warnings* and *important notes* at the end of this document.

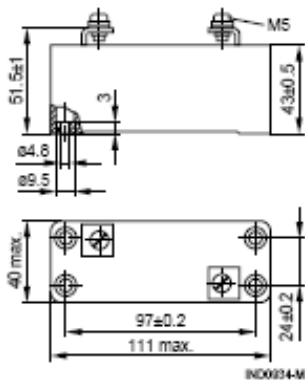


Power line chokes

B82505W

I core chokes

Dimensional drawing



Dimensions in mm

Technical data and measuring conditions

Rated voltage V_R	500 V AC (50/60 Hz) / 600 V DC During operation between winding and metal parts (VDE 0565-2).
Test voltage V_{test}	2800 V AC, 2 s (winding/core) 2800 V AC, 2 s (winding/case)
Rated temperature T_R	60 °C
Rated current I_R	Referred to 50 Hz and rated temperature
Permissible operating current at 400 Hz	$0.6 \cdot I_R$
Rated inductance L_R	Measured with Agilent 1604A at 0.1 mA, 20 °C Measuring frequency: $L_R \leq 1 \text{ mH} = 100 \text{ kHz}$ $L_R > 1 \text{ mH} = 10 \text{ kHz}$
Inductance tolerance	±20% at 20 °C
DC resistance R_{typ}	Measured at 20 °C, typical values
Storage conditions (packaged)	-25 °C ... +40 °C, ≤75% RH
Climatic category	40/125/56 (to IEC 60068-1)
Weight	Approx. 600 g

Please read Cautions and warnings and important notes at the end of this document.

3 06/08

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este BOBINA son:

$F = 100$ KiloHerzios.

$I_D = 8$ Amperios.

$L = 150$ microFaradios.(elegido dentro de toda la familia).

David Serna Escolar

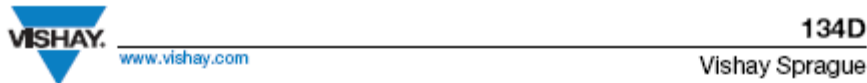
Mario Fernández Rodríguez

Página 128

Por lo tanto de los 3 modelos anteriores de BOBINAS atendiendo a las necesidades y a las características propias de cada uno de ellos se debería seleccionar el modelo **B82506W0000A005** de EPCOS.

Vamos a realizar primero el estudio de las características de los condensadores elegidos:

134D157(1)100T(2)(3) de Vishay:



DIMENSIONS in inches [millimeters]

CASE CODE		D	L ₁ (1)	L ₂ (Max.)	E	WEIGHT (g) (Max.)
TYPE 134D	CLR 79/81 EQUIV.					
C	T1	0.188 ± 0.016 [4.78 ± 0.41]	0.453 + 0.031/- 0.016 [11.51 + 0.79/- 0.41]	0.734 [18.64]	1.500 ± 0.250 [38.10 ± 6.35]	2.6
F	T2	0.281 ± 0.016 [7.14 ± 0.41]	0.541 + 0.031/- 0.016 [13.78 + 0.79/- 0.41]	0.922 [23.42]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	6.2
T	T3	0.375 ± 0.016 [9.53 ± 0.41]	0.766 + 0.031/- 0.016 [19.46 + 0.79/- 0.41]	1.047 [26.59]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	11.6
K	T4	0.375 ± 0.016 [9.53 ± 0.41]	1.062 + 0.031/- 0.016 [26.97 + 0.79/- 0.41]	1.343 [34.11]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	17.7

Note
 (1) For insulated parts, add 0.015 inches [0.38 mm] to the diameter. The insulation shall lap over the ends of the capacitor body.

STANDARD RATINGS

CAPACITANCE AT 25 °C	CASE CODE	MAX. ESR (Ω)	MAX. DCL (μA) 25 °C	MAX. DCL (μA) 85 °C	MAX. IMP., Z AT -25 °C	MAX. ΔCAP. (%) AT -25 °C	TYP. IMP., Z AT -55 °C	TYP. ΔCAP. (%) AT -55 °C	TYP. ΔCAP. (%) 85 °C	TYP. ΔCAP. (%) 125 °C	AC RIPPLE 85 °C 40 MHz (mA) RMS	PART NUMBER
50 V _{DC} AT 85 °C; 30 V _{DC} AT 125 °C; 30 V _{DC} AT 200 °C												
68	C	1.50	1	5	22	-6	25	-11	12	55	1400	134D680(1)060C(2)(3)
220	F	0.90	2	10	9	-15	10	-25	13	50	2300	134D227(1)050F(2)(3)
470	T	0.75	3	25	6	-24	8	-50	10	25	2850	134D477(1)050T(2)(3)
680	K	0.70	5	40	4	-22	5	-40	12	40	2900	134D687(1)050K(2)(3)
60 V _{DC} AT 85 °C; 40 V _{DC} AT 125 °C; 36 V _{DC} AT 200 °C												
47	C	2.00	1	5	34	-8	40	-20	8	12	1250	134D470(1)060C(2)(3)
150	F	1.10	2	10	13	-11	15	-25	10	30	2050	134D157(1)050F(2)(3)
330	T	0.90	3	25	7	-27	10	-50	10	25	2450	134D337(1)050T(2)(3)
550	K	0.80	5	40	5	-21	6	-40	12	40	2700	134D557(1)060K(2)(3)
75 V _{DC} AT 85 °C; 50 V _{DC} AT 125 °C; 45 V _{DC} AT 200 °C												
33	C	2.50	1	5	45	-3.5	50	-6	8	25	1100	134D330(1)075C(2)(3)
110	F	1.20	2	10	15	-8	20	-18	8	30	1900	134D117(1)075F(2)(3)
330	T	1.00	3	30	8	-30	12	-50	10	25	2300	134D337(1)075T(2)(3)
470	K	0.90	5	50	6	-20	7	-40	10	40	2550	134D477(1)075K(2)(3)
100 V _{DC} AT 85 °C; 65 V _{DC} AT 125 °C; 60 V _{DC} AT 200 °C												
15	C	3.50	1	5	95	-2.5	100	-4	8	25	950	134D150(1)100C(2)(3)
68	F	2.10	2	10	37	-4	30	-14	8	25	1500	134D068(1)100F(2)(3)
150	T	1.80	3	25	14	-12	18	-30	8	22	1800	134D157(1)100T(2)(3)
220	K	1.60	5	50	13	-11	15	-25	8	15	2200	134D227(1)100K(2)(3)
125 V _{DC} AT 85 °C; 85 V _{DC} AT 125 °C; 75 V _{DC} AT 200 °C												
10	C	5.50	1	5	145	-2.5	150	-4	8	20	750	134D100(1)125C(2)(3)
47	F	2.30	2	10	35	-5	40	-12	7	20	1450	134D470(1)125F(2)(3)
50	F	2.30	3	10	35	-5	40	-12	7	20	1450	134D500(1)125F(2)(3)
100	T	1.80	3	25	24	-20	30	-35	8	20	1700	134D107(1)125T(2)(3)
150	K	1.60	5	50	13	-10	15	-25	6	12	1900	134D157(1)125K(2)(3)

Note
 * Part number definitions:
 (1) Capacitance tolerance: K = 10 %, M = 20 %
 (2) Style number: 0 = No film insulation, 6 = High temperature film insulation
 (3) Termination: Blank = Standard tin/lead, E3 = RoHS compliant 100 % tin

Revision: 08-Feb-12

2

Document Number: 40072

For technical questions, contact: inquiry@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91100

Como apreciamos en este Datasheet las características eléctricas principales de este CONDENSADOR son:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

V = 100 Voltios.

C = 150 microFaradios.

B45197-A1157-+50*:

Tantalum Chip Capacitors **B45197-A, B45198-R**
SpeedPower (Low ESR)

Technical data and ordering codes

V_R up to 85°C (up to 125°C) Vdc	C_R μF	Case size	$\tan \delta_{max}$ (20 °C, 120 Hz)	$I_{k, max}$ (20 °C, V_R , 5 min) μA	$ESR_{max}^{(2)}$ (20 °C, 100 kHz) m Ω	I_{ec} (20 °C, 100 kHz) A	Ordering code ¹⁾ Tinned terminals (Sn90/Pb10)
6,3 (4)	22	C	0,06	1,4	375	0,54	B45197-A1226-+30+
	33	C	0,06	2,1	350	0,56	B45197-A1336-+30+
	68	D	0,06	4,3	175	0,93	B45197-A1686-+40+
	100	C	0,08	6,3	150	0,86	B45197-A1107-+30+
	100	D	0,08	6,3	125	1,10	B45197-A1107-+40+
	150	D	0,08	9,5	100	1,28	B45197-A1157-+40+
	150	E	0,08	9,5	100	1,28	B45197-A1157-+50+
	220	D	0,08	14	100	1,28	B45197-A1227-+40+
	220	E	0,08	14	100	1,28	B45197-A1227-+50+
	330	D	0,12	21	100	1,22	B45197-A1337-+40+
	330	E	0,08	21	100	1,28	B45197-A1337-+50+
	470	D	0,15	30	150	1,0	B45197-A1477-+40+
470	E	0,12	30	100	1,28	B45197-A1477-+50+	
680	E	0,15	43	100	1,28	B45197-A1687-+50+	
10 (6,3)	10	C	0,06	1,0	400	0,52	B45197-A2106-+30+
	15	C	0,06	1,5	400	0,52	B45197-A2156-+30+
	22	C	0,06	2,2	375	0,54	B45197-A2226-+30+
	33	C	0,06	2,3	375	0,54	B45197-A2336-+30+
	47	C	0,06	4,7	300	0,61	B45197-A2476-+30+
	47	D	0,06	4,7	200	0,87	B45197-A2476-+40+
	68	C	0,06	6,8	250	0,66	B45197-A2686-+30+
	68	D	0,06	6,8	150	1,00	B45197-A2686-+40+
	100	C	0,08	10	250	0,66	B45197-A2107-+30+
	100	D	0,08	10	100	1,22	B45197-A2107-+40+
	100	E	0,08	10	100	1,28	B45197-A2107-+50+
	150	D	0,08	15	100	1,22	B45197-A2157-+40+
	150	E	0,08	15	100	1,28	B45197-A2157-+50+
	220	D	0,10	22	100	1,22	B45197-A2227-+40+
	220	E	0,08	22	100	1,28	B45197-A2227-+50+
	330	D	0,12	33	150	1,0	B45197-A2337-+40+
330	E	0,10	33	100	1,28	B45197-A2337-+50+	
470	E	0,12	47	100	1,28	B45197-A2477-+50+	

Upon request

- 1) Replace 197-A by 198-R for gold-plated terminals
 + Code letter for capacitance tolerance: M = $\pm 20\%$, K = $\pm 10\%$ (J = $\pm 5\%$ upon request)
 * Code number for reel diameter: 9 = 180 mm, 6 = 330 mm
- 2) Other values upon request

Vemos que las características eléctricas principales de este CONDENSADOR son:

V = 6,3 Voltios.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

C = 150 microFaradios.

135D826X0075F2 de Vishay:



Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation

135D

Vishay

EXTENDED RATINGS										
CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR	MAX. IMP.	MAX. DCL (µA)		MAX. CAPACITANCE CHANGE (%) at			MAX. RIPPLE 40 kHz rms
			at +25 °C 120 Hz	at -55 °C 120 Hz	at +25 °C	at +85 °C +125 °C	-55 °C	+85 °C	+125 °C	
63 WVDC at +85 °C ... 40 WVDC at +125 °C ... 31 WVDC at +200 °C										
10	C	135D106X0069C2	5.3	250	1.0	2.0	-20	+8	+9	715
100	F	135D107X0063F2	2.5	54	2	12	-38	+12	+15	1100
75 WVDC at +85 °C ... 60 WVDC at +125 °C ... 45 WVDC at +200 °C										
12	C	135D126X0075C2	5.1	157	3	12	-19	+10	+12	600
22	C	135D226X0075C2	5.1	157	3	12	-19	+10	+12	600
47	F	135D886X0075F2	3.0	63	4	16	-25	+12	+15	1000
82	F	135D826X0075F2	2.5	54	4	24	-30	+12	+15	1000
100	T	135D187X0075T2	2.2	30	9	36	-35	+16	+20	1000
220	K	135D227X0075K2	1.8	24	10	40	-40	+20	+25	1800
300	K	135D307X0075K2	1.8	32	12	48	-60	+22	+22	2000
100 WVDC at +85 °C ... 65 WVDC at +125 °C ... 60 WVDC at +200 °C										
10	C	135D106X0100C2	5.0	200	3	12	-17	+10	+12	800
30	F	135D306X0100F2	3.5	80	5	24	-20	+12	+15	1300
68	T	135D686X0100T2	2.2	40	10	40	-30	+14	+16	1600
120	K	135D127X0100K2	2.7	30	12	48	-35	+15	+17	2000
125 WVDC at +85 °C ... 85 WVDC at +125 °C ... 75 WVDC at +200 °C										
6.8	C	135D685X0125C2	11.7	300	3	12	-14	+10	+12	700
27	F	135D276X0125F2	3.5	90	5	24	-18	+12	+15	1200
47	T	135D476X0125T2	2.2	50	10	40	-28	+14	+16	1500
68	K	135D686X0125K2	2.2	32	11	44	-28	+15	+16	1850
82	K	135D826X0125K2	2.8	32	12	48	-30	+15	+17	1900

Note (1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyester film insulation, and fin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este CONDENSADOR son:




V = 75 Voltios.

C = 82 microFaradios.

Por lo tanto, de los 3 modelos anteriores de CONDENSADORES atendiendo a las necesidades y a las características propias de cada uno de ellos se debería seleccionar el modelo **134D157(1)100T(2)(3) de Vishay**.

Vamos a realizar primero el estudio de las características de los diodos elegidos(este diodo es el de la entrada):

RSF ML de Taiwan Semiconductor:

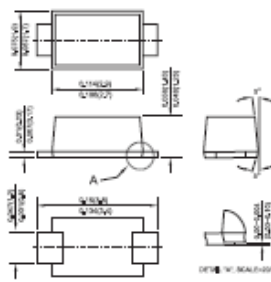
Features

- ◆ For surface mounted application
- ◆ Glass passivated junction chip
- ◆ High temperature metallurgically bonded construction
- ◆ Plastic material used carries Underwriters Laboratory Classification 94V-0
- ◆ Fast switching for high efficiency
- ◆ High temperature soldering: 260°C / 10 seconds at terminals

Mechanical Data

- ◆ Cases: Sub SMA plastic case
- ◆ Terminals: Pure tin plated, Lead free.
- ◆ Polarity: Indicated by cathode band
- ◆ Packing: 12mm tape per EIA STD RS-481
- ◆ Weight: 15mg

RSFAL - RSFML
0.5 AMP. Surface Mount Fast Recovery Rectifiers
Sub SMA



Dimensions in inches and (millimeters)

Maximum Ratings and Electrical Characteristics
Rating at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%

Type Number	Symbol	RSF AL	RSF BL	RSF DL	RSF GL	RSF JL	RSF KL	RSF ML	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Marking Code (Note 4)		FALYM	FBLYM	FOLYM	FGLYM	FJLYM	FKLYM	FMLYM	
Maximum Average Forward Rectified Current See Fig. 1 @ $T_A=55^\circ\text{C}$	I_{AV}	0.5							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}	10							A
Max. Full Load Reverse Current, Full cycle Average $T_A=55^\circ\text{C}$	I_R	30							μA
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 0.5A	V_F	1.3							V
Maximum DC Reverse Current @ $T_A=25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A=25^\circ\text{C}$	I_R	5							μA
Maximum Reverse Recovery Time (Note 1)	T_{rr}	150			250		500		nS
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j	4.0							pF
Non-repetitive Peak Reverse Avalanche Energy $L=120\text{mH}$ max prior to Surge, inductive load Switched off	E_{RSM}	10					7		mJ
Typical Thermal Resistance (Note 3)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	150 32							$^\circ\text{C/W}$
Operating Temperature Range	T_J	-55 to +150							$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-55 to +150							$^\circ\text{C}$

Notes:
 1. Reverse Recovery Test Conditions: $I_F=0.5\text{A}$, $I_R=1.0\text{A}$, $I_{RR}=0.25\text{A}$
 2. Measured at 1 MHz and Applied $V_{RR}=4.0$ Volts
 3. Measured on P.C.Board with $0.2" \times 0.2"$ (5mm x 5mm) Copper Pad Areas.
 4. FALYM: F=0.5A, A=50V, L=Low Profile, Y-Year Code, M-Month Code.

Version: A06

Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este DIODO son:

$V_{INV}=1000$ Voltios.

$I_D=0,5$ Amperios

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

SKKE 16/08 de Semikron:

back zurück

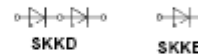


V _{RM}	V _{RM}	I _{RM} (maximum value for continuous operation)		
		24 A ²⁾ ; 28 A ³⁾	24 A ²⁾ ; 28 A ³⁾	60 A
V	V	I _{RM} (sin. 180; T _{case} = 71 °C)		
		17,5 A ³⁾	17,5 A ³⁾	38 A
500	400	–	SKKE 16/04	–
700	600	SKKD 16/08	SKKE 16/08	–
900	800	SKKD 16/08	SKKE 16/08	–
1300	1200	SKKD 16/12	SKKE 16/12	SKKD 26/12
1500	1400	SKKD 16/14	SKKE 16/14	SKKD 26/14
1700	1600	SKKD 16/18	SKKE 16/18	SKKD 26/18

Rectifier Diode Modules

SEMPACK[®] 0
SKKD 15 SKKE 15

SEMPACK[®] 1
SKKD 26



Symbol	Conditions	SKKD 15 SKKE 15	SKKD 26	Units
I _{RM}	sin. 180 (T _{case} = ...)	15 (82 °C)	26 (93 °C)	A
I ₀ ¹⁾	B2/B6 T _{case} = 45 °C; P 13A/125 P 3/120 P 3/180	–	31 (85 °C)	A
I _{RM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms T _{vj} = 125 °C; 10 ms	320 280	550 480	A
i ² t	T _{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms T _{vj} = 125 °C; 8,3 ... 10 ms	510 390	1 500 1 150	A ² s A ² s
I _{RM}	T _{vj} = 125 °C; V _{RM} = V _{RM}	2,5	3	mA
V _F	T _{vj} = 25 °C; I _F = 75 A; max.	1,85	1,35	V
V _(ro)	T _{vj} = 125 °C	0,85	0,85	V
r _T	T _{vj} = 125 °C	15	6	mΩ
R _{thj-c} R _{thj-t}	} per diode / per module ¹⁾	2,0 / 1,0 0,2 / 0,1	1,0 / 0,5 0,2 / 0,1	°C/W °C/W
T _{vj} T _{stg}		– 40 ... + 125 – 40 ... + 125	– 40 ... + 125 – 40 ... + 125	°C °C
V _{test}	a. c. 50 Hz; r.m.s.; 1 s/1 min	3600 / 3000		V~
M ₁	} 51 (US) units to heatsink to terminals	1,5 (13 lb. in.) ± 15 %	5 (44 lb. in.) ± 15 %	Nm
M ₂		–	3 (26 lb.in.) ± 15 %	Nm
a		5 · 9,81	5 · 9,81	m/s ²
W	approx.	50	95	g
Case	→ page B 1 – 30	SKKD 15: A.3 SKKE 15: A.4		
	→ page B 1 – 95		A.10	

Features

- Heat transfer through aluminium oxide ceramic isolated metal baseplate
- Hard soldered joints for high reliability
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications

- Non-controllable rectifiers for AC/AC converters
- Line rectifiers for transistorized AC motor controllers
- Field supply for DC motors
- SKKE: Free-wheeling diodes

¹⁾ SKKD types only

²⁾ Using tin plated connectors with flexible leads of 6 mm² for the main terminals

³⁾ Flexible leads of 6 mm² soldered to the main terminals

Como vemos, las características eléctricas principales de este DIODO son:

V_{INV}=800 Voltios.

ID= 17,5 Amperios

RS 1ML de Taiwan Semiconductor



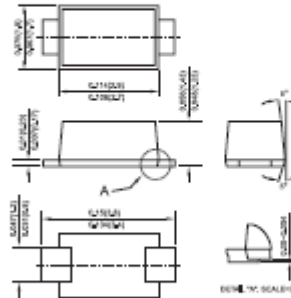
RS1AL - RS1ML
0.8 AMP. Surface Mount Fast Recovery Rectifiers
Sub SMA

Features

- ✦ For surface mounted application
- ✦ Glass passivated junction chip
- ✦ Built-in strain relief, ideal for automated placement
- ✦ Plastic material used carries Underwriters Laboratory Classification 94V-0
- ✦ Fast switching for high efficiency
- ✦ High temperature soldering: 260°C/ 10 seconds at terminals

Mechanical Data

- ✦ Cases: Molded plastic
- ✦ Terminals: Solder plated
- ✦ Polarity: Indicated by cathode band
- ✦ Packing: 8mm / 12mm tape per EIA STD RS-481
- ✦ Weight: 15 mg



Dimensions in inches and (millimeters)

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%

Type Number	Symbol	RS 1AL	RS 1BL	RS 1DL	RS 1GL	RS 1JL	RS 1KL	RS 1ML	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Marking Code (Note 1)		RALYM	RBLYM	RCLYM	RGLYM	RJLYM	RKLYM	RMLYM	
Maximum Average Forward Rectified Current See Fig. 1 @ $T_J=90^\circ\text{C}$	$I_{(AV)}$	0.8							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}	30							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 1.0A	V_F	1.3							V
Maximum DC Reverse Current @ $T_A=25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_J=125^\circ\text{C}$	I_R	5							μA
Maximum Reverse Recovery Time (Note 2)	T_{RR}	150			250		500		nS
Typical Junction Capacitance (Note 3)	C_j	10							pF
Typical Thermal Resistance (Note 4)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	105 32							$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Temperature Range	T_J	-55 to +150							$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-55 to +150							$^\circ\text{C}$

- Notes:
1. RALYM: R=1.0A, A=50V, L=Low Profile, Y=Year Code, M=Month Code.
 2. Reverse Recovery Test Conditions: $I_F=0.5A$, $I_R=1.0A$, $I_{RR}=0.25A$
 3. Measured at 1 MHz and Applied $V_R=4.0$ Volts
 4. Mounted on P.C.B. with $0.2" \times 0.2"$ (5 mm x 5 mm) Copper Pad Areas.

Version: B07

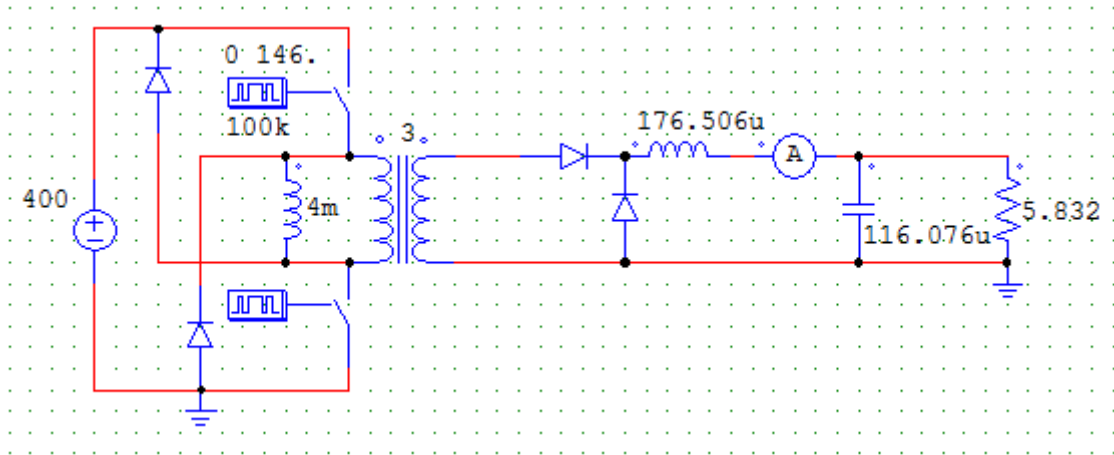
Como podemos observar en este Datasheet las características eléctricas principales de este DIODO son:

$$V_{INV}=1000 \text{ Voltios.}$$

$$I_D= 0,8 \text{ Amperios}$$

Por lo tanto de los 3 modelos anteriores de DIODO atendiendo a las necesidades y a las características propias de cada uno de ellos se debería seleccionar el modelo **RS 1ML de Taiwan Semiconductor**.

4. El circuito realizado es:



Que corresponde con un convertidor Forward con dos interruptores. La principal ventaja de este convertidor es que la tensión que soportaba el conmutador en el circuito anterior cuando el conmutador no conduce, se reparte entre los dos conmutadores de ésta topología.

Por lo tanto, se abre la posibilidad de trabajar con mayores tensiones sin dañar los conmutadores.

9.5. Push-pull lazo abierto I

1. Cuando los dos interruptores están en conducción ($S_{W1} = S_{W2} = \text{ON}$) la tensión de la fuente se aplica a ambos secundarios.

$$V_{p1} = V_{p2} = V_s$$

$$V_{s1} = V_{s2} = V_s \frac{N_2}{N_1}$$

Como el sentido de la tensión de cada uno de los primarios es inverso, genera una tensión en cada uno de los dos secundarios que hace que los diodos estén:

D1= ON

D2=OFF

Y por tanto en este caso la tensión en la bobina L_x es:

$$V_{Lx} = V_s \frac{N_2}{N_1} - V_o$$

Lo que implica que la variación de la corriente cuando los dos interruptores están a ON, sería:

$$\Delta I_{Lx} = \left(V_s \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) \frac{DT}{L_x}$$

Si los dos conmutadores están en corte ($S_{W1} = S_{W2} = \text{OFF}$):

$$V_{p1} = V_{p2} = V_{s1} = V_{s2} = 0$$

Y por tanto, debido a la energía en la bobina L_x , y dado que las bobinas intentan mantener la corriente constante por medio de la cesión de su energía almacenada al circuito, los diodos estarán:

D1= ON

D2=ON

Y la tensión en la bobina sería:

$$V_{Lx} = -V_o$$

Y por esto, la variación de la corriente por la bobina en este tiempo es:

$$\Delta I_{Lx} = \frac{V_o \left(\frac{1}{2} - D \right)}{L_m f}$$

Si estamos en conducción continua se debe cumplir que la variación durante el tiempo en que los conmutadores están activos, debe ser la misma que cuando los conmutadores están apagados, de lo que se obtiene la siguiente igualdad:

$$\Delta I_{Lx} = \frac{V_o \left(\frac{1}{2} - D\right)}{L_m f} = \left(V_s \frac{N_2}{N_1} - V_o\right) \frac{DT}{L_x}$$

Y simplificando se obtiene:

$$V_o \left(\frac{1}{2} - D\right) = \left(V_s \frac{N_2}{N_1} - V_o\right) D$$

Si despejamos el ciclo de servicio se obtiene:

$$D = \frac{V_o N_1}{2V_s N_2} = \frac{35 \cdot 5}{2 \cdot 300} = 0,2916$$

De nuevo, suponemos que la transferencia de potencia del convertidor es ideal, es decir, que el núcleo del transformador no se satura. Teniendo en cuenta la potencia del convertidor:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} = V_o I_o = V_o I_{Lx}$$

De donde podemos obtener:

$$R_{max} = \frac{V_o^2}{P_{omin}} = \frac{35^2}{150} = 8,167\Omega$$

$$R_{min} = \frac{V_o^2}{P_{omax}} = \frac{35^2}{200} = 6,125\Omega$$

Y también:

$$I_{Lxmax} = \frac{P_{omax}}{V_o} = \frac{200}{35} = 5,714A$$

$$I_{Lxmin} = \frac{P_{omin}}{V_o} = \frac{150}{35} = 4,285A$$

Tomamos como carga del convertidor para realizar los cálculos el valor medio de todos los posibles:

$$R = 7\Omega$$

Y por tanto:

$$I_{Lxmed} = 5A$$

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Tomando la fórmula más sencilla de las dos de variación de la corriente de L_x obtenemos, simplificamos el valor de la bobina:

$$L_m = \frac{V_o \left(\frac{1}{2} - D \right)}{\Delta I_{L_x} f} = \frac{35 \cdot (0,5 - 0,292)}{1 \cdot 10000} = 728 \mu H$$

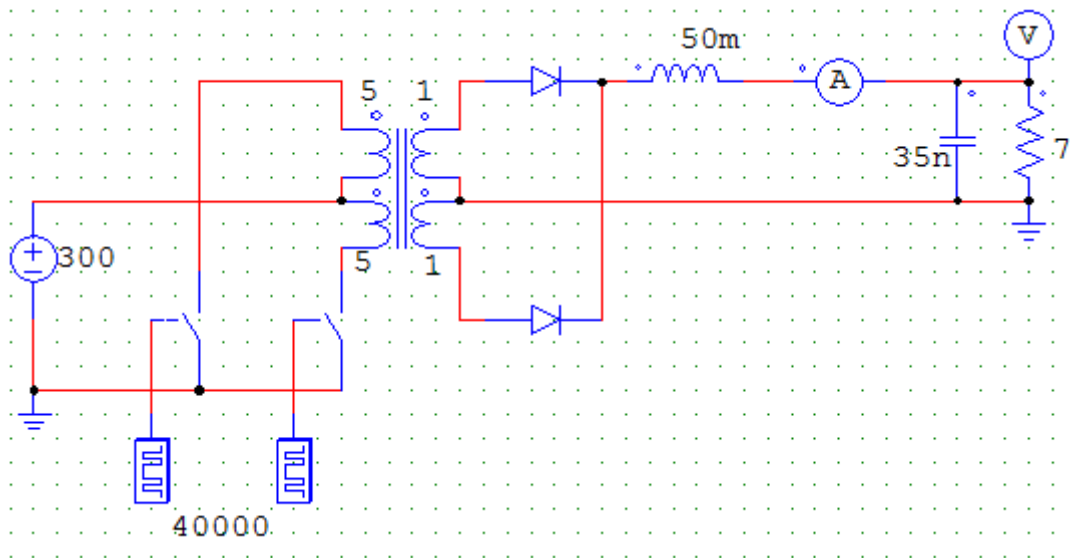
Como el rizado tiene que ser menor o igual que el 0,5% de la señal de salida, la capacidad del filtro de salida es:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - 2D}{32 L_x C f^2}$$

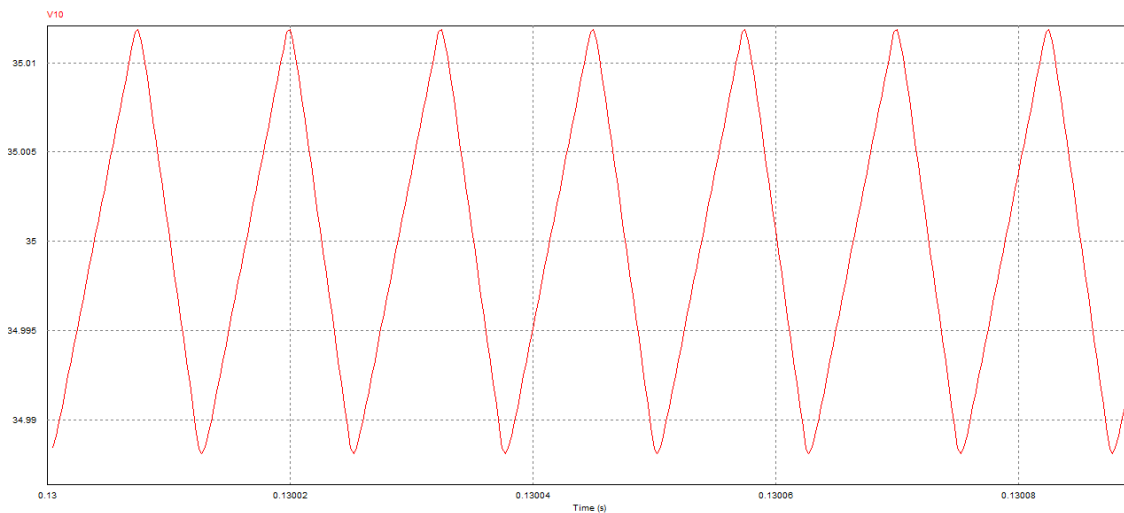
Que despejando la capacidad del condensador es:

$$C = \frac{V_o(1 - 2D)}{32 \cdot L_x \Delta V_o f^2} = \frac{(1 - 2 \cdot 0,292)}{0,005 \cdot 728e - 6 \cdot 10K^2} = 35,6 \mu F$$

2. El circuito realizado con Psim es el siguiente:



Y para comprobar los resultados teóricos, simulamos en primer lugar la tensión de salida:

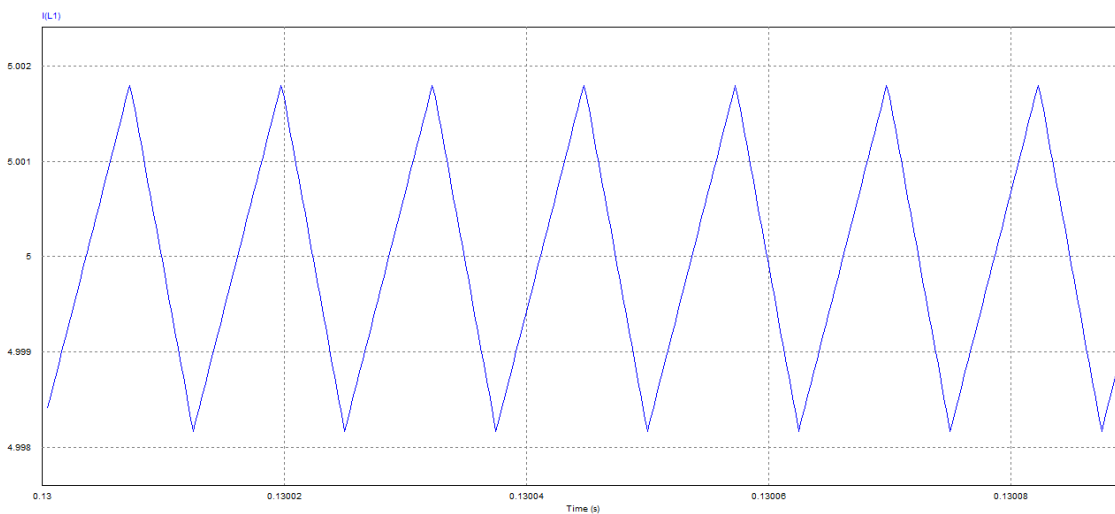


En la simulación observamos que el valor medio de la salida es $V_{O_{AVG}} = 34.99V$, y su rizado es:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 35.012 - 34.988 = 0.024V$$

Y estos valores se corresponden con los obtenidos teóricamente.

Simulando la corriente por la inductancia de salida:



Observamos que su valor medio es de 5A y su rizado es de $I_{x_{max}} - I_{x_{min}} = 5.0018 - 4.9982 = 3.6mA$, que es menos que 50mA, valor máximo especificado.

La potencia de salida del convertidor será $P_0 = \frac{V_0^2}{R} = 175 W$, la cual se encuentra dentro del rango de potencias especificado.

La simulación del circuito dimensionado en el apartado anterior cumple con las especificaciones.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 139

3. Se va a realizar el estudio de las variaciones de los diferentes parámetros del sistema. Para ello vamos a realizar una tabla en la que marcaremos las variaciones de cada uno de los parámetros y la modificación de los valores importantes del circuito y posteriormente se realizara un breve análisis de los resultados obtenidos.

Variación\Parámetro	$V_o(V)$	$I_{Lx}(\Delta I_{Lx})(A)$
$L_x = 728\mu$	$35(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,005)$	$5(\Delta=1A)$
1m	$35(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,0036)$	$5(\Delta=0,727A)$
200 μ	$35(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,02)$	$5,14(\Delta=3,66A)$
$D = 0,292$	$35(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,005)$	$5(\Delta=1A)$
0,4	$48(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,0024)$	$6,88(\Delta=0,866A)$
0,15	$18(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,0084)$	$2,57(\Delta=0,66A)$
$V_i = 300 V$	$35(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,005)$	$5(\Delta=1A)$
320V	$37,34(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,005)$	$5,38(\Delta=1,066A)$
280V	$32,66(\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,005)$	$4,64(\Delta=0,933A)$

NOTA: Esta tabla se ha realizado con la modificación de los parámetros referenciada en la misma manteniendo el resto de valores constantes en el valor de diseño inicial.

Una vez realizada la tabla, se llevará a cabo el estudio de las diferentes variaciones, como en prácticas anteriores.

- V_o : No varía con respecto a L_x . Como sólo depende de R e I_{Lx} , y cuyos valores tampoco varían con respecto a L_x . La bobina L_x únicamente afecta al rizado de la corriente, al variar el rizado de la corriente y mantenerse la carga constante, varía el rizado de la tensión de salida.

Cuanto menor es el valor de la inductancia de L_x , mayor es el rizado de la corriente I_{Lx} y el de la tensión de salida, debido a que almacena y entrega la energía a la carga de forma más rápida.

V_o varía de forma directa con respecto al ciclo de servicio, ya que cuanto mayor sea el tiempo en que se transfiere energía entre el primario y el secundario, mayor tiempo almacena energía la bobina L_x .

Al aumentar el ciclo de servicio se aumenta la variación de I_{Lx} , por lo que a su vez aumenta el valor medio de la corriente de salida, lo que produce un incremento en la tensión de salida debido a que la carga se mantiene constante.

El rizado es prácticamente constante, aunque cuando aumenta el ciclo de servicio, aumenta la tensión de salida y por ende, aunque el rizado sea el mismo pasa a tener menor influencia (ser menor en porcentaje respecto de la señal de salida).

Tanto V_o como I_{Lx} (ΔI_{Lx}) aumentan con el incremento de V_i , ya que es la fuente o la entrada, la encargada de cargar L_x y V_o depende directamente de I_{Lx} , porque la carga es constante.

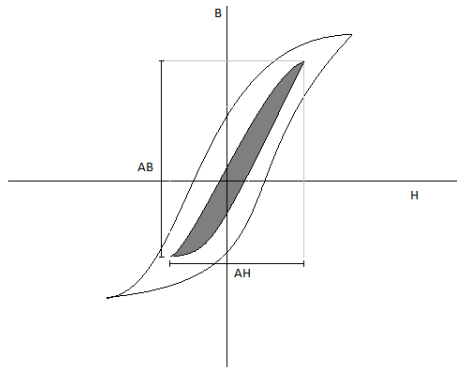
Los rizados permanecen constantes, ya que tanto la capacidad del filtro de salida como la inductancia de la bobina L_x , como el ciclo de servicio permanecen constantes

L_x influye de forma directa con el tiempo de establecimiento de la fuente.

Si $L_x = 20 \text{ mH} \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow t_{ss} = 0,02 \text{ segundos}$.

Si $L_x = 200 \text{ mH} \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow t_{ss} > 1 \text{ segundos}$.

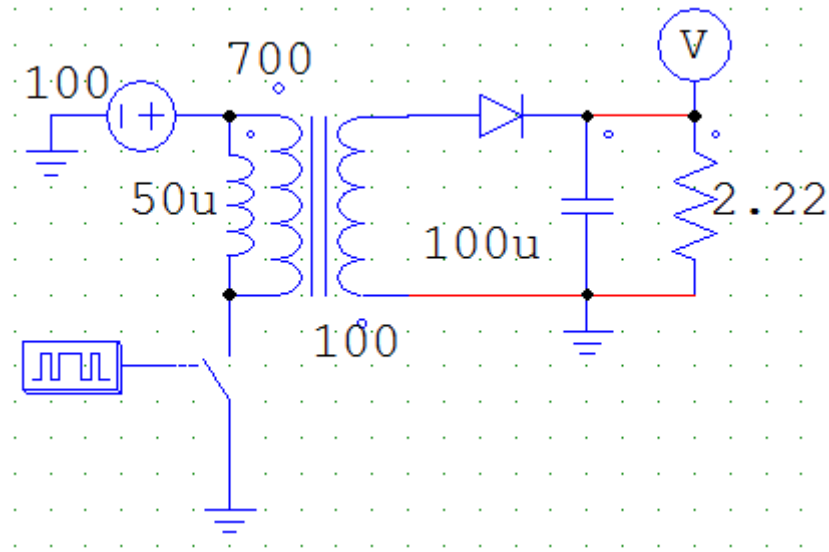
4. En la topología Push-Pull, la curva de histéresis es la siguiente.



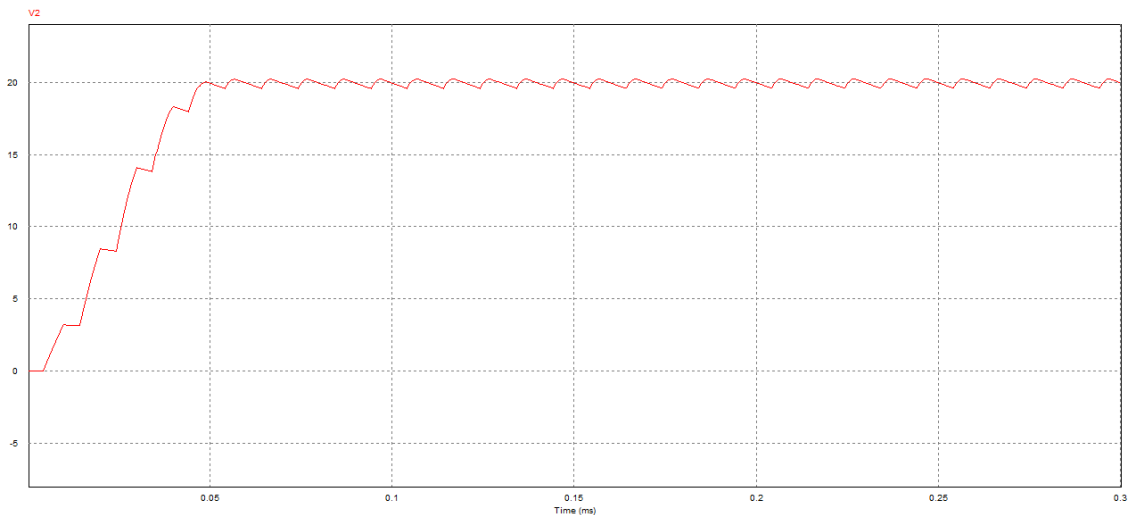
Por lo tanto, éste convertidor es de excitación bidireccional.

9.6. Flyback lazo cerrado

1. El circuito simulado es:



1.1 Con los parámetros de simulación dados, la señal del transitorio es:



En la simulación podemos ver que la señal tarda en estabilizarse unos $57\mu\text{s}$, su valor máximo es de 20.23V , y su rizado utilizando las herramientas de SimView es:

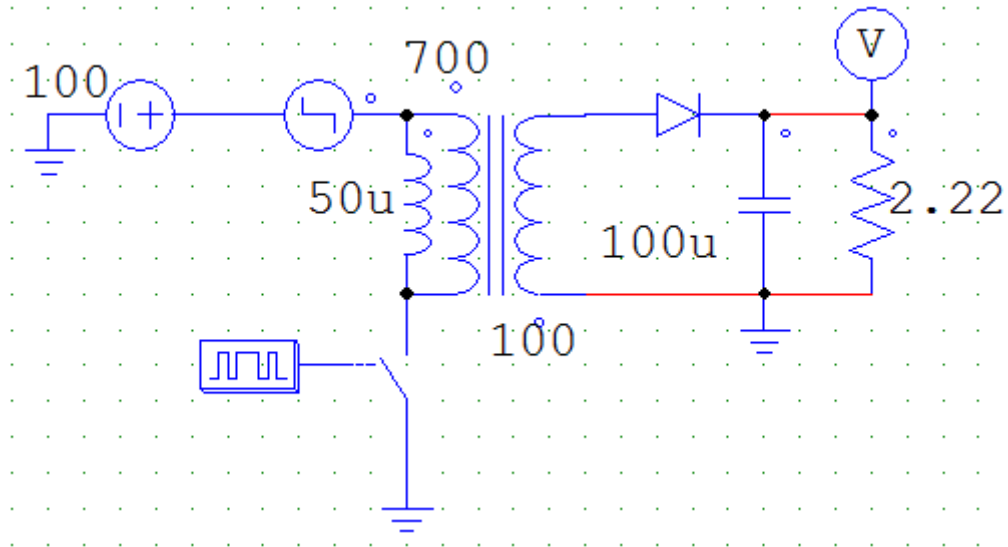
$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 20.23 - 19.58 = 0.65\text{V}$$

1.2 El circuito con Vstep es el siguiente:

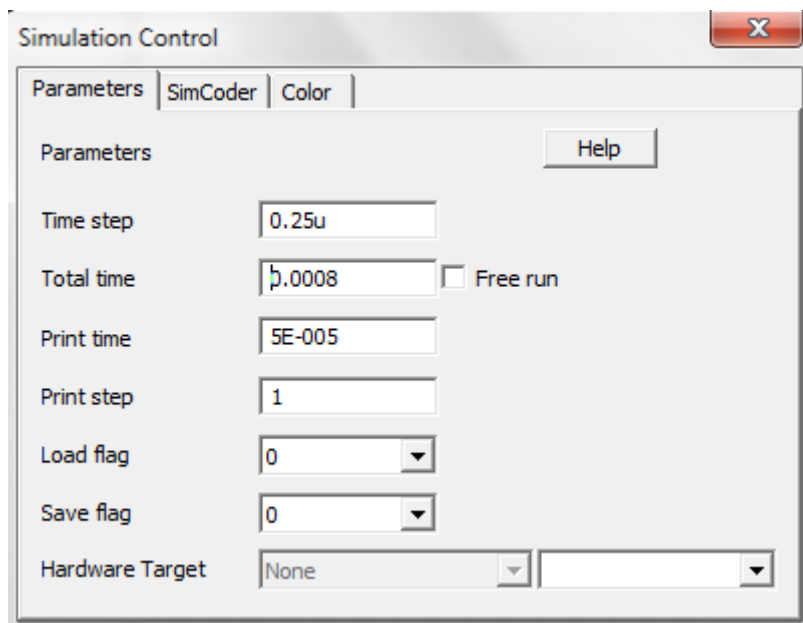
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 142



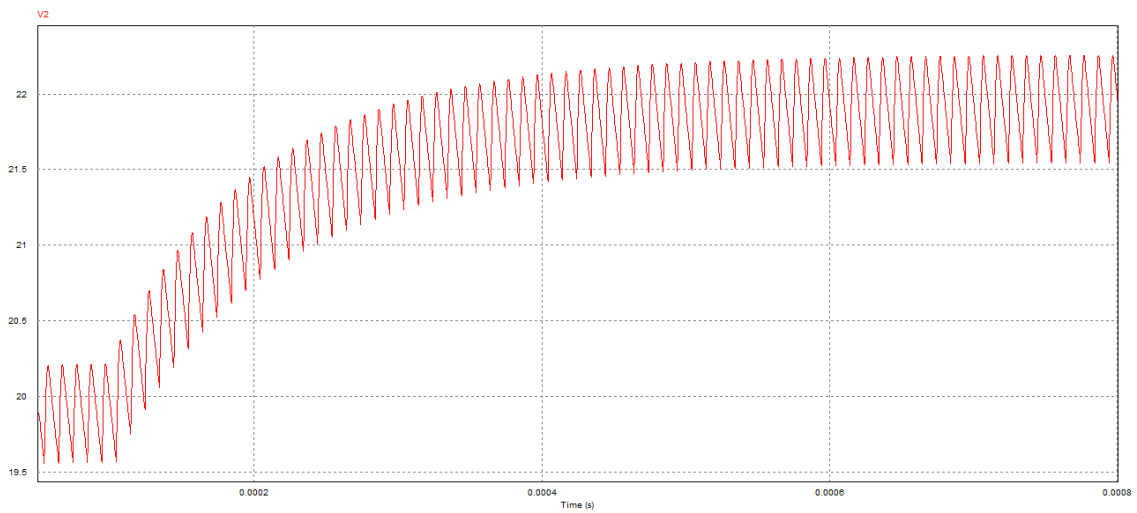
Se utilizan los siguientes parámetros de simulación:



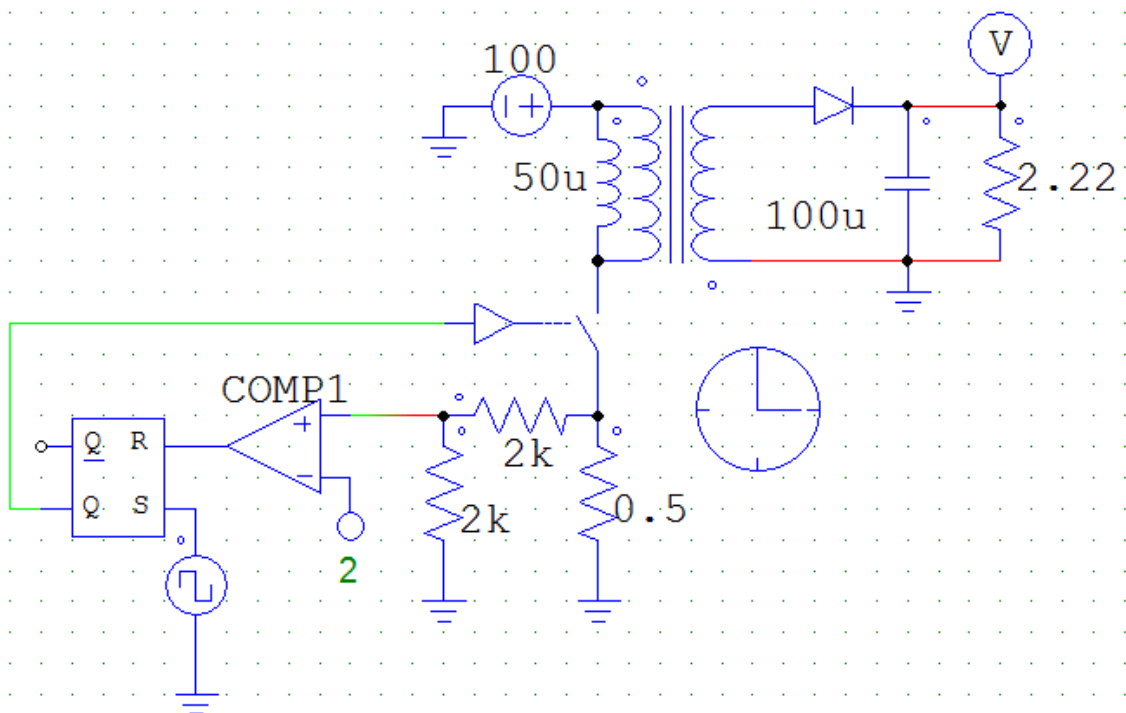
Observamos que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que Vstep introduce la tensión, llegando hasta casi los 22V, con un tiempo de estabilización de unos 530 μ s.

El valor máximo de la señal estabilizada es de 22.25V, y el mínimo es de 21.55V. Por tanto, el rizado es de 0.7V.

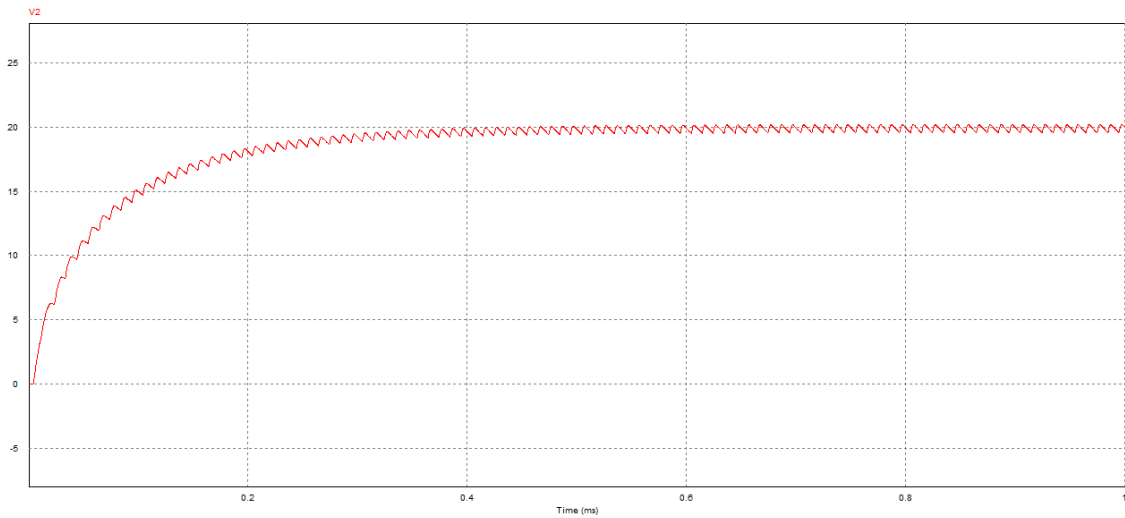
La señal de salida obtenida es:



2. El circuito con el control por pico de corriente es:



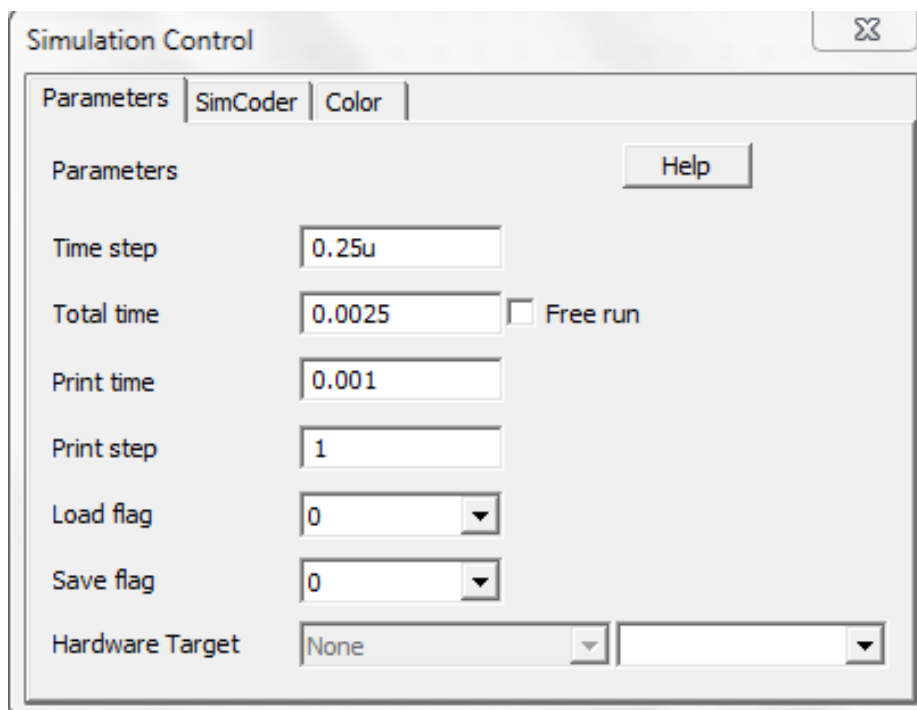
Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:



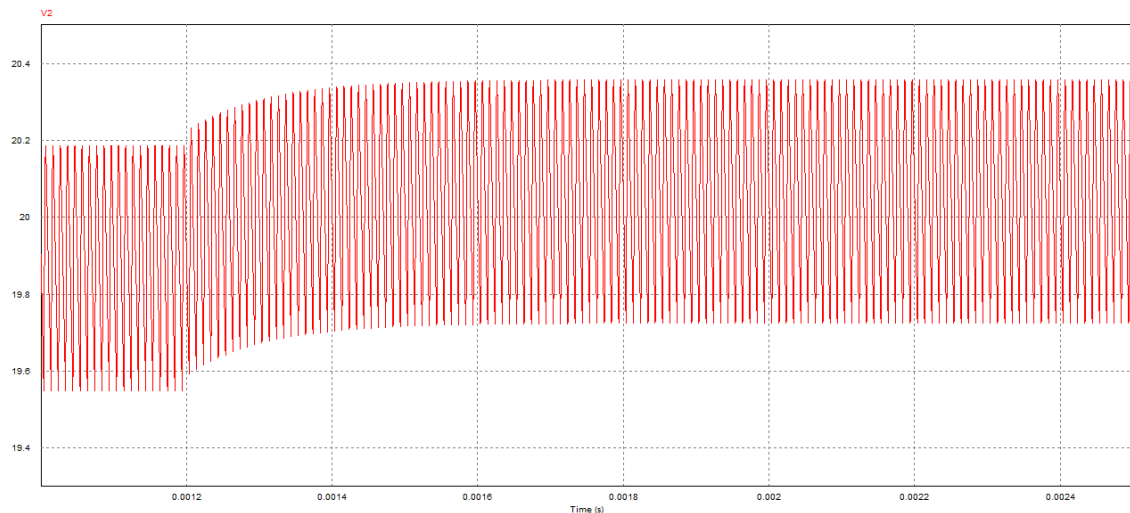
En la simulación se puede observar que el tiempo que tarde en estabilizarse es de unos 650 μ s, con un valor máximo de 20.186V, y un rizado de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 20.186 - 19.55 = 0.636V$$

Para realizar las variaciones, establecemos los siguientes parámetros de simulación:



Introducimos un V_{step} igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:



Donde observamos que ahora la salida aumenta muy ligeramente, ya que pasa de 19.82V a unos 20.05V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de V_{step} , observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (Es decir, aumentamos la $V_{entrada}$ de 100 a 200) la tensión de salida aumenta alrededor de 1 V.

Al aumentar el valor de la carga de 2.22 a 5 Ω , observamos que el tiempo de estabilización llega hasta 1.2ms, y la tensión de salida, con la misma entrada y referencia, pasa de unos 20V a 29.7V.

Al reducir la tensión de referencia a la mitad (de 2V a 1 V), observamos que la tensión de salida disminuye a aproximadamente la mitad (a unos 10.5V).

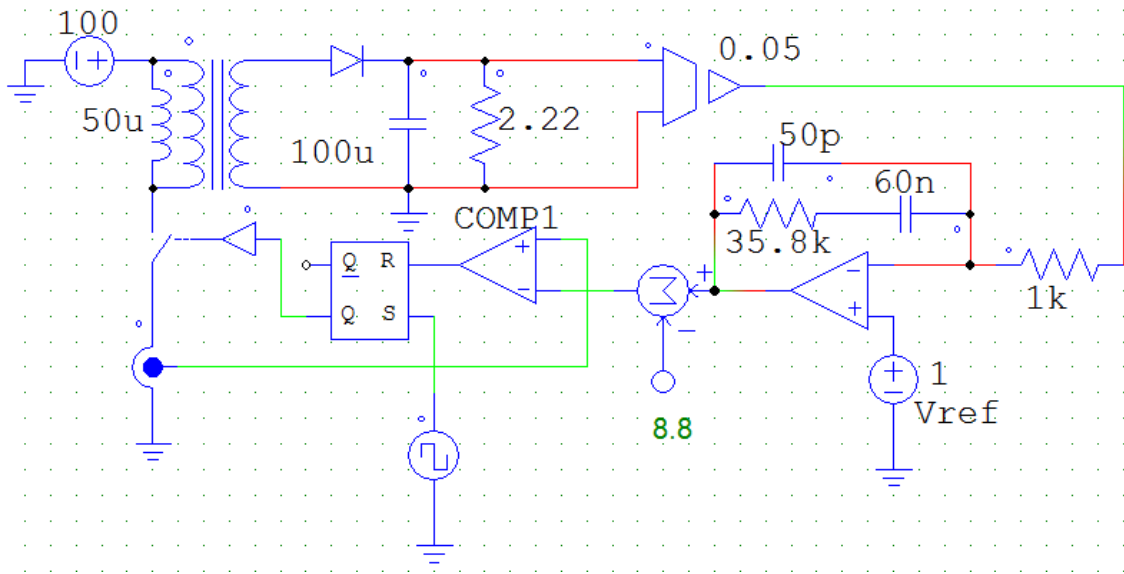
La diferencia más importante es que, ante un pico de tensión de 10 V, el primer montaje respondía con un aumento de 2V en la salida, mientras que en el segundo montaje habría que introducir un pico de 200V para que se produzca el mismo aumento en la salida. El segundo montaje es mucho más estable ante variaciones en la tensión de entrada, pero igual de sensible ante variaciones de la carga.

Con la referencia podemos controlar el valor de la tensión de salida de forma más o menos lineal, sin variar ningún parámetro del circuito, dentro de un margen dado que si se aumenta demasiado corremos el riesgo de que el convertidor deje de responder correctamente.

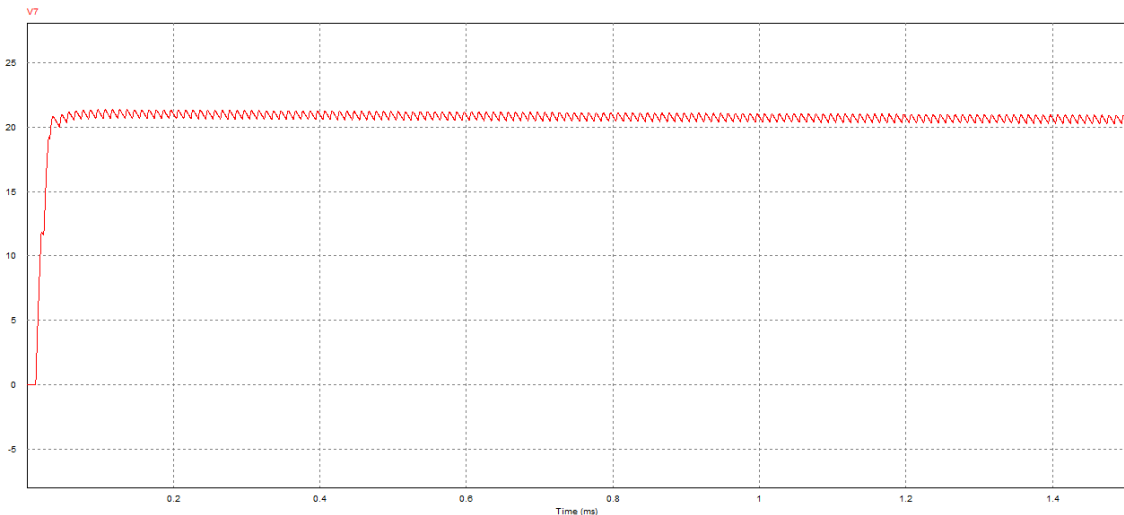
Este montaje puede ser útil para aplicaciones donde la corriente de entrada sea difícilmente controlable, ya que no sufre grandes alteraciones ante variaciones de la entrada, pero donde la carga sea constante, si se pretende que la tensión de salida del circuito se mantenga en un valor específico.

David Serna Escolar

3. El nuevo montaje es el siguiente:



Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:



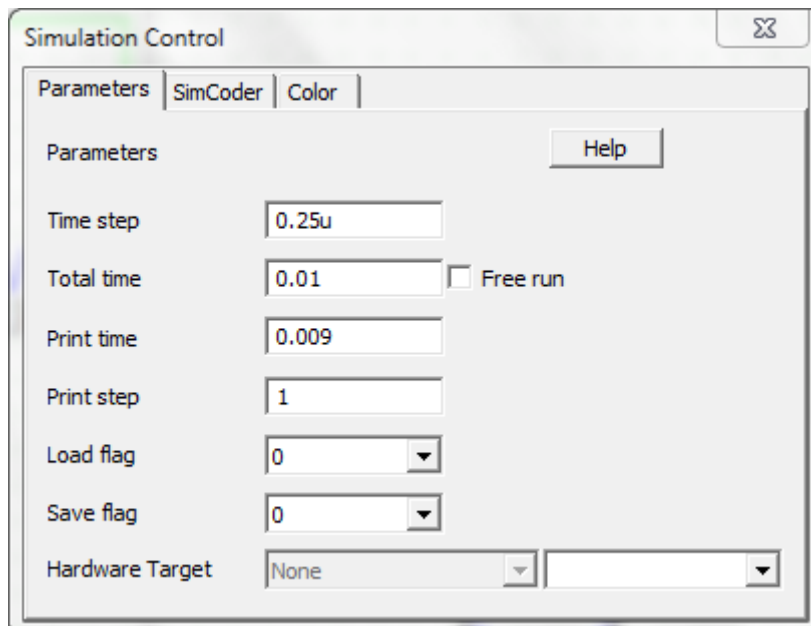
Vemos que el circuito alcanza el valor de la salida mucho más rápidamente que los ejemplos anteriores (en unos 40 μ s), pero se observa que el sistema tiene una respuesta ligeramente subamortiguada, por lo que el valor máximo de la salida será de 21.33V a los 40 μ s, y a partir de ese punto comienza a disminuir lentamente hasta estabilizarse en 20.03V, y con un rizado de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 20.325 - 19.667 = 0.658V$$

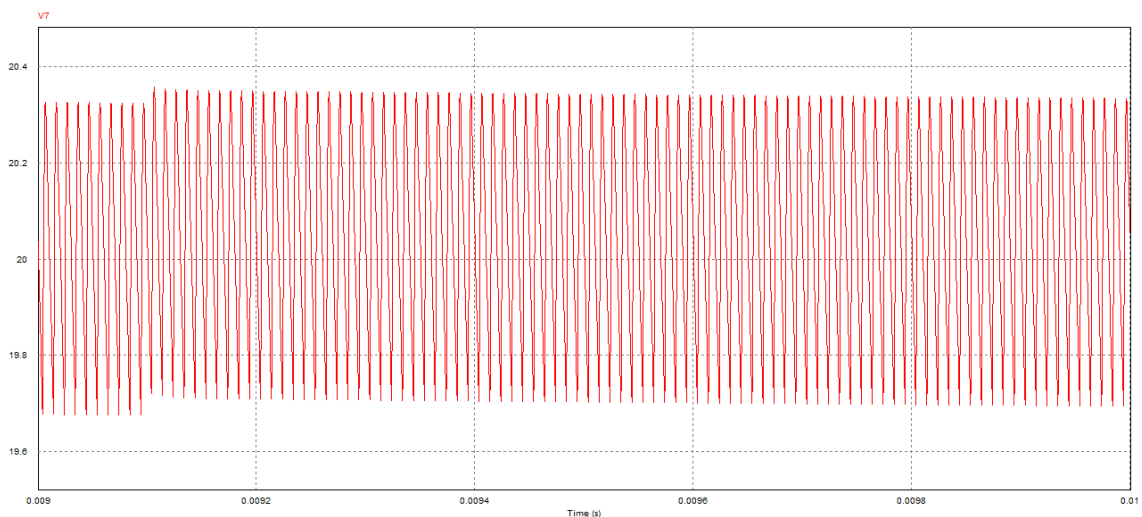
Para realizar las variaciones, establecemos los siguientes parámetros de simulación:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez



Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:



En esta simulación observamos que la salida aumenta más ligeramente todavía que con el anterior control para la misma variación de entrada, para volver de nuevo a 20.03V.

Introduciendo valores mayores en Vstep, vemos que sigue aumentando ligeramente, para luego volver, aunque de forma lenta, al valor inicial de 20.03V. Se podría decir que aproximadamente su tensión de salida aumenta unos 250 mV si se duplica el valor de la entrada, pero después de un tiempo vuelve a estabilizarse en 20.03V.

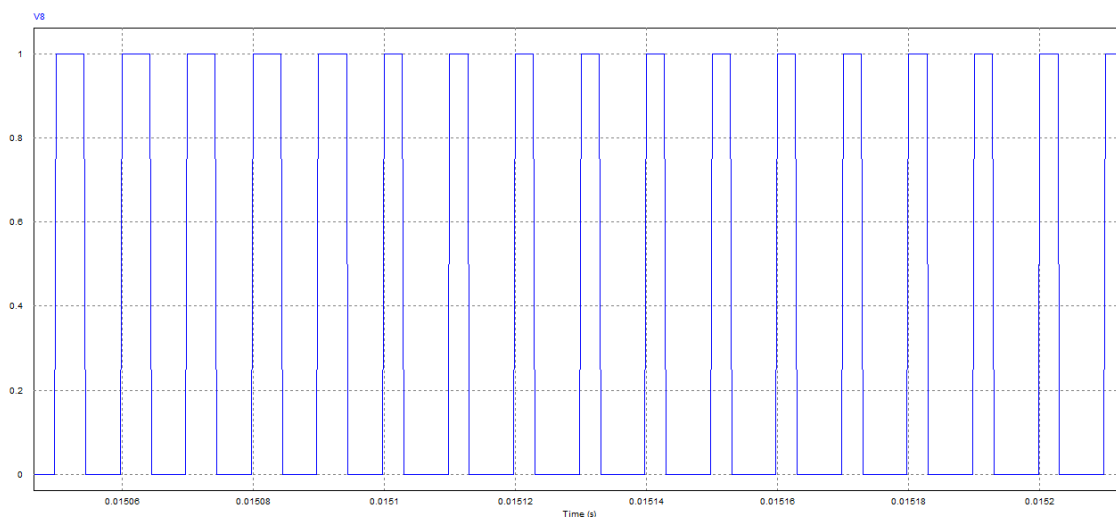
Al realizar la misma variación de carga que en el caso anterior, observamos que la salida tarda más tiempo en estabilizarse, pero que finalmente llega a 20 V. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga.

Si reducimos el valor de la tensión de referencia a la mitad (de 1V a 0.5V), se observa que la salida ahora es de 10V, y que si la doblamos (de 1V a 2V), obtenemos una salida de 40V. Mayores valores no producen una variación lineal en la salida.

Las diferencias respecto al montaje anterior son que éste montaje no cambia su salida ante variaciones de carga, y su cambio ante variaciones de la tensión de entrada es menos apreciable aún. El rango de control lineal de la salida mediante la referencia es mayor (de 0 a 2V en V_{ref} , que producen de 0 a 40V en V_o).

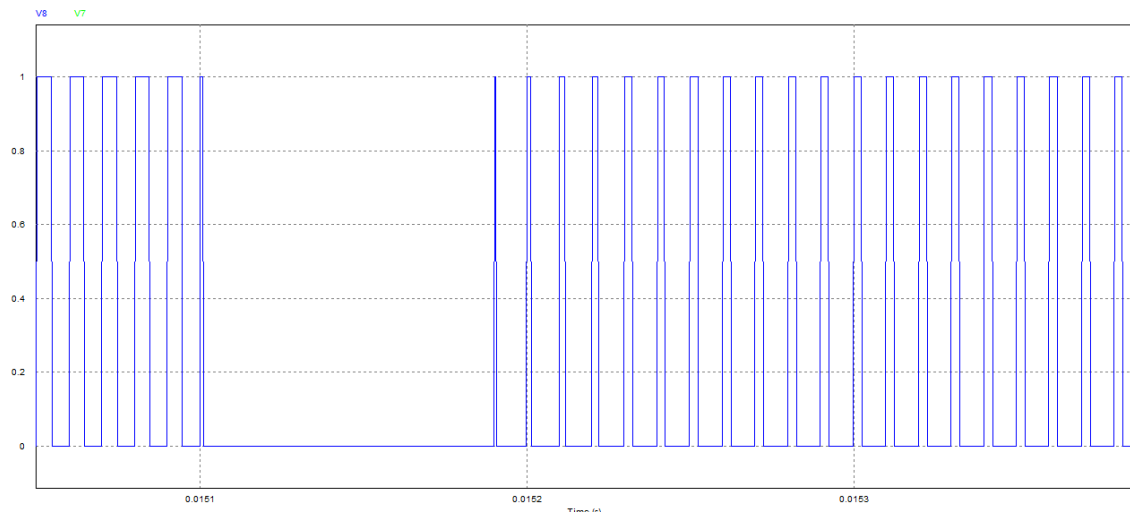
Esta configuración es estable ante variaciones de carga debido a que se recoge información de la tensión de salida, mientras que en el anterior montaje sólo recibía la corriente por el conmutador.

4. Observamos en la siguiente simulación la tensión por el polo de potencia cuando introducimos una variación en la entrada de 50V:



Se aprecia que a partir de $t = 0.0151s$, el ciclo de trabajo disminuye. Esto es debido a que en ese momento se introduce la variación de entrada, el lazo de control de pico de corriente actúa, limitando I por el conmutador al valor preestablecido, como se llega antes al mismo, ya que ahora la tensión es mayor, se cortará el conmutador antes cada período, disminuyendo así el ciclo de servicio.

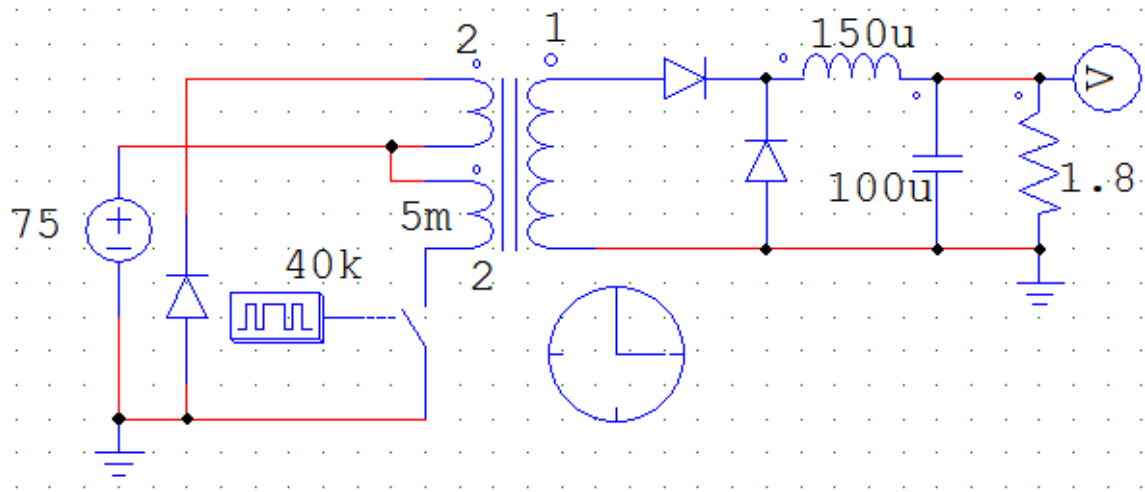
Si disminuimos la tensión de referencia a la mitad, y observamos el ciclo de trabajo:



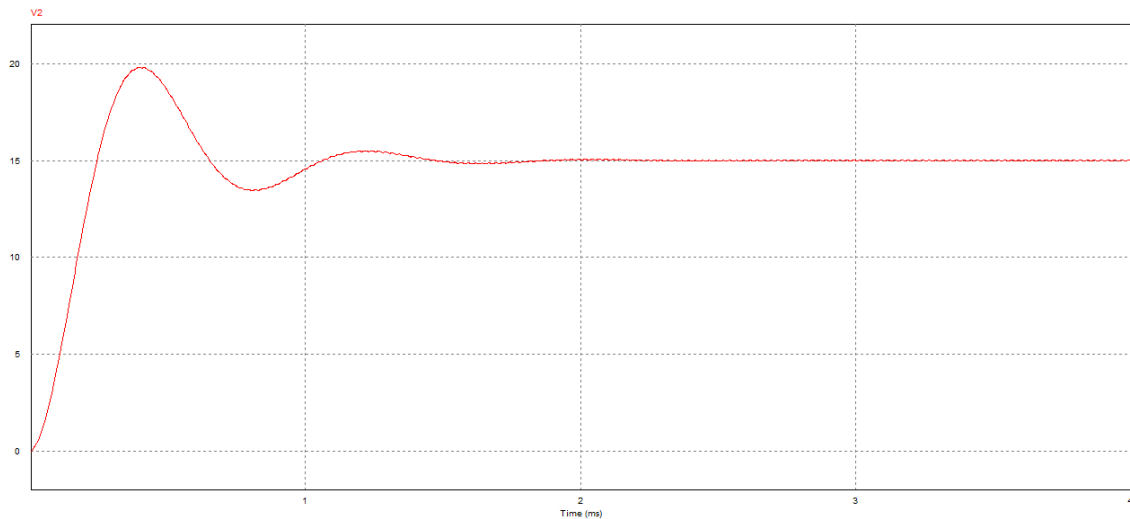
Hemos ordenado que la tensión de salida disminuya a 10V. Estando a 20, el control corta el conmutador y deja que la tensión de salida caiga hasta un valor cercano a 10 V, donde comienza a conducir cada vez más tiempo cada periodo hasta que se estabiliza, lo que quiere decir que ya ha llegado a 10V la salida.

9.7. Forward lazo cerrado

1. El circuito simulado es:



1.1 Con los parámetros de simulación dados, la señal del transitorio es:



En la simulación podemos observar que la señal tarda en estabilizarse en 15V unos 2ms, su valor máximo es de 19.8V, y su rizado una vez estabilizado es:

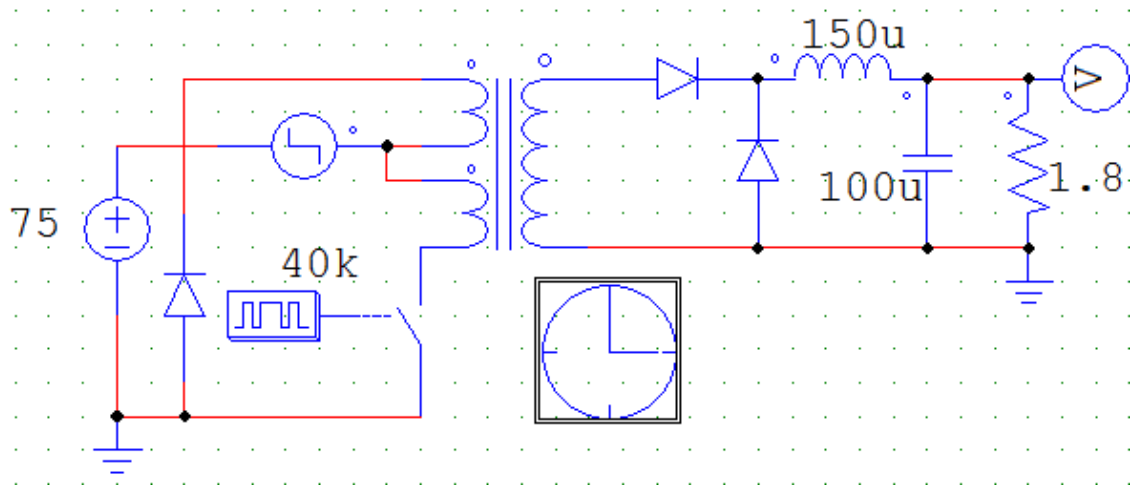
$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 15.05 - 14.973 = 0.052V$$

1.2 El circuito con Vstep es el siguiente:

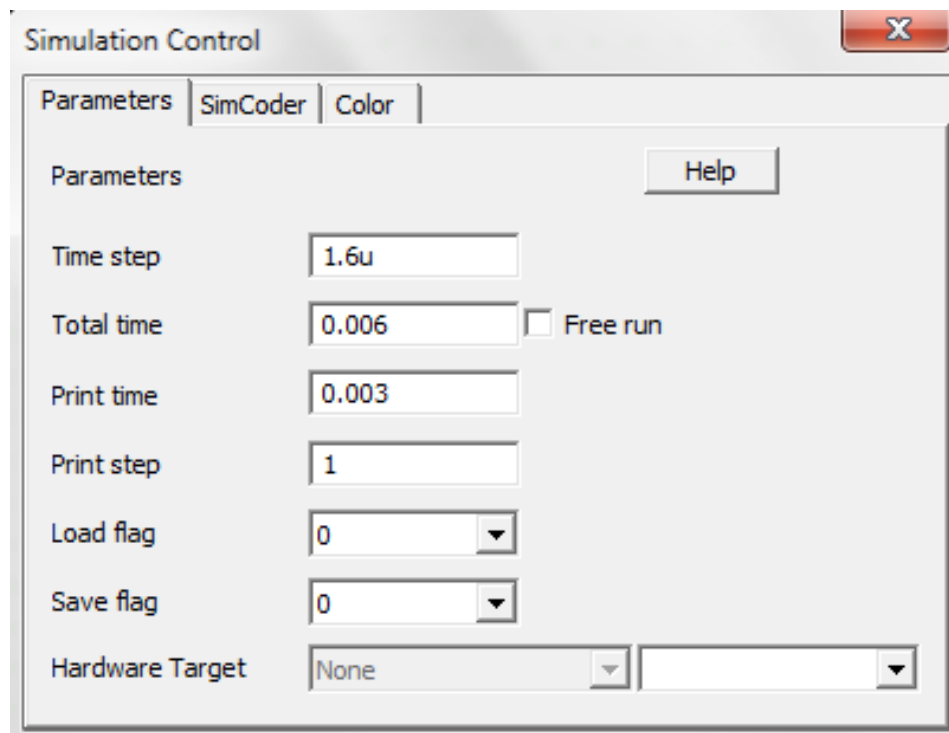
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 151



Con los siguientes parámetros de simulación:

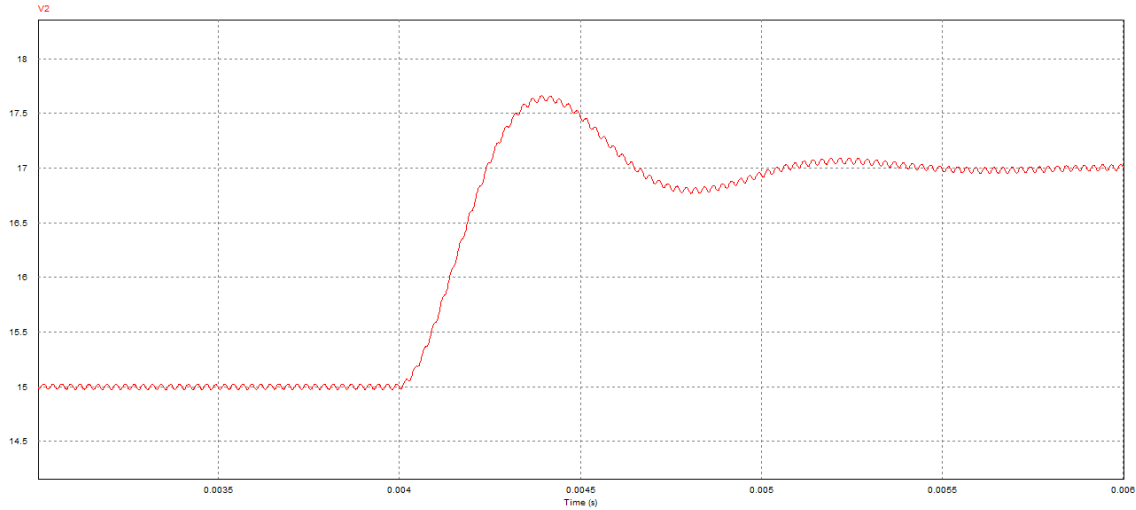


Y la señal de salida obtenida es:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

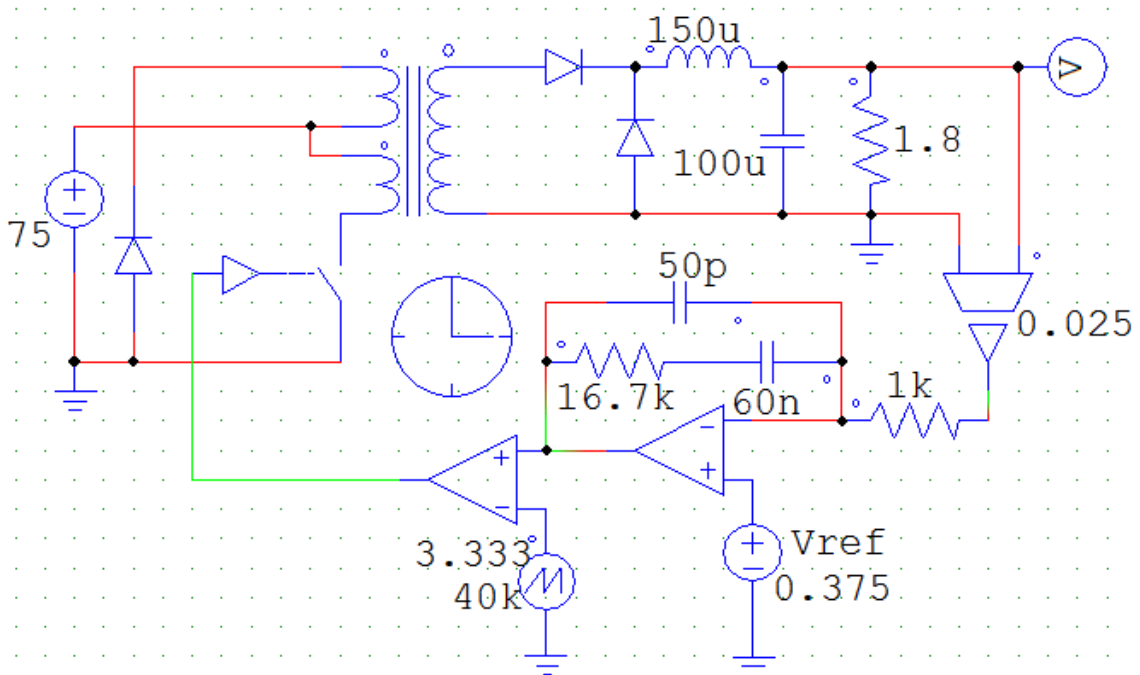
Página 152



Observamos que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que Vstep introduce la tensión, llegando hasta casi los 17.7V durante el transitorio, y estabilizándose en 17V, con un tiempo de estabilización de unos 1.7ms.

Al variar la carga, de 1.8 a 3Ω, el tiempo de estabilización aumenta a unos 5.5ms estabilizándose a 15V.

2. El circuito con el control por voltaje es:



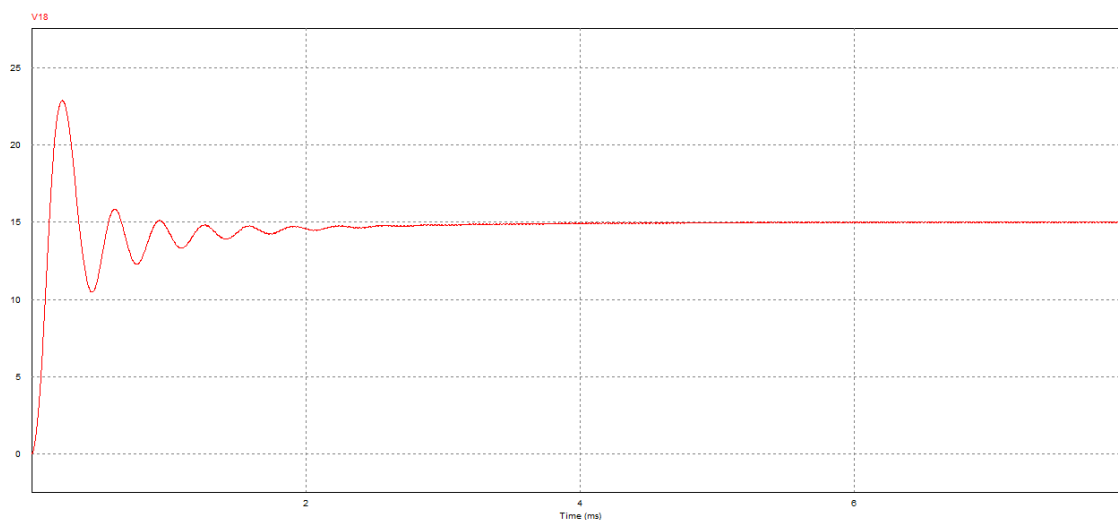
2.1 La figura corresponde a un control por voltaje de salida, el cual recibe un valor proporcional de la salida, comparándolo con el valor de referencia en el amplificador de

error, y la salida del mismo se lleva a un modulador PWM, que genera los pulsos que recibe el conmutador.

La diferencia con el Flyback es, que no recibe información de la corriente por el conmutador, limitándose a responder frente a cambios de la salida. Esto provoca que ante variaciones en la entrada, la energía adicional deba pasar por toda la etapa de control y transferirse a la de potencia antes de que sea detectada provocando un cierto retraso.

En el Flyback era necesario un control por pico de corriente, debido a su configuración, ya que no comenzará a llegar energía a la salida hasta que el conmutador se abra. Al contrario que en el Forward, que la energía se transfiere durante el semiperíodo de conducción del conmutador.

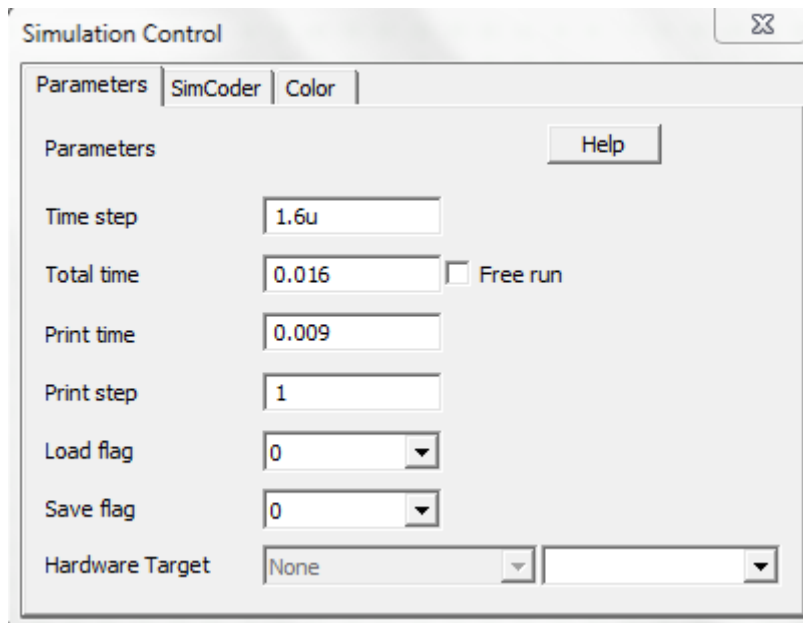
2.2 Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:



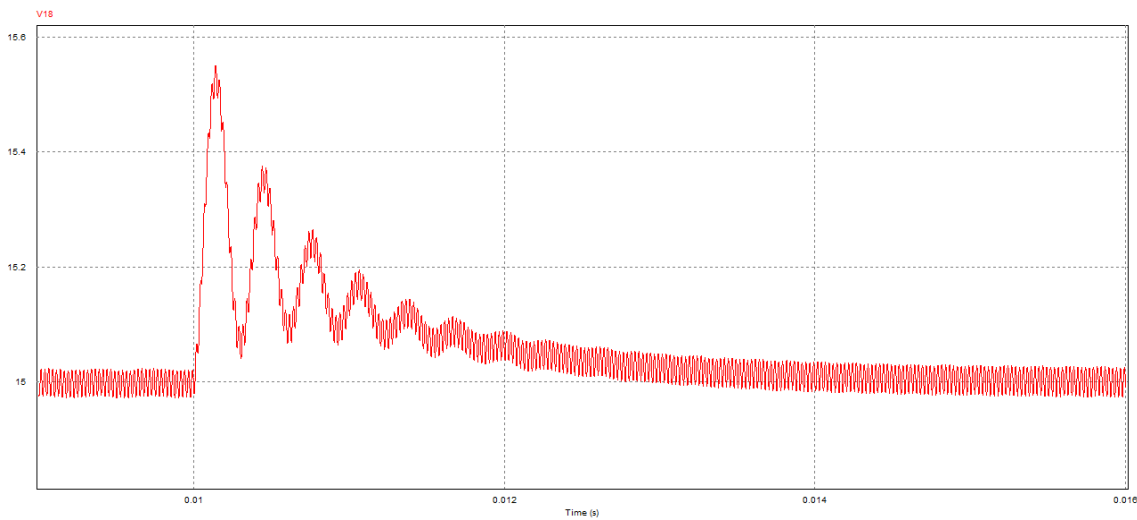
En la simulación se puede observar que el tiempo que tarda en estabilizarse es de unos 3.6 ms, con un valor máximo de 22.87V durante el transitorio, y una vez estabilizado en 15 V rizado es de:

$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 15.023 - 14.972 = 0.051V$$

Para realizar las variaciones, establecemos los siguientes parámetros de simulación:
David Serna Escolar



Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

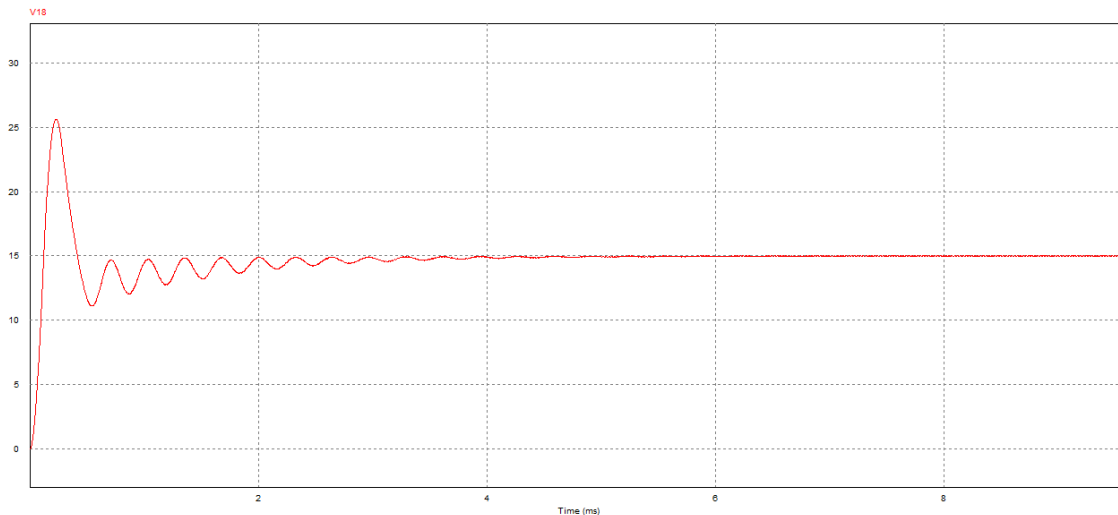


Donde observamos que ahora la salida experimenta un transitorio subamortiguado, estabilizándose de nuevo en 15V después de 4.2 ms.

Aumentando la carga de 1.8 a 3Ω , la señal de salida es la siguiente:

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez



Donde observamos que la salida tarde en estabilizarse unos 4.5ms, alcanzando los 15V, y llegando a un valor máximo transitorio de 25.6V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de V_{step} , observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (Es decir, aumentamos la $V_{entrada}$ de 75 a 150) la tensión de salida aumenta alrededor de 0.2 V.

Al aumentar el valor de la carga de 1.8 a 3Ω , observamos que el tiempo de estabilización llega hasta 12ms.

Al reducir la tensión de referencia a la mitad (de 2V a 1 V), observamos que la tensión de salida disminuye a aproximadamente la mitad (a unos 10.5V).

La diferencia más importante es que, ante un pico de tensión de 10 V, el primer montaje respondía con un aumento de 2V en la salida, mientras que en el segundo montaje no experimenta cambios en su salida ante un pico de tensión de 10V. El segundo montaje es mucho más estable ante variaciones en la tensión de entrada.

Introduciendo una referencia de valor el doble que la inicial (de 0.375 a 7.5V), vemos que se estabiliza en 30 V en unos 3ms

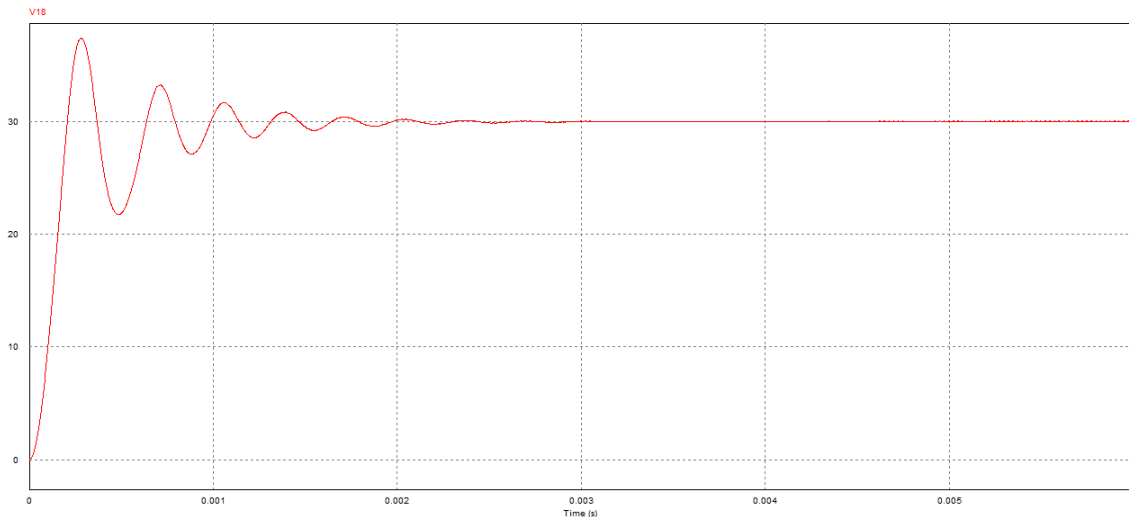
Con la referencia podemos controlar el valor de la tensión de salida de forma más o menos lineal, sin variar ningún parámetro del circuito, pero con el riesgo de que el convertidor deje de responder correctamente si se aumenta demasiado. El tiempo de estabilización disminuye cuanto mayor sea el valor de referencia.

Observamos el comportamiento del circuito:

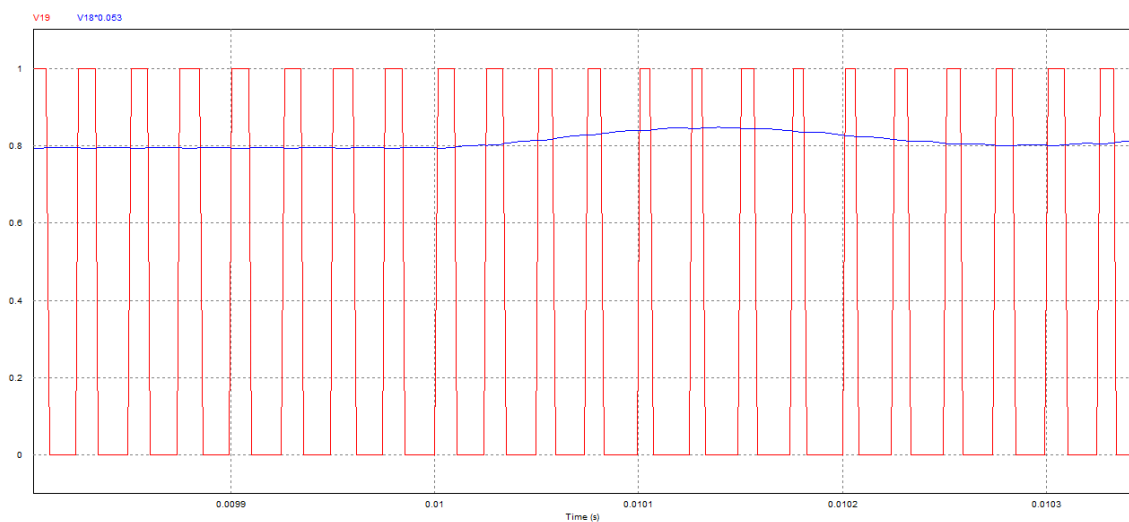
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 156



Observamos el ciclo de trabajo ante una variación de la tensión de entrada:



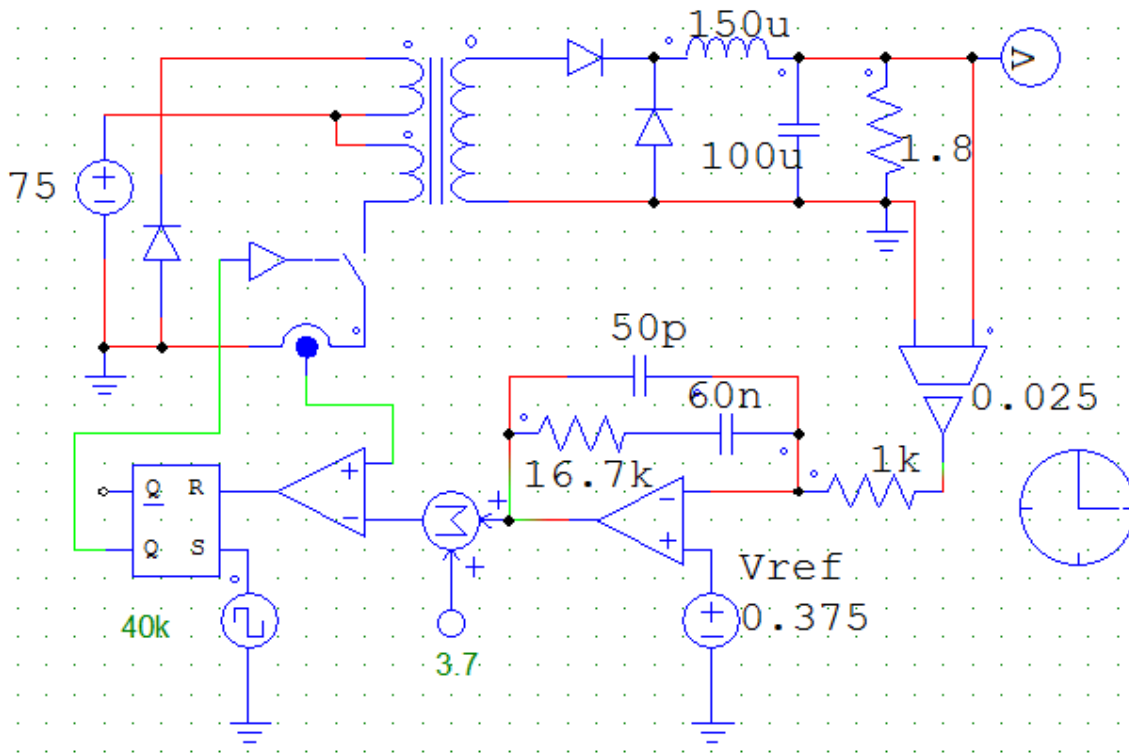
Se aprecia que a partir de $t=10\text{ms}$, que es cuando se introduce la variación, la tensión de entrada experimenta una evolución como la explicada anteriormente, y la señal del control del conmutador disminuye ligeramente el ciclo de servicio para contrarrestar el efecto de la salida.

El control recibe el valor de la tensión que, al ser mayor que la establecida, la señal de error disminuirá su nivel, haciendo que la onda de diente de sierra del PWM sea mayor que la señal de error durante más tiempo, produciéndose un semiperíodo de corte del conmutador mayor, es decir, disminuye el ciclo de trabajo.

3. El nuevo montaje es el siguiente:

David Serna Escolar

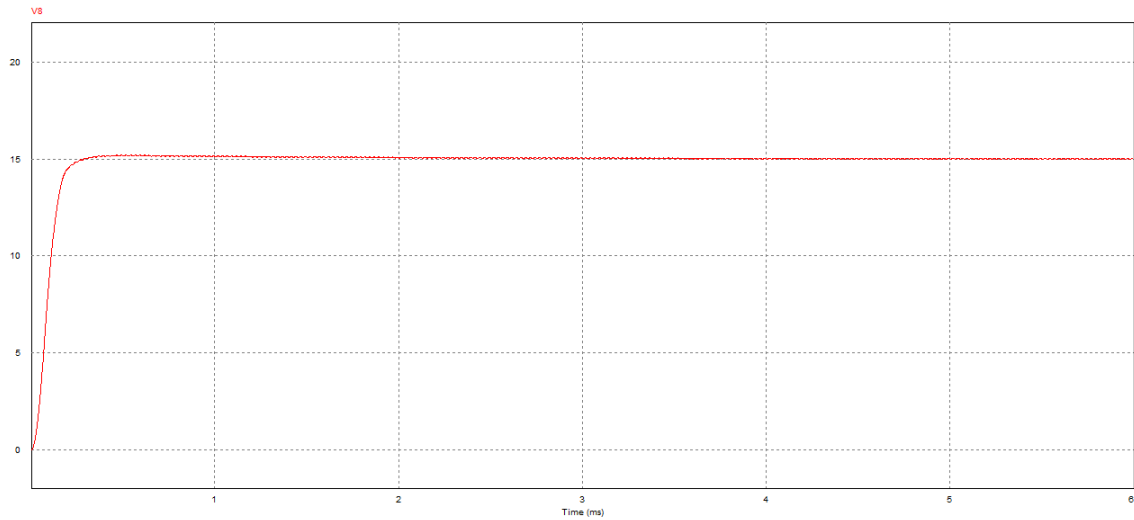
Mario Fernández Rodríguez



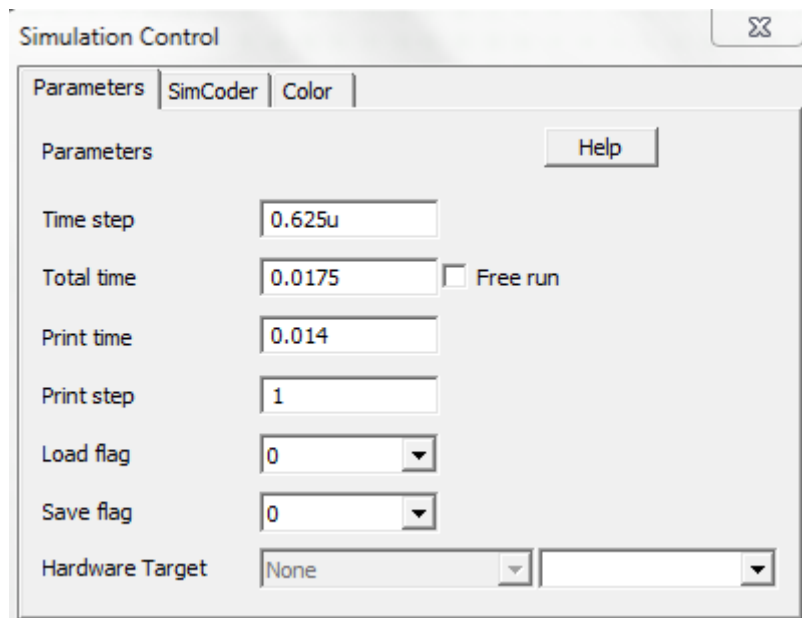
Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio.

Vemos que el circuito alcanza el valor de la salida más rápidamente que los ejemplos anteriores (en unos 2 ms), y su respuesta sigue siendo subamortiguada, pero mucho menos agresiva, por lo que el valor máximo de la salida será de 15.2V, disminuyendo hasta los 15V, y con un rizado de:

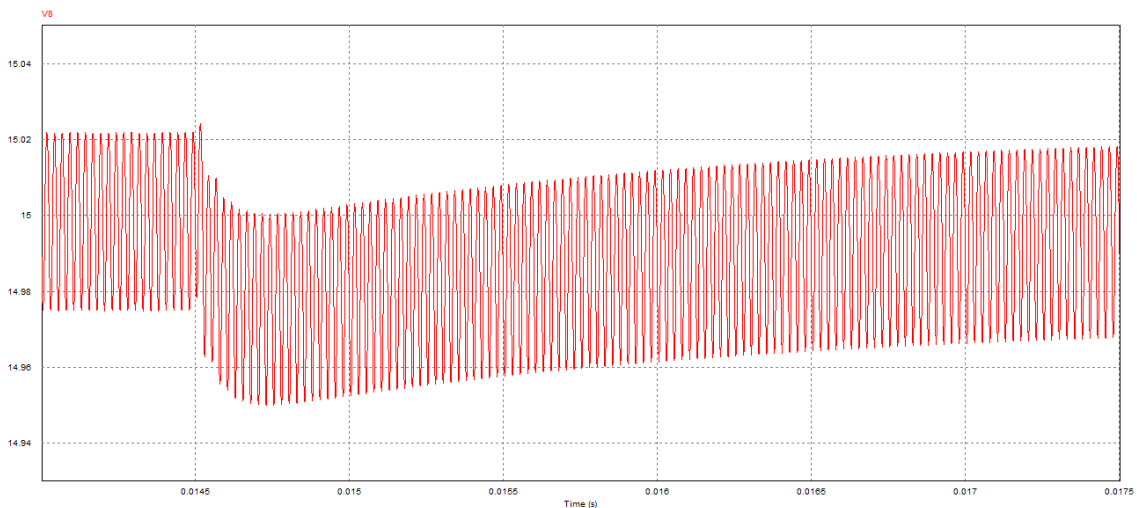
$$V_{O_{max}} - V_{O_{min}} = 15.023 - 14.975 = 0.048V$$



Para realizar las variaciones, establecemos los siguientes parámetros de simulación:



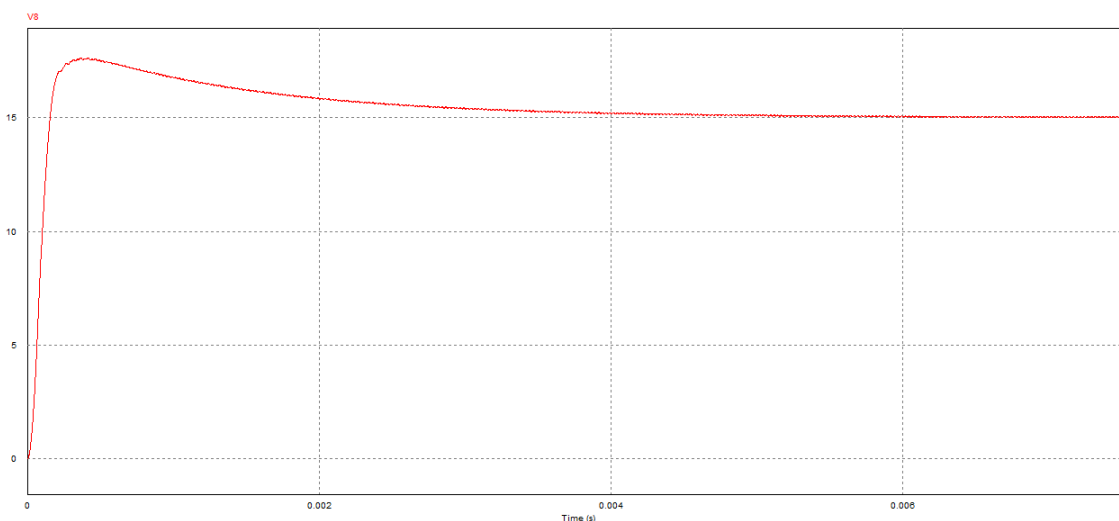
Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:



En esta simulación podemos ver que la salida aumenta muy brevemente antes de disminuir unos 20 mV, aumentando hasta los 15 de nuevo lentamente.

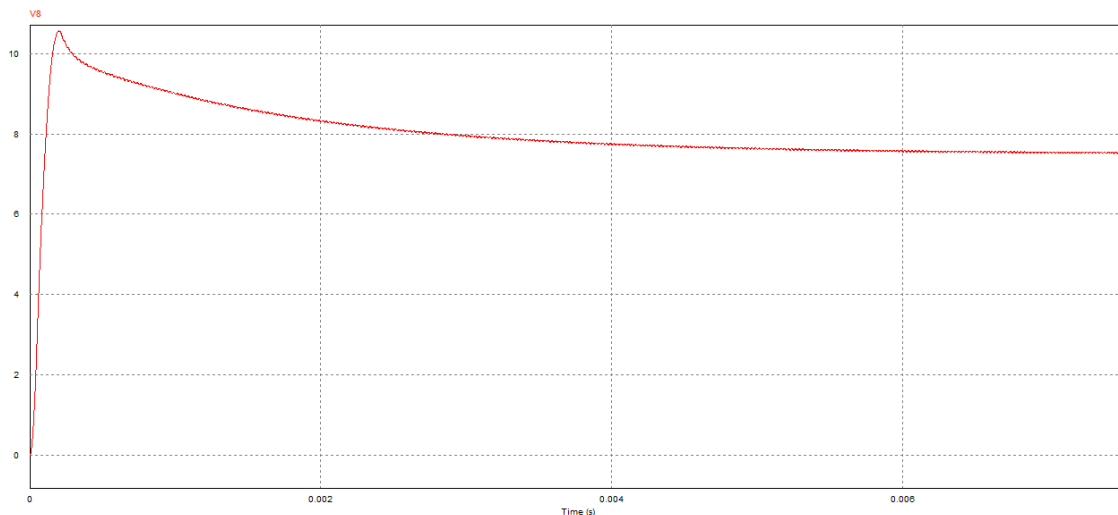
El tiempo de estabilización se reduce hasta la mitad aproximadamente, y no llega a alcanzar un sobrepico apreciable ya que comienza a actuar el control antes de darle tiempo a aumentar demasiado, ya que en este caso recibe información de la corriente por el conmutador.

Al realizar la misma variación de carga que en el caso anterior:



Observamos que la salida tarda más tiempo en estabilizarse, y experimenta un mayor sobrepico, pero que finalmente llega a 15 V. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga, mientras que el transitorio sí.

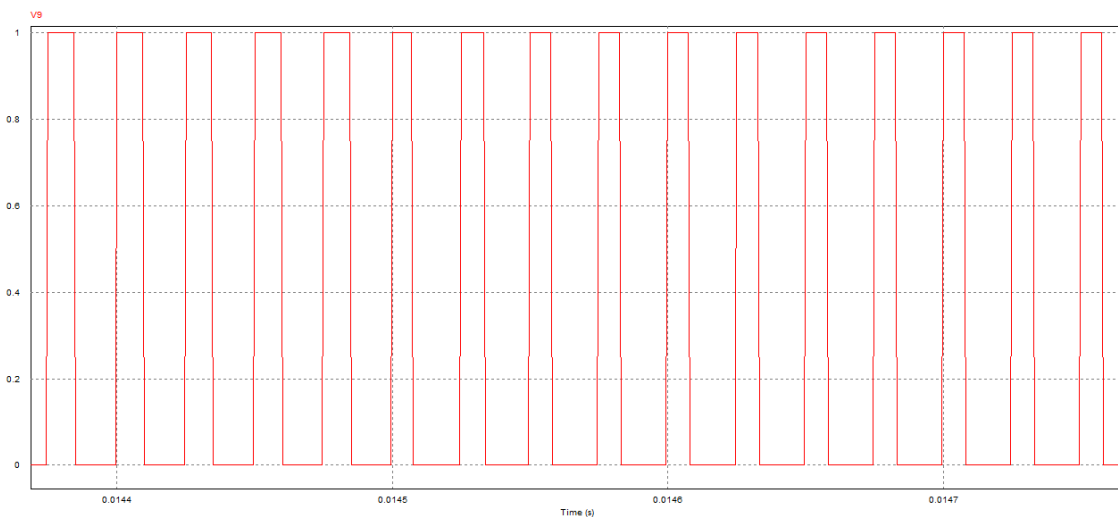
Si reducimos el valor de la tensión de referencia a la mitad (de 0.375V a 0.1875V):



Se puede ver que la salida no responde de manera proporcional a la referencia, y en este caso la relación es inversa entre la referencia y la salida.

Las diferencias respecto al circuito anterior son: que éste montaje no experimenta un sobrepico ante variaciones de la entrada, que es aproximadamente el doble de rápido que el controlado en modo tensión, y que no es tan regulable mediante la referencia.

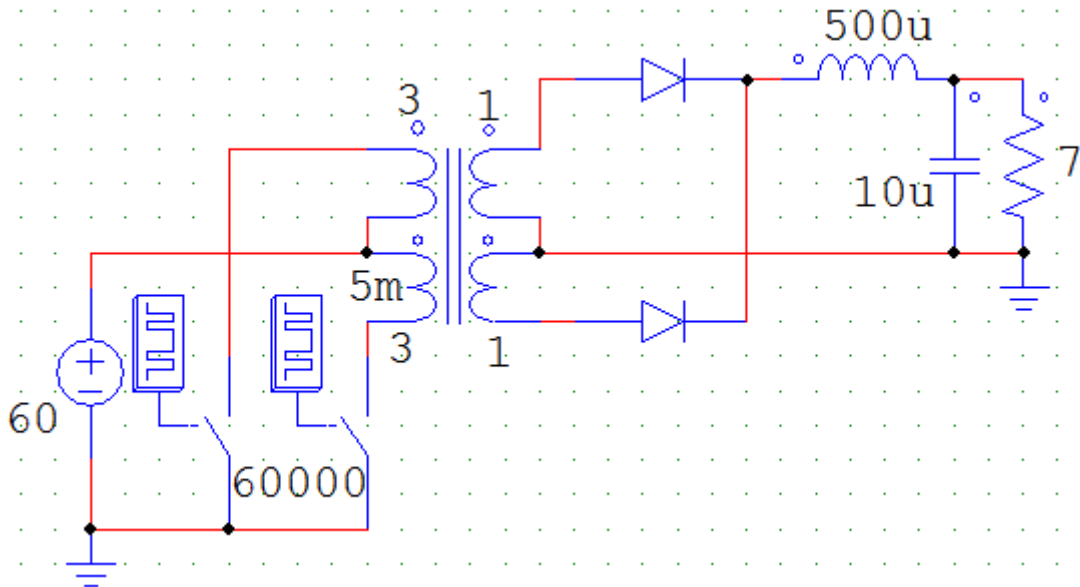
Observamos en la siguiente simulación la tensión por el polo de potencia cuando introducimos una variación en la entrada de 20V:



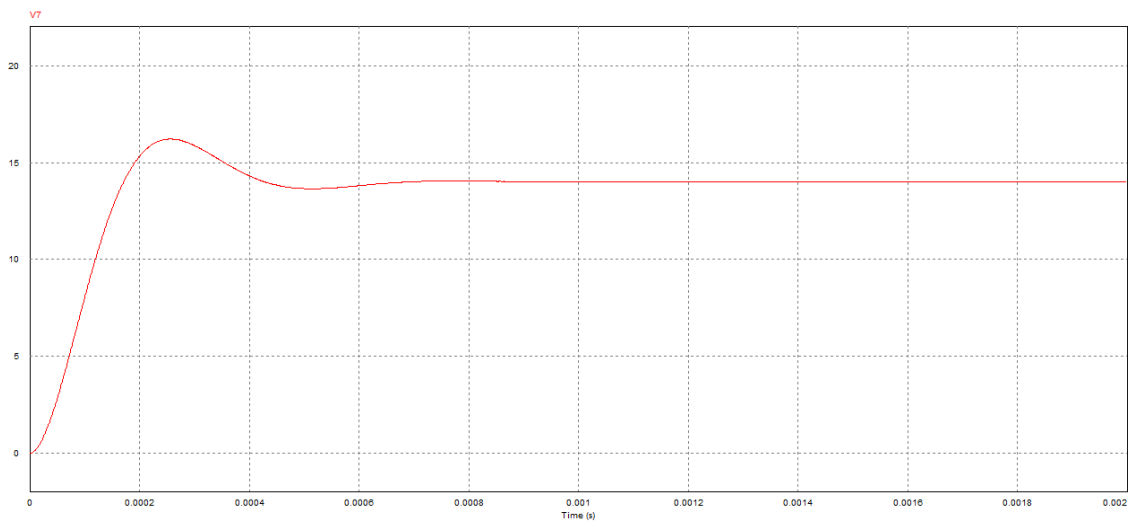
Se aprecia que a partir de $t= 0.0145s$, el ciclo de trabajo disminuye ligeramente. Esto es debido a que en ese momento se introduce la variación de entrada, y el lazo de control de pico de corriente actúa, limitando I por el conmutador al valor preestablecido, el cual se alcanza antes, ya que ahora la tensión es mayor, por lo tanto se cortará el conmutador antes cada período.

9.8. Push-Pull lazo cerrado

1. El circuito simulado es:



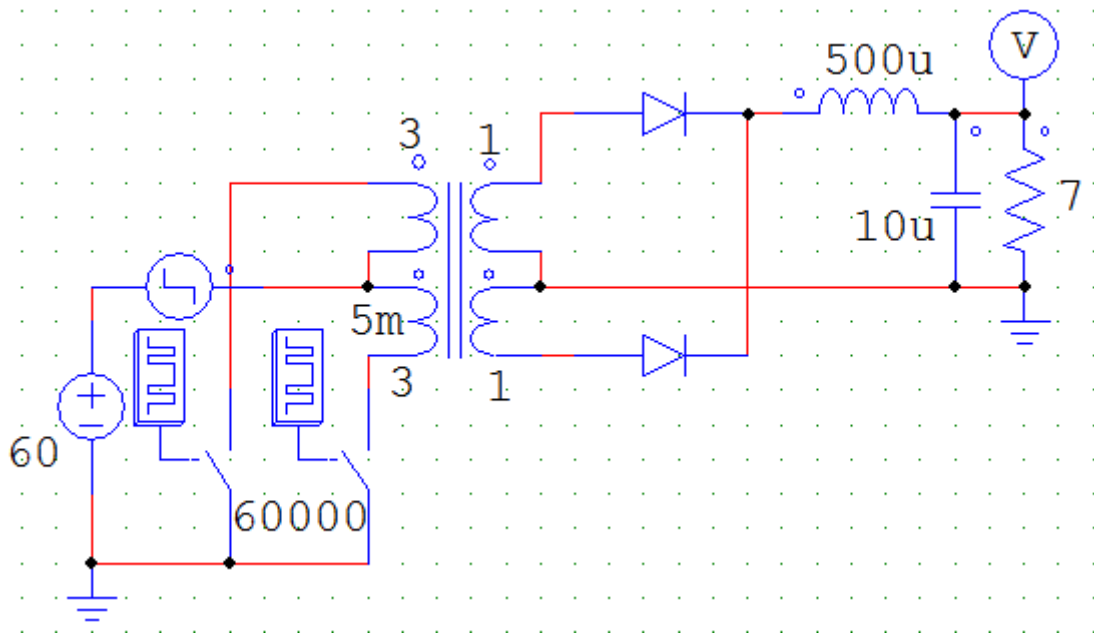
1.1 Con los parámetros de simulación dados, la señal del transitorio es:



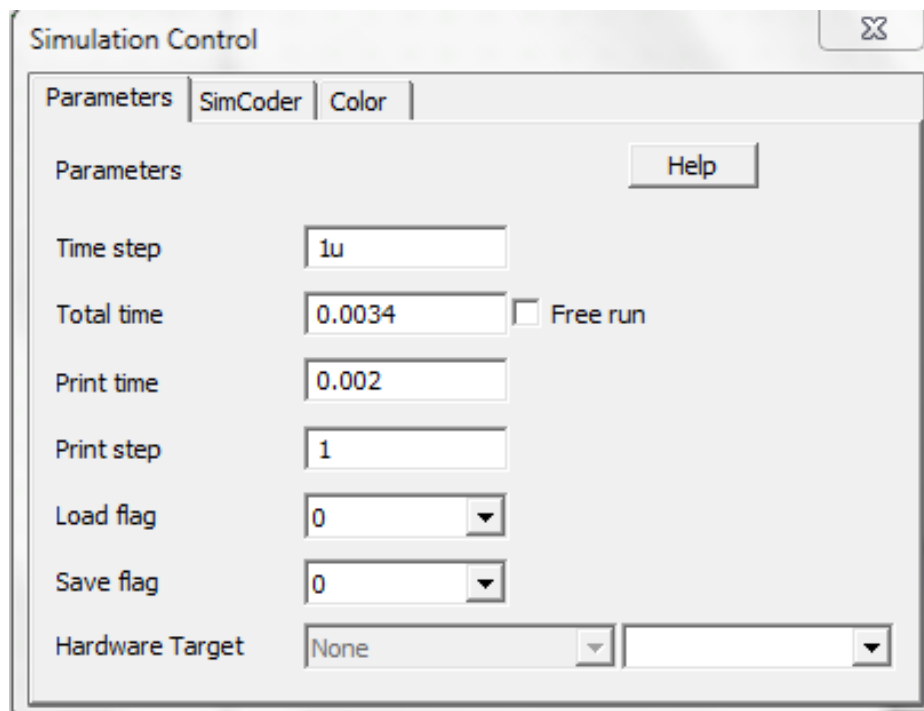
En la simulación podemos observar que la señal tarda en estabilizarse unos 850 μ s, su valor máximo es de 16.22V en el sobrepico, y se estabiliza en 14V, siendo su rizado de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 14.004 - 13.997 = 0.007V$$

1.2 El circuito con Vstep es el siguiente:



Con los siguientes parámetros de simulación:

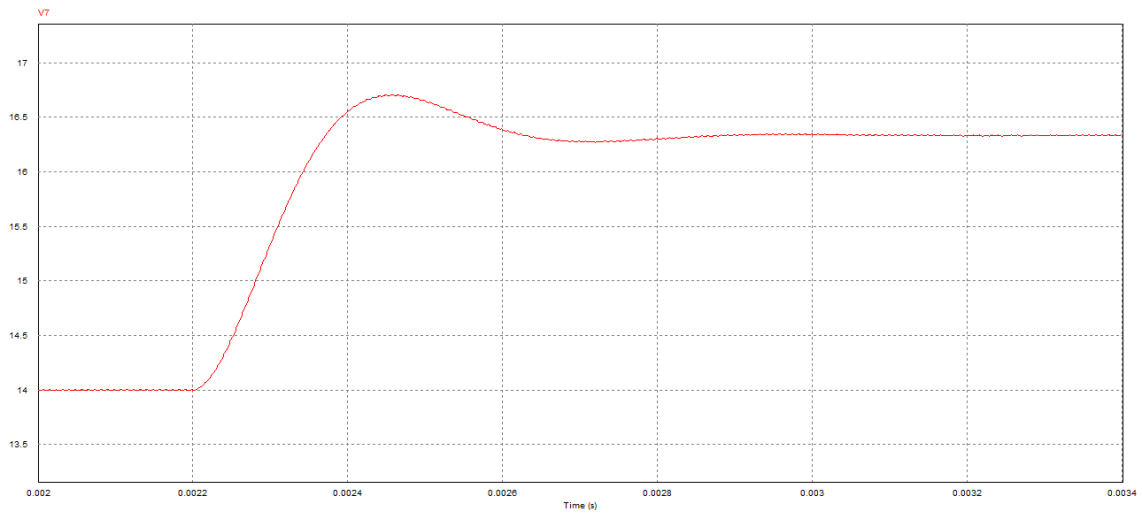


La señal de salida obtenida es:

David Serna Escolar

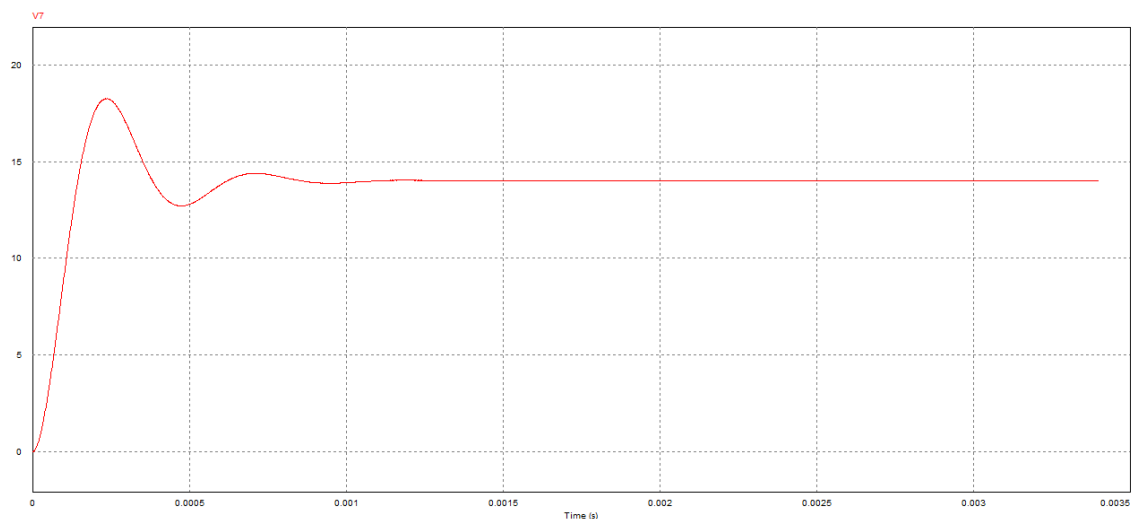
Mario Fernández Rodríguez

Página 163



Se puede ver que la tensión de salida aumenta a partir del momento en que V_{step} introduce la tensión de 10V, llegando hasta casi los 16.3V, con un tiempo de estabilización de unos 180 μs .

Al variar la carga de 7 a 10 Ω , obtenemos la siguiente tensión de salida:



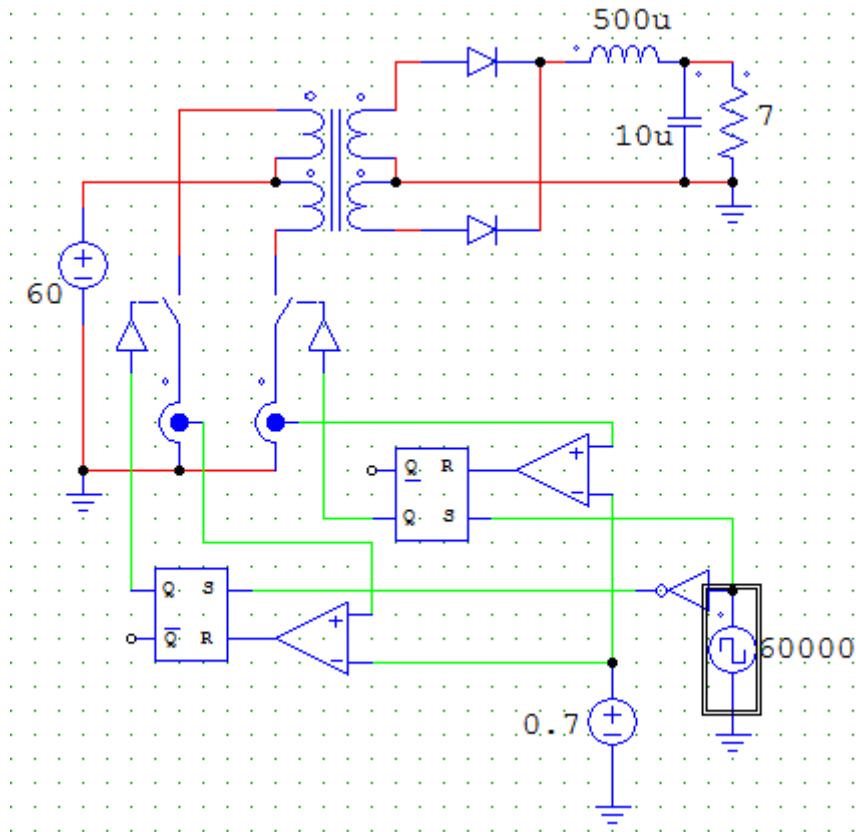
Observamos que el tiempo de estabilización aumenta hasta 1.3 ms aproximadamente, su sobrepico ahora es de 18.23V, y se estabiliza en 14V, como en el caso anterior.

2. El circuito con el control por pico de corriente es:

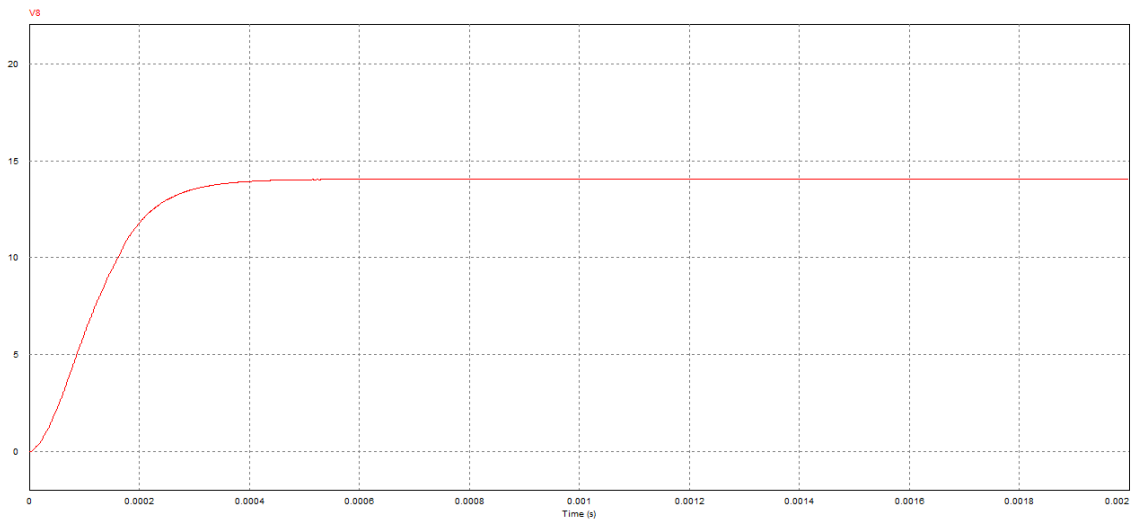
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 164



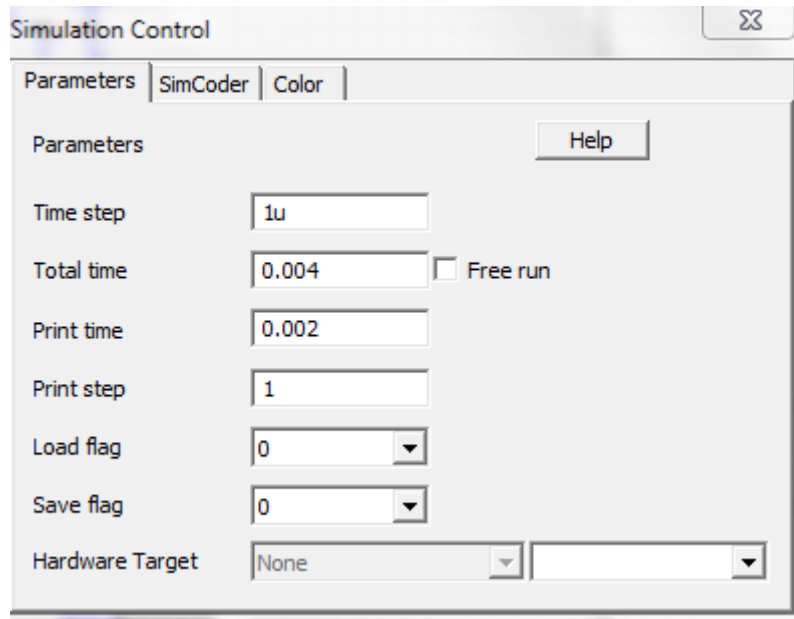
2.1 Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio:



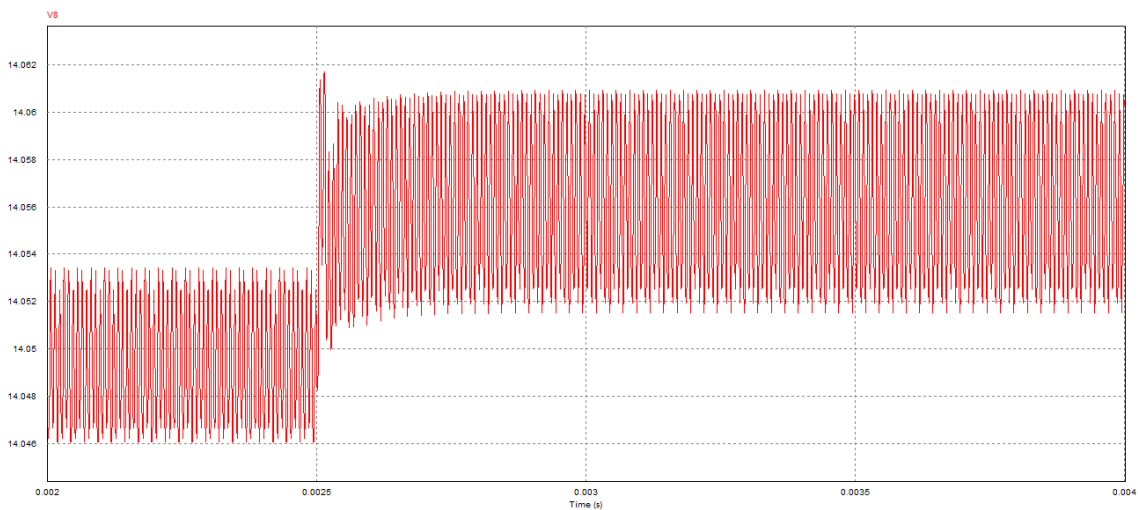
En la simulación se puede observar que la respuesta pasa de ser subamortiguada a ser sobreamortiguada, y el tiempo que tarda en estabilizarse es de unos 550 μs , con un valor máximo de 14.053V, y un rizado de:

$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 14.053 - 14.046 = 0.01V$$

Para realizar las variaciones, establecemos los siguientes parámetros de simulación:

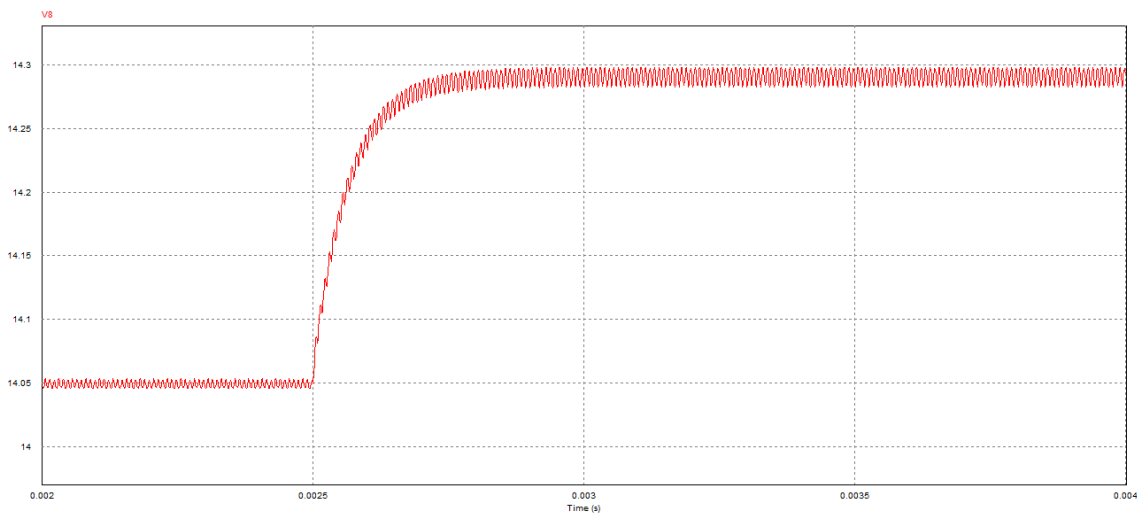


Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:



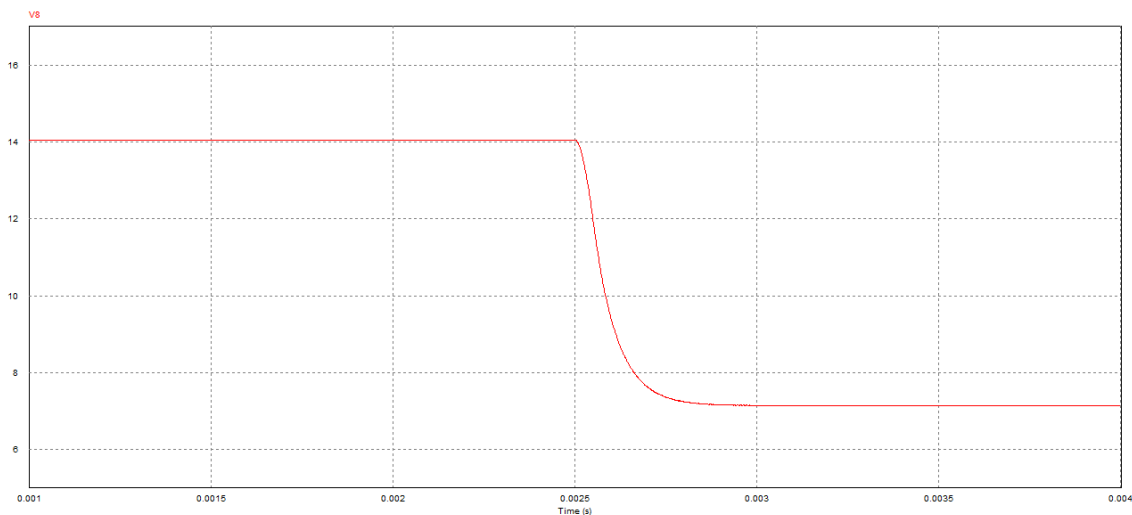
Donde observamos que ahora la salida aumenta muy ligeramente, ya que pasa de 14.049V a unos 14.056V.

Realizando simulaciones con diferentes valores de V_{step} , observamos que si se dobla la entrada estando en estado estacionario (es decir, aumentamos la $V_{entrada}$ de 60 a 120V) la tensión de salida aumenta alrededor de 0.25V.



Al aumentar el valor de la carga de 7 a 8Ω , observamos que el tiempo de estabilización es ligeramente mayor (unos $10\mu s$), y la tensión de salida, con la misma entrada y referencia, pasa de unos 14.05V a 15.97V.

Al reducir la tensión de referencia a la mitad (de 0.7V a 0.35V), observamos que la tensión de salida disminuye aproximadamente la mitad (a unos 7.14V):



La diferencia más importante es que, ante un pico de tensión en la entrada de 10 V, el primer montaje respondía con un aumento de 2.3V en la salida, mientras que en el segundo montaje con la misma variación de entrada, experimenta un cambio de 7mV.

El segundo montaje es mucho más estable ante variaciones en la tensión de entrada, pero igual de sensible ante variaciones de la carga.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

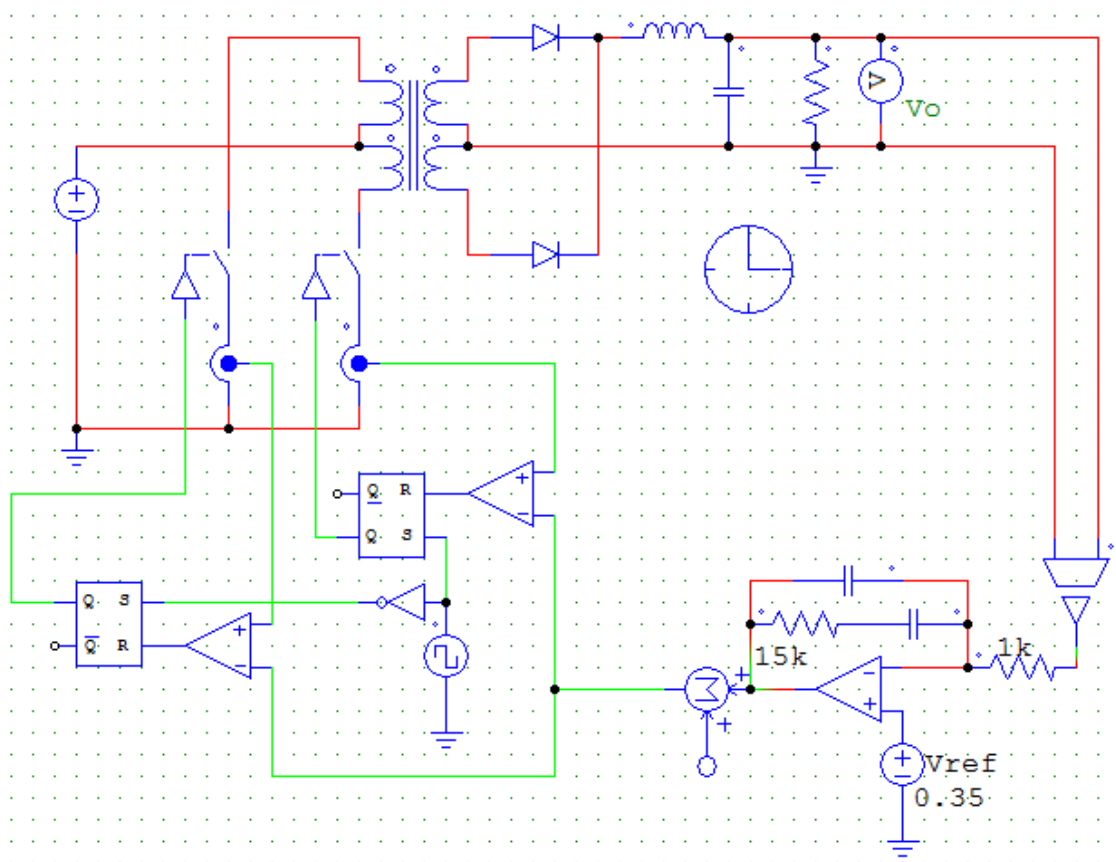
Página 167

Con la referencia podemos controlar el valor de la tensión de salida de forma más o menos lineal, sin variar ningún parámetro del circuito, pero con el riesgo de que el convertidor deje de responder correctamente si se aumenta demasiado.

Este montaje es útil para aplicaciones donde la corriente de entrada sea difícilmente controlable, ya que no sufre grandes alteraciones ante variaciones de la entrada, pero donde la carga sea constante, si se pretende que la tensión de salida del circuito se mantenga en un valor específico.

También, como es propio de este montaje, se puede utilizar en aplicaciones donde se precise el doble de la frecuencia de trabajo a la salida.

3. El nuevo montaje es el siguiente:



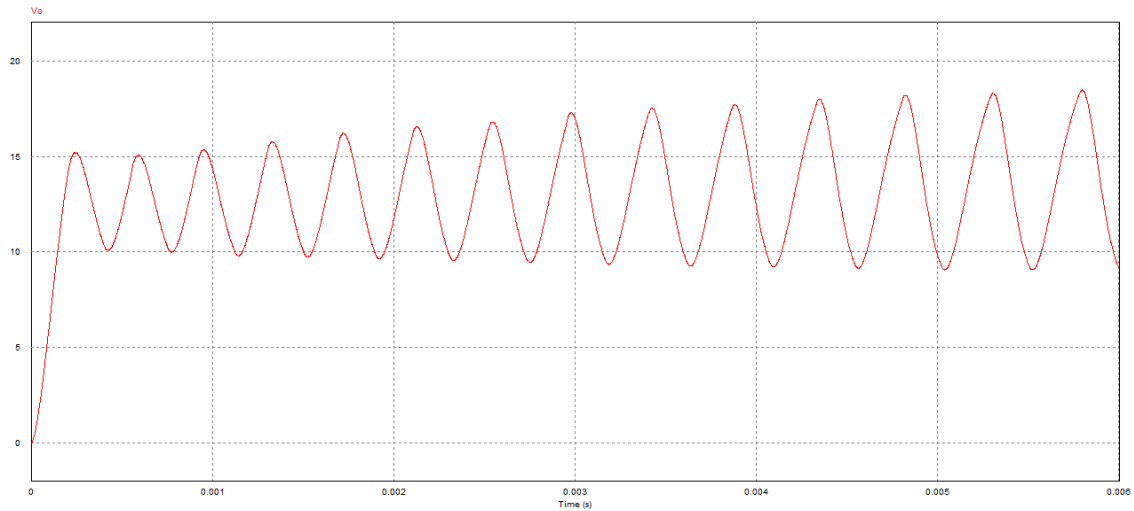
Con los parámetros establecidos en el enunciado, simulamos la tensión de salida durante su transitorio.

Se deduce que la salida es inestable, con una oscilación creciente. Esto puede ser provocado por el valor del condensador del filtro de salida, el cual es demasiado bajo. El hecho de que sea bajo, provoca que se cargue muy rápido, provocando que en cada ciclo la oscilación sea mayor.

David Serna Escolar

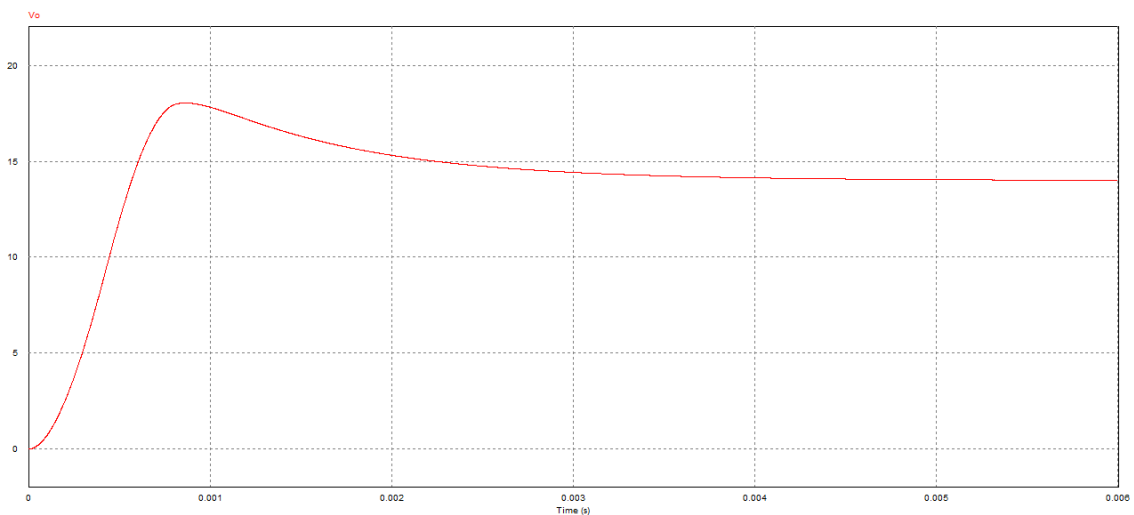
Mario Fernández Rodríguez

Página 168



Podría solventarse este problema introduciendo un condensador de mayor tamaño, que mantenga más tiempo el valor de la salida.

3.2 Cambiando el valor del condensador a $150\ \mu\text{F}$, la señal de salida es la siguiente.



Vemos que en este caso la respuesta es estable. Ha mejorado la salida porque el condensador se descarga más lentamente que en el anterior caso.

El circuito alcanza el valor de la salida mucho más lentamente que los ejemplos anteriores (alrededor de 4ms), el valor máximo de la salida será de 18.04V en su sobrepico, y a partir de ese punto comienza a disminuir lentamente hasta estabilizarse en 14V , y con un rizado de:

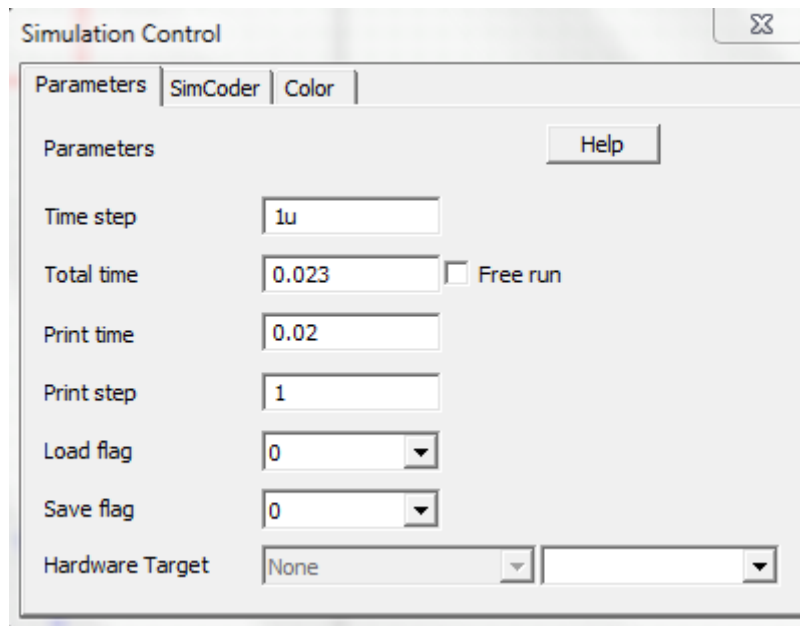
$$V_{o_{max}} - V_{o_{min}} = 14.00011 - 13.9996 = 0.5\text{mV}$$

3.3 Para realizar las variaciones, establecemos los siguientes parámetros de simulación:

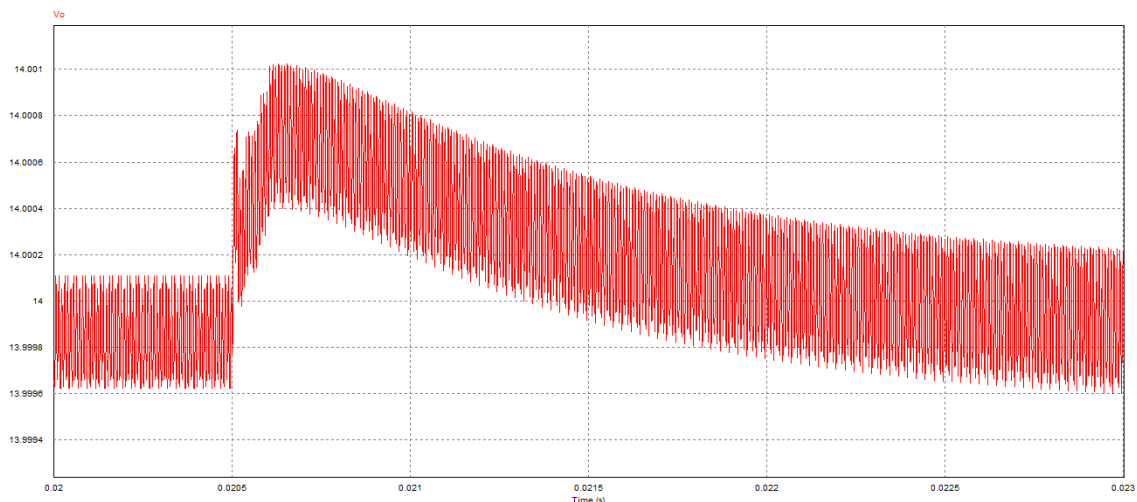
David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 169

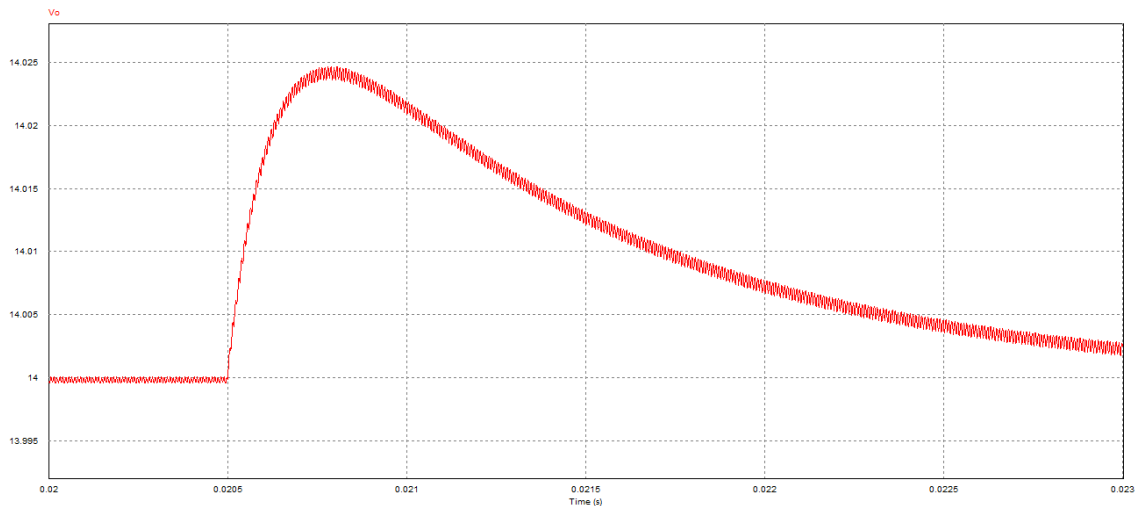


Introducimos un Vstep igual que en el apartado anterior, siendo la respuesta del convertidor la siguiente:

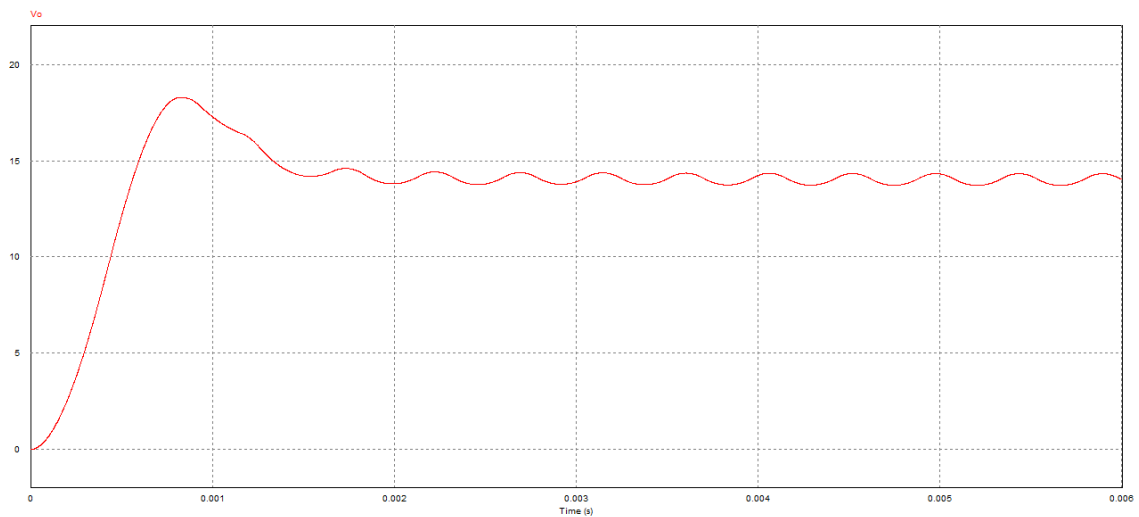


En esta simulación observamos que la salida Experimenta un pico de tensión apenas apreciable de 14.001V, y tarda unos 3ms en estabilizarse de nuevo en 14V.

Introduciendo valores mayores en Vstep, vemos que sigue aumentando ligeramente, para luego volver, de forma lenta, al valor inicial de 14V. Se podría decir que aproximadamente su tensión de salida aumenta unos 25 mV si se duplica el valor de la entrada, pero después de un tiempo vuelve a estabilizarse en el valor fijado:



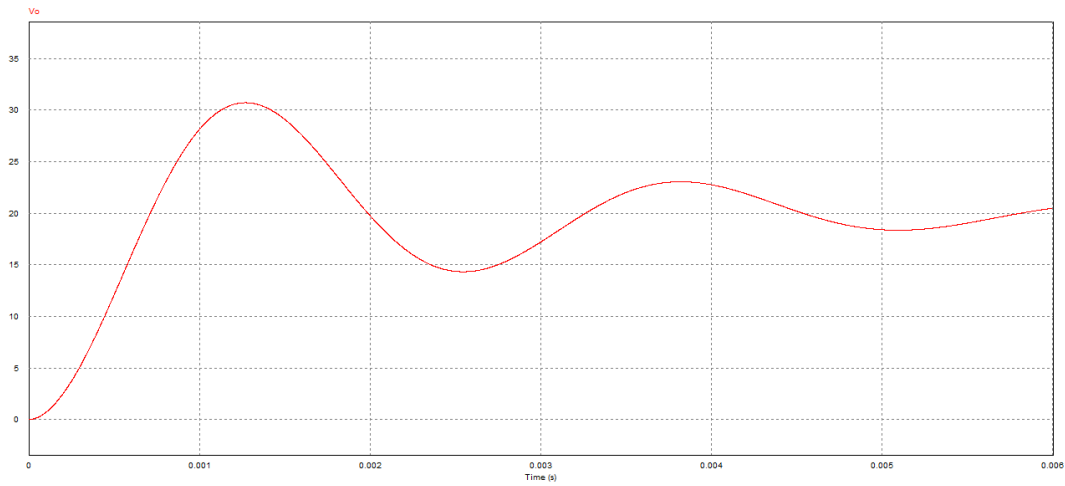
Al realizar la misma variación de carga que en el caso anterior:



Podemos ver que la salida llega a 14 V, pero experimenta un mayor sobrepico y una vez estabilizada sufre una oscilación permanente de 0.6V, a mayores del rizado propio. Deducimos con esto que el valor de la salida no depende de la carga, pero sí la forma de onda resultante.

Si aumentamos el valor de la tensión de referencia al doble de su valor (de 0.35V a 0.7V), se observa que la salida ahora se estabiliza en 20V, aumentando considerablemente el tiempo de estabilización.

Éste montaje sigue siendo estable ante variaciones de la entrada y de la carga, aunque con ciertos valores de la carga aparece en la salida una oscilación que puede llegar a ser perjudicial en la aplicación en la que se esté utilizando, cosa que se debe tener en cuenta.



Ante variaciones de la referencia no podremos esperar un comportamiento lineal como en el anterior caso, por lo que éste montaje no se debería utilizar como regulador de tensión.

10. CONCLUSIONES

1. Se ha conseguido realizar los guiones de prácticas especificados en el objetivo general, donde se estudian los tres convertidores elegidos.
2. El software de simulación ha respondido correctamente a los requerimientos de cada guion, sin que se haya entrado en conflicto con las limitaciones de su versión de evaluación.
3. Con este conjunto de prácticas se estudia:
 - Los distintos tipos de funcionamiento
 - El comportamiento ante variaciones de los diferentes componentes
 - El manejo de las hojas de características
 - Distintos lazos de control
4. El desarrollo de las prácticas se simplifica gracias a los manuales y formularios que se facilitan. Por esto, es posible su realización sin poseer grandes conocimientos sobre el campo.

Para conseguir esto, nos hemos valido de:

- Conocimientos previos del campo, para realizar la líneas generales
- Bibliografía especializada
- Simulaciones que corroboren las conclusiones teóricas

Llegados a este punto, y observando el trabajo realizado, podemos afirmar que se ha conseguido el objetivo del proyecto, llevando a cabo el itinerario impuesto por los objetivos específicos.

No obstante, nos hemos visto obligados a realizar pequeñas modificaciones a lo largo del desarrollo, que son:

- Se ha ampliado el número de guiones de seis a ocho, ya que una sola práctica por convertidor, y modo de control (lazo abierto y lazo cerrado), no cubría todos los puntos que pretendíamos estudiar.
- Además de los manuales de cada convertidor y del simulador, hemos creído necesario añadir un resumen sobre los distintos tipos de control en lazo cerrado que se estudian.

Estas modificaciones no hacen sino ayudar a la consecución de los objetivos de manera más exacta.

David Serna Escolar

Mario Fernández Rodríguez

Página 173

11. BIBLIOGRAFIA

- [1] HART, D. W: *Electrónica de Potencia*. Pearson Educación S.A., Madrid 2001.
- [2] RASHID, M. H: *Electrónica de Potencia*. Pearson Educación S.A., Madrid.
- [3] BASSO, C: *Switch mode power supplies and practical designs*. McGraw Hill, 2008.
- [4] MOHAN, N; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W.P.: *Electrónica de Potencia*. McGraw Hill.
- [5] MARTÍNEZ, G. J.: *Electrónica de Potencia*.
- [6] BARRADO, A.: *Estudio, desarrollo y modelado de nuevas topologías de convertidores CC/CC de múltiples salidas basadas en el control por modulación de anchura de pulso – retardo de pulso (PWM-PD)*. Universidad Carlos III, Madrid, 1999.
- [7] www.penzar.com
- [8] www.spectrum-soft.com
- [9] www.ni.com
- [10] www.powersimtech.com
- [11] <http://www.5spice.com/>
- [12] www.powerelectronics.com
- [13] www.national.com
- [14] http://en.wikipedia.org/wiki/Power_electronics
- [15] <http://en.wikipedia.org/wiki/Electronics>
- [16] <http://es.wikipedia.org/wiki/Electrónica>
- [17] <http://es.wikipedia.org/wiki/Rectificador>
- [18] [http://es.wikipedia.org/wiki/Inversor_\(electrónica\)](http://es.wikipedia.org/wiki/Inversor_(electrónica))
- [19] *Diseño de aplicaciones industriales*. Escuela universitaria politécnica Valladolid. Curso 10/11.
- [20] *Electrónica de potencia*. Escuela universitaria politécnica Valladolid. Curso 10/11.
- [21] *Inversores Resonantes*. UDLA Puebla. Curso 11/12.
- [22] http://tec.upc.es/ep/INVEROSRES_RESONANTES.pdf
- [23] http://www.elai.upm.es:8009/spain/Asignaturas/Potencia/archivos/resonantes_y_bombas.pdf

- [24] CORTAJARENA, J.A; DE MARCOS, J; VICANDI, J; ALVARÉZ, P.: *Clamps en convertidores Flyback*. Revista PCIM Europe 7/2000.
- [25] MARTINEZ, L.S: *Contribución al análisis y a la modelación de convertidores continua-continua de orden elevado. estructura boost con filtro de salida*. Universidad de Ingeniería Electrónica. Manresa, 1993.
- [26] *Sistemas electrónicos de alimentación*. Universidad de valencia. Curso 02/03.
- [27] GONZALEZ, J.C: *Diseño y desarrollo de un elevador CC-CC de un SAI de 1500W*. Escuela técnica superior de ingenieros industriales y de telecomunicación . Pamplona 2011.
- [28] <http://www.beigebag.com/>
- [29] <http://www.intusoft.com/lit/GetStartedRx.pdf>
- [30] <http://www.intusoft.com>

<http://www.tina.com/English/tina/>

12. ANEXOS

Anexo 1:



STQ1NK80ZR-AP - STN1NK80Z STD1NK80Z - STD1NK80Z-1

N-CHANNEL 800V - 13 Ω - 1 A TO-92 /SOT-223/DPAK/IPAK
Zener - Protected SuperMESH™ MOSFET

Table 1: General Features

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D	P _w
STQ1NK80ZR-AP	800 V	< 16 Ω	0.3 A	3 W
STN1NK80Z	800 V	< 16 Ω	0.25A	2.5 W
STD1NK80Z	800 V	< 16 Ω	1.0 A	45 W
STD1NK80Z-1	800 V	< 16 Ω	1.0 A	45 W

- TYPICAL R_{DS(on)} = 13 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- ESD IMPROVED CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- NEW HIGH VOLTAGE BENCHMARK
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

The SuperMESH™ series is obtained through an extreme optimization of ST's well established strip-based PowerMESH™ layout. In addition to pushing on-resistance significantly down, special care is taken to ensure a very good dv/dt capability for the most demanding applications. Such series complements ST full range of high voltage MOSFETs including revolutionary MDmesh™ products.

APPLICATIONS

- AC ADAPTORS AND BATTERY CHARGERS
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)

Figure 1: Package

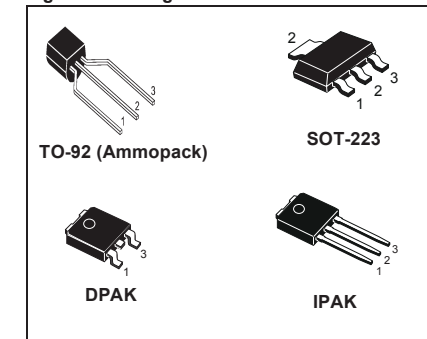


Figure 2: Internal Schematic Diagram

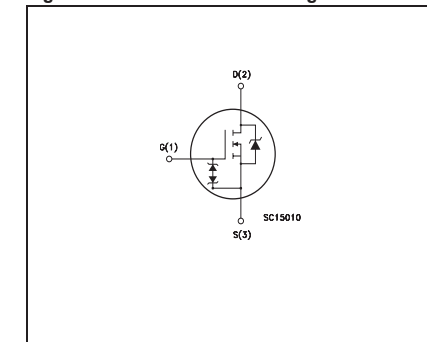


Table 2: Order Codes

SALES TYPE	MARKING	PACKAGE	PACKAGING
STQ1NK80ZR-AP	Q1NK80ZR	TO-92	AMMOPAK
STN1NK80Z	N1NK80Z	SOT-223	TAPE & REEL
STD1NK80ZT4	D1NK80Z	DPAK	TAPE & REEL
STD1NK80Z-1	D1NK80Z	IPAK	TUBE

Rev. 3

Table 3: Absolute Maximum ratings

Symbol	Parameter	Value			Unit
		TO-92	SOT-223	DPAK/IPAK	
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	800			V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	800			V
V _{GS}	Gate- source Voltage	± 30			V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	0.3	0.25	1.0	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	0.19	0.16	0.63	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	5			A
P _{TOT}	Total Dissipation at T _C = 25°C	3	2.5	45	W
	Derating Factor	0.025	0.02	0.36	W/°C
V _{ESD(G-S)}	Gate source ESD (HBM-C= 100pF, R= 1.5KΩ)	1000			V
dv/dt (1)	Peak Diode Recovery voltage slope	4.5			V/ns
T _J T _{stg}	Operating Junction Temperature Storage Temperature	-55 to 150			°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} ≤ 1 A, di/dt ≤ 200 A/μs, V_{DD} ≤ 640

Table 4: Thermal Data

		TO-92	SOT-223	DPAK/IPAK	Unit
R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case Max	--	--	2.78	°C/W
R _{thj-amb} (#)	Thermal Resistance Junction-ambient Max	120	50	100	°C/W
R _{thj-lead}	Thermal Resistance Junction-lead Max	40	--	--	°C/W
T _I	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	260	--	300	°C

(#) When mounted on 1inch² FR-4 BOARD, 2 oz Cu

Table 5: Avalanche Characteristics

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _J max)	1	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _J = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	50	mJ

Table 6: GATE-SOURCE ZENER DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
BV _{GSO}	Gate-Source Breakdown Voltage	I _{GS} = ± 1mA (Open Drain)	30			V

PROTECTION FEATURES OF GATE-TO-SOURCE ZENER DIODES

The built-in back-to-back Zener diodes have specifically been designed to enhance not only the device's ESD capability, but also to make them safely absorb possible voltage transients that may occasionally be applied from gate to source. In this respect the Zener voltage is appropriate to achieve an efficient and cost-effective intervention to protect the device's integrity. These integrated Zener diodes thus avoid the usage of external components.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25°C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

Table 7: On/Off

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 1 mA, V _{GS} = 0	800			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating, T _C = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 20V			±10	μA
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 50 μA	3	3.75	4.5	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V, I _D = 0.5 A		13	16	Ω

Table 8: Dynamic

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (1)	Forward Transconductance	V _{DS} = 15 V, I _D = 0.5 A		0.8		S
C _{iss} C _{oss} C _{rss}	Input Capacitance Output Capacitance Reverse Transfer Capacitance	V _{DS} = 25 V, f = 1 MHz, V _{GS} = 0		160 26 6.7		pF pF pF
C _{oss eq.} (3)	Equivalent Output Capacitance	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 0V to 640V		9.5		pF
t _{d(on)} t _r t _{d(off)} t _f	Turn-on Delay Time Rise Time Turn-off Delay Time Fall Time	V _{DD} = 400 V, I _D = 0.5 A R _G = 4.7Ω V _{GS} = 10 V (see Figure 21)		8 30 22 55		ns ns ns ns
Q _g Q _{gs} Q _{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	V _{DD} = 640V, I _D = 1.0 A, V _{GS} = 10V (see Figure 24)		7.7 1.4 4.5		nC nC nC

Table 9: Source Drain Diode

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{SD}	Source-drain Current				1.0	A
I _{SDM} (2)	Source-drain Current (pulsed)				5	A
V _{SD} (1)	Forward On Voltage	I _{SD} = 1.0 A, V _{GS} = 0			1.6	V
t _{rr} Q _{rr} I _{RRM}	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	I _{SD} = 1.0 A, di/dt = 100 A/μs V _{DD} = 50 V, T _J = 25°C (see Figure 22)		365 802 4.4		ns nC A
t _{rr} Q _{rr} I _{RRM}	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	I _{SD} = 1.0 A, di/dt = 100 A/μs V _{DD} = 50 V, T _J = 150°C (see Figure 22)		388 802.7 4.6		ns nC A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs, duty cycle 1.5 %.

2. Pulse width limited by safe operating area.

3. C_{oss eq.} is defined as a constant equivalent capacitance giving the same charging time as C_{oss} when V_{DS} increases from 0 to 80% V_{DSS}

Figure 3: Safe Operating Area for SOT-223

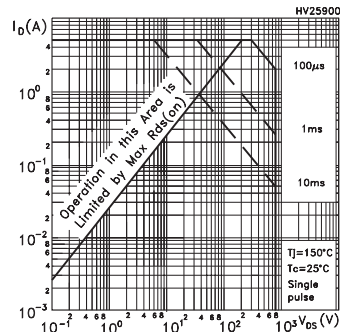


Figure 4: Safe Operating Area for TO-92

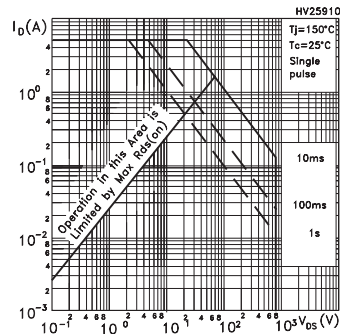


Figure 5: Safe Operating Area for IPAK-DPAK

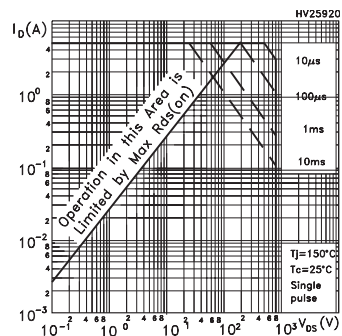


Figure 6: Thermal Impedance for SOT-223

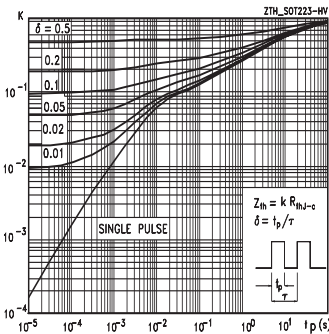


Figure 7: Thermal Impedance for TO-92

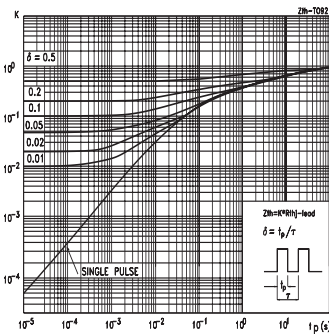


Figure 8: Thermal Impedance for DPAK-IPAK

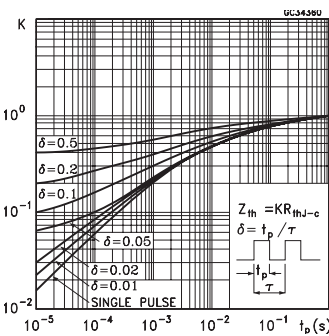


Figure 9: Output Characteristics

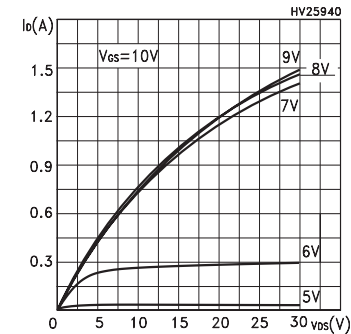


Figure 10: Transconductance

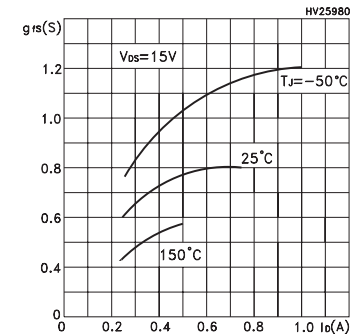


Figure 11: Gate Charge vs Gate-source Voltage

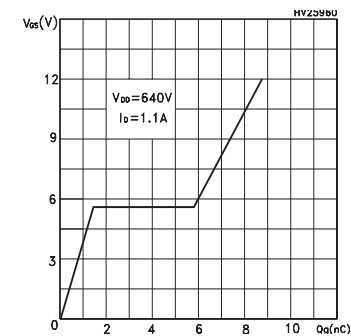


Figure 12: Transfer Characteristics

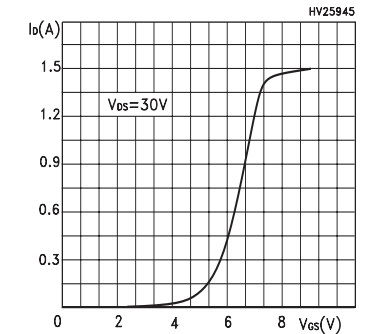


Figure 13: Static Drain-source On Resistance

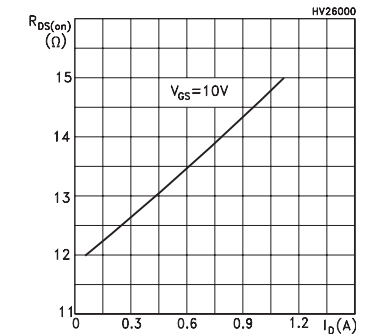


Figure 14: Capacitance Variations

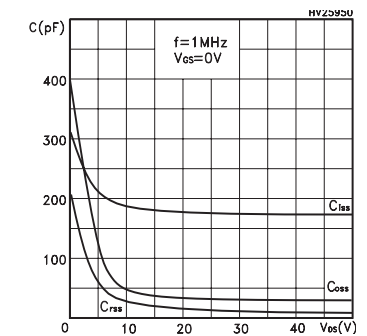


Figure 15: Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature

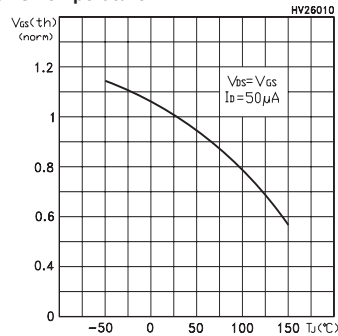


Figure 16: Source-Drain Diode Forward Characteristics

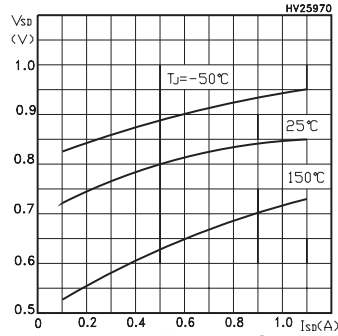


Figure 17: Avalanche Energy vs Starting Tj

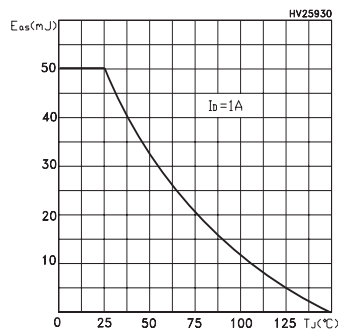


Figure 18: Normalized On Resistance vs Temperature

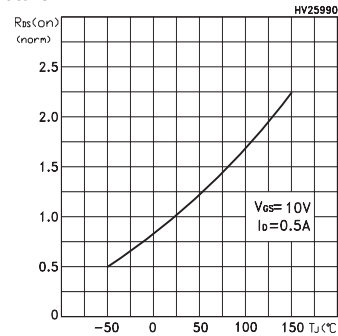


Figure 19: Normalized BVdss vs Temperature

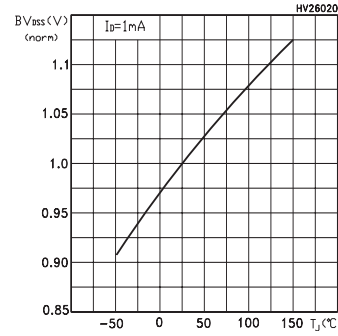


Figure 20: Unclamped Inductive Load Test Circuit

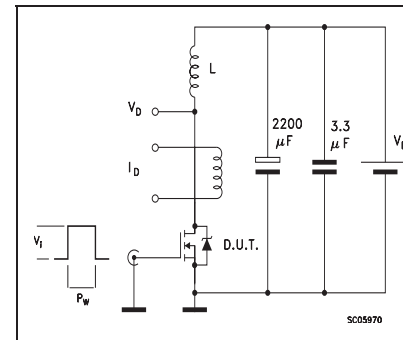


Figure 21: Switching Times Test Circuit For Resistive Load

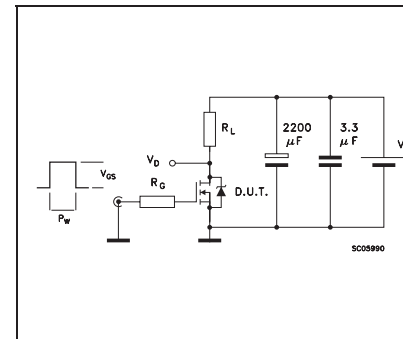


Figure 22: Test Circuit For Inductive Load Switching and Diode Recovery Times

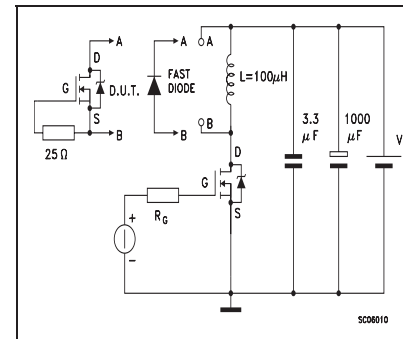


Figure 23: Unclamped Inductive Waform

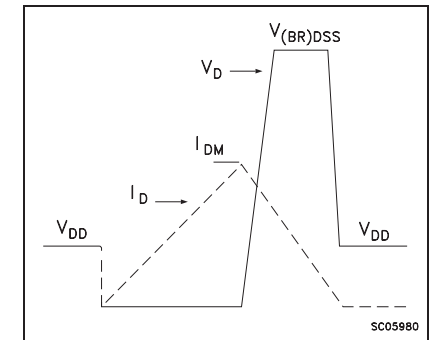
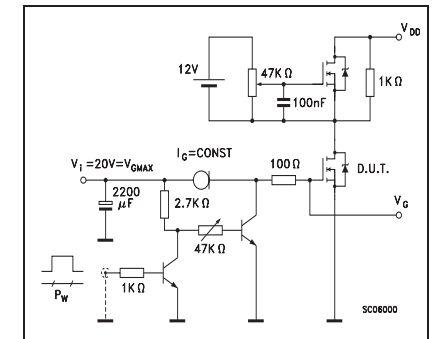


Figure 24: Gate Charge Test Circuit

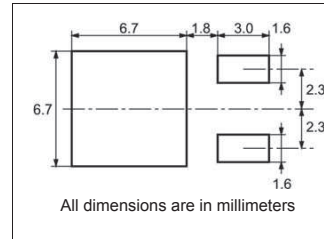


STQ1NK80ZR-AP - STN1NK80Z - STD1NK80Z - STD1NK80Z-1

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK® packages. These packages have a Lead-free second level interconnect. The category of second level interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com

STQ1NK80ZR-AP - STN1NK80Z - STD1NK80Z - STD1NK80Z-1

DPAK FOOTPRINT



TAPE AND REEL SHIPMENT

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm		inch	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A		330		12.992
B	1.5		0.059	
C	12.8	13.2	0.504	0.520
D	20.2		0.795	
G	16.4	18.4	0.645	0.724
N	50		1.968	
T		22.4		0.881

BASE QTY 2500 **BULK QTY** 2500

TAPE MECHANICAL DATA

DIM.	mm		inch	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A0	6.8	7	0.267	0.275
B0	10.4	10.6	0.409	0.417
B1		12.1		0.476
D	1.5	1.6	0.059	0.063
D1	1.5		0.059	
E	1.65	1.85	0.065	0.073
F	7.4	7.6	0.291	0.299
K0	2.55	2.75	0.100	0.108
P0	3.9	4.1	0.153	0.161
P1	7.9	8.1	0.311	0.319
P2	1.9	2.1	0.075	0.082
R	40		1.574	
W	15.7	16.3	0.618	0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A	330	12.992
B	1.5	0.059
C	12.8 - 13.2	0.504 - 0.520
D	20.2	0.795
G	16.4 - 18.4	0.645 - 0.724
N	50	1.968
T	22.4	0.881

TAPE MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

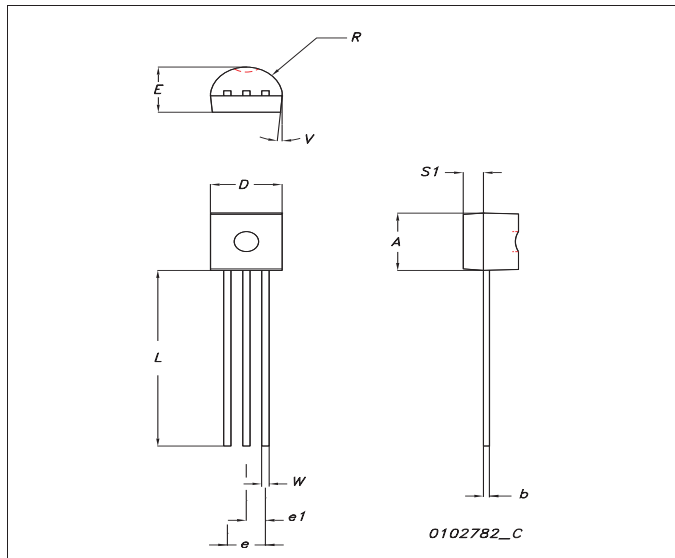
DIM.	mm	inch
A0	6.8 - 7	0.267 - 0.275
B0	10.4 - 10.6	0.409 - 0.417
B1	12.1	0.476
D	1.5 - 1.6	0.059 - 0.063
D1	1.5	0.059
E	1.65 - 1.85	0.065 - 0.073
F	7.4 - 7.6	0.291 - 0.299
K0	2.55 - 2.75	0.100 - 0.108
P0	3.9 - 4.1	0.153 - 0.161
P1	7.9 - 8.1	0.311 - 0.319
P2	1.9 - 2.1	0.075 - 0.082
R	40	1.574
W	15.7 - 16.3	0.618 - 0.641

REEL MECHANICAL DATA

DIM.	mm	inch
A0	6.	

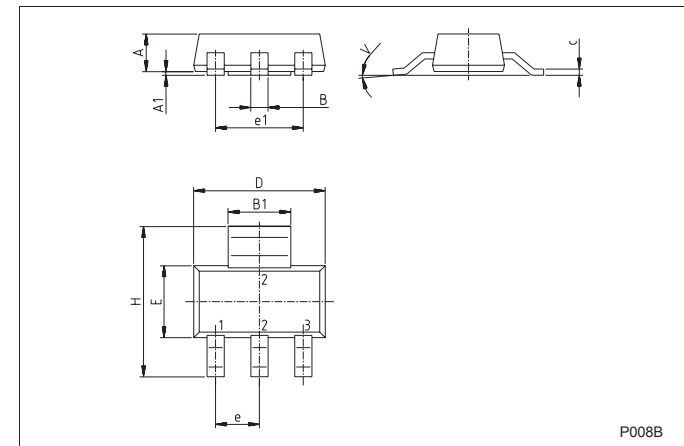
TO-92 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.32		4.95	0.170		0.194
b	0.36		0.51	0.014		0.020
D	4.45		4.95	0.175		0.194
E	3.30		3.94	0.130		0.155
e	2.41		2.67	0.094		0.105
e1	1.14		1.40	0.044		0.055
L	12.70		15.49	0.50		0.610
R	2.16		2.41	0.085		0.094
S1	0.92		1.52	0.036		0.060
W	0.41		0.56	0.016		0.022
V		5°			5°	



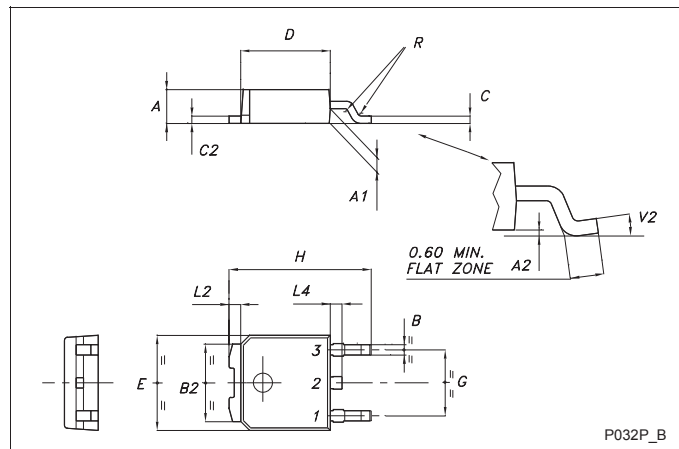
SOT-223 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.80			0.071
B	0.60	0.70	0.80	0.024	0.027	0.031
B1	2.90	3.00	3.10	0.114	0.118	0.122
c	0.24	0.26	0.32	0.009	0.010	0.013
D	6.30	6.50	6.70	0.248	0.256	0.264
e		2.30			0.090	
e1		4.60			0.181	
E	3.30	3.50	3.70	0.130	0.138	0.146
H	6.70	7.00	7.30	0.264	0.276	0.287
V			10°			10°
A1		0.02				



TO-252 (DPAK) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	2.20		2.40	0.087		0.094
A1	0.90		1.10	0.035		0.043
A2	0.03		0.23	0.001		0.009
B	0.64		0.90	0.025		0.035
B2	5.20		5.40	0.204		0.213
C	0.45		0.60	0.018		0.024
C2	0.48		0.60	0.019		0.024
D	6.00		6.20	0.236		0.244
E	6.40		6.60	0.252		0.260
G	4.40		4.60	0.173		0.181
H	9.35		10.10	0.368		0.398
L2		0.8			0.031	
L4	0.60		1.00	0.024		0.039
V2	0°		8°	0°		0°



TO-251 (IPAK) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	2.2		2.4	0.086		0.094
A1	0.9		1.1	0.035		0.043
A3	0.7		1.3	0.027		0.051
B	0.64		0.9	0.025		0.031
B2	5.2		5.4	0.204		0.212
B3			0.85			0.033
B5		0.3			0.012	
B6			0.95			0.037
C	0.45		0.6	0.017		0.023
C2	0.48		0.6	0.019		0.023
D	6		6.2	0.236		0.244
E	6.4		6.6	0.252		0.260
G	4.4		4.6	0.173		0.181
H	15.9		16.3	0.626		0.641
L	9		9.4	0.354		0.370
L1	0.8		1.2	0.031		0.047
L2		0.8	1		0.031	0.039

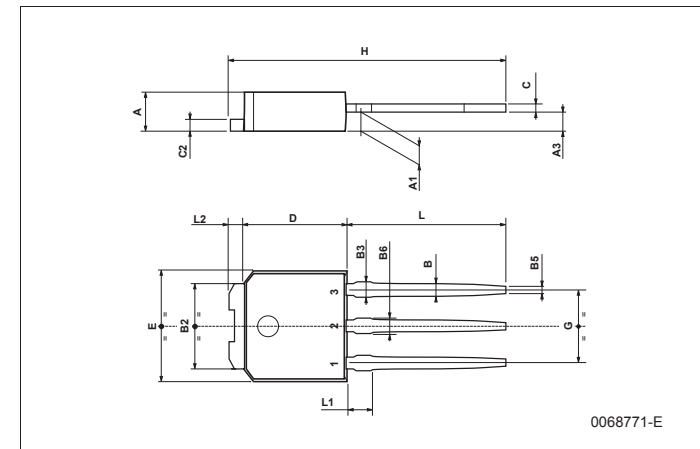


Table 10: Revision History

Date	Revision	Description of Changes
08-Jun-2005	1	First Release
06-Sep-2005	2	Inserted Ecopack indication
16-Jan-2006	3	Corrected value on Table 3

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
All other names are the property of their respective owners

© 2006 STMicroelectronics - All Rights Reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America



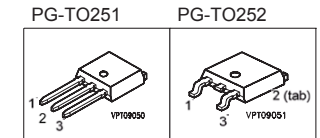
**SPD02N60C3
SPU02N60C3**

Cool MOS™ Power Transistor

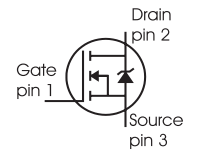
Feature

- New revolutionary high voltage technology
- Ultra low gate charge
- Periodic avalanche rated
- Extreme dv/dt rated
- Ultra low effective capacitances
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC⁽¹⁾ for target applications

$V_{DS} @ T_{jmax}$	650	V
$R_{DS(on)}$	3	Ω
I_D	1.8	A



Type	Package	Ordering Code	Marking
SPD02N60C3	PG-TO252	Q67040-S4420	02N60C3
SPU02N60C3	PG-TO251		02N60C3



Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Continuous drain current $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	I_D	1.8 1.1	A
Pulsed drain current, t_p limited by T_{jmax}	$I_{D\text{ puls}}$	5.4	
Avalanche energy, single pulse $I_D = 1.35\text{ A}, V_{DD} = 50\text{ V}$	E_{AS}	50	mJ
Avalanche energy, repetitive t_{AR} limited by T_{jmax} ¹ $I_D = 1.8\text{ A}, V_{DD} = 50\text{ V}$	E_{AR}	0.07	
Avalanche current, repetitive t_{AR} limited by T_{jmax}	I_{AR}	1.8	A
Gate source voltage static	V_{GS}	± 20	V
Gate source voltage AC ($f > 1\text{ Hz}$)	V_{GS}	± 30	
Power dissipation, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_{tot}	25	W
Operating and storage temperature	T_j, T_{stg}	-55... +150	$^\circ\text{C}$
Reverse diode dv/dt ⁵⁾	dv/dt	15	V/ns

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Drain Source voltage slope $V_{DS} = 480\text{ V}$, $I_D = 1.8\text{ A}$, $T_j = 125\text{ °C}$	dv/dt	50	V/ns

Thermal Characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}	-	-	5	K/W
Thermal resistance, junction - ambient, leaded	R_{thJA}	-	-	75	K/W
SMD version, device on PCB: @ min. footprint @ 6 cm ² cooling area ²⁾	R_{thJA}	-	-	75	
		-	-	50	
Soldering temperature, *) 1.6 mm (0.063 in.) from case for 10s	T_{sold}	-	-	260	°C

Electrical Characteristics, at $T_j=25\text{ °C}$ unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0\text{ V}$, $I_D=0.25\text{ mA}$	600	-	-	V
Drain-Source avalanche breakdown voltage	$V_{(BR)DS}$	$V_{GS}=0\text{ V}$, $I_D=0.25\text{ A}$	-	700	-	V
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$I_D=80\text{ }\mu\text{A}$, $V_{GS}=V_{DS}$	2.1	3	3.9	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=600\text{ V}$, $V_{GS}=0\text{ V}$, $T_j=25\text{ °C}$, $T_j=150\text{ °C}$	-	0.5	1	
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=30\text{ V}$, $V_{DS}=0\text{ V}$	-	-	100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10\text{ V}$, $I_D=1.1\text{ A}$, $T_j=25\text{ °C}$ $T_j=150\text{ °C}$	-	2.7	3	Ω
Gate input resistance	R_G	$f=1\text{ MHz}$, open Drain	-	9	-	

*) TO252: reflow soldering, MSL3; TO251: wavesoldering

Electrical Characteristics, at $T_j = 25\text{ °C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} \geq 2 \cdot I_D \cdot R_{DS(on)max}$, $I_D=1.1\text{ A}$	-	1.75	-	S
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS}=0\text{ V}$, $V_{DS}=25\text{ V}$,	-	200	-	pF
Output capacitance	C_{oss}	$f=1\text{ MHz}$	-	90	-	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	4	-	
Effective output capacitance, ³⁾ energy related	$C_{o(er)}$	$V_{GS}=0\text{ V}$, $V_{DS}=0\text{ V to }480\text{ V}$	-	8.1	-	pF
Effective output capacitance, ⁴⁾ time related	$C_{o(tr)}$		-	15.7	-	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=350\text{ V}$, $V_{GS}=0/10\text{ V}$,	-	6	-	ns
Rise time	t_r	$I_D=1.8\text{ A}$, $R_G=25\text{ }\Omega$	-	3	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	68	70	
Fall time	t_f		-	12	30	

Gate Charge Characteristics

Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD}=420\text{ V}$, $I_D=1.8\text{ A}$	-	1.6	-	nC
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	3.8	-	
Gate charge total	Q_g	$V_{DD}=420\text{ V}$, $I_D=1.8\text{ A}$, $V_{GS}=0\text{ to }10\text{ V}$	-	9.5	12.5	
Gate plateau voltage	$V_{(plateau)}$	$V_{DD}=420\text{ V}$, $I_D=1.8\text{ A}$	-	5.5	-	V

⁰⁾J-STD20 and JESD22

¹⁾Repetitive avalanche causes additional power losses that can be calculated as $P_{AV}=E_{AR} \cdot f$.

²⁾Device on 40mm*40mm*1.5mm epoxy PCB FR4 with 6cm² (one layer, 70 μm thick) copper area for drain connection. PCB is vertical without blown air.

³⁾ $C_{o(er)}$ is a fixed capacitance that gives the same stored energy as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS} .

⁴⁾ $C_{o(tr)}$ is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS} .

⁵⁾ $I_{SD} \leq I_D$, $di/dt \leq 400\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DClintk} = 400\text{ V}$, $V_{peak} < V_{BR, DSS}$, $T_j < T_{j,max}$.

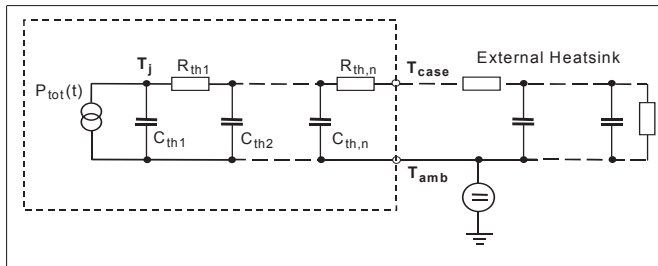
Identical low-side and high-side switch.

Electrical Characteristics, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Inverse diode continuous forward current	I_S	$T_C=25^\circ\text{C}$	-	-	1.8	A
Inverse diode direct current, pulsed	I_{SM}		-	-	5.4	
Inverse diode forward voltage	V_{SD}	$V_{GS}=0\text{V}, I_F=I_S$	-	1	1.2	V
Reverse recovery time	t_{rr}	$V_R=420\text{V}, I_F=I_S$	-	200	350	ns
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$di_F/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$	-	1.3	-	μC
Peak reverse recovery current	I_{rrm}		-	9	-	A
Peak rate of fall of reverse recovery current	di_{rr}/dt		-	-	200	A/ μs

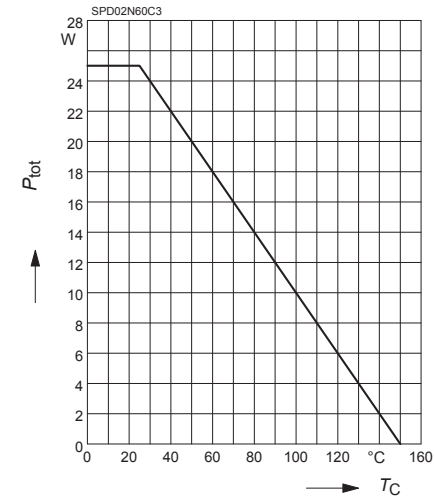
Typical Transient Thermal Characteristics

Symbol	Value	Unit	Symbol	Value	Unit
	typ.			typ.	
Thermal resistance			Thermal capacitance		
R_{th1}	0.1	K/W	C_{th1}	0.00002806	Ws/K
R_{th2}	0.184		C_{th2}	0.0001113	
R_{th3}	0.306		C_{th3}	0.0001679	
R_{th4}	1.207		C_{th4}	0.000547	
R_{th5}	0.974		C_{th5}	0.001388	
R_{th6}	0.251		C_{th6}	0.019	



1 Power dissipation

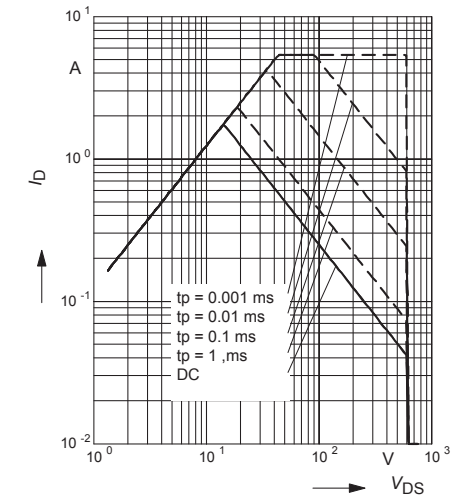
$P_{tot} = f(T_C)$



2 Safe operating area

$I_D = f(V_{DS})$

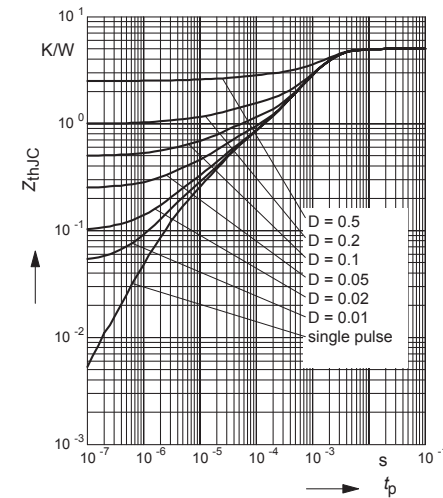
parameter : $D = 0, T_C=25^\circ\text{C}$



3 Transient thermal impedance

$Z_{thJC} = f(t_p)$

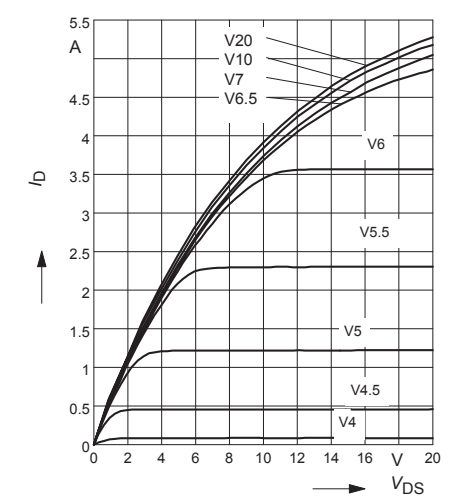
parameter: $D = t_p/T$



4 Typ. output characteristic

$I_D = f(V_{DS}); T_j=25^\circ\text{C}$

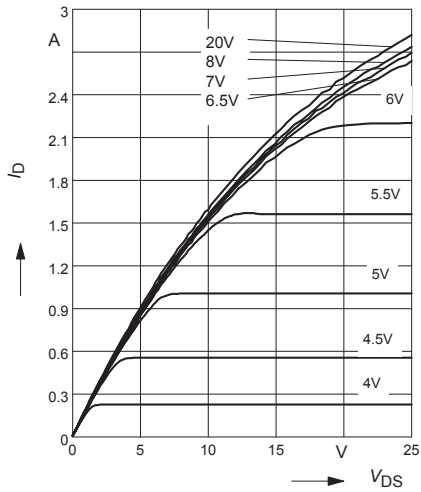
parameter: $t_p = 10 \mu\text{s}, V_{GS}$



5 Typ. output characteristic

$I_D = f(V_{DS}); T_J = 150^\circ\text{C}$

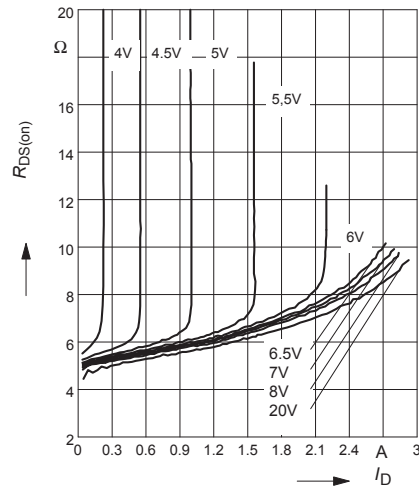
parameter: $t_p = 10 \mu\text{s}, V_{GS}$



6 Typ. drain-source on resistance

$R_{DS(on)} = f(I_D)$

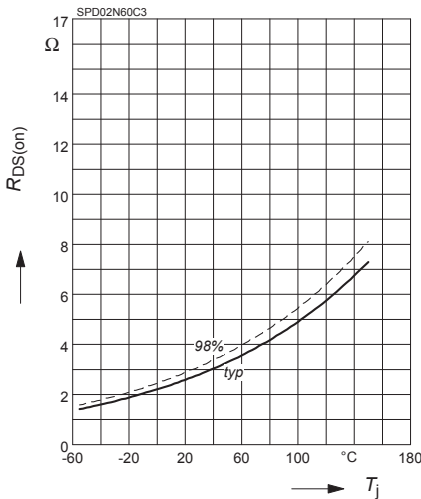
parameter: $T_J = 150^\circ\text{C}, V_{GS}$



7 Drain-source on-state resistance

$R_{DS(on)} = f(T_J)$

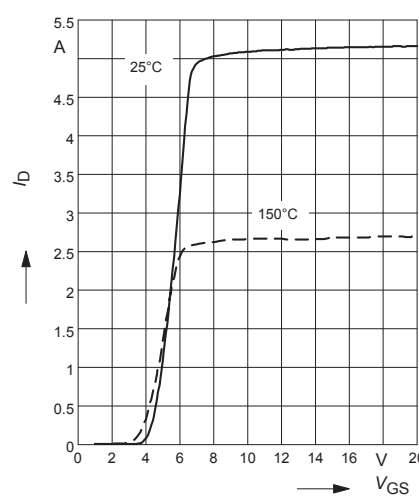
parameter: $I_D = 1.1 \text{ A}, V_{GS} = 10 \text{ V}$



8 Typ. transfer characteristics

$I_D = f(V_{GS}); V_{DS} \geq 2 \times I_D \times R_{DS(on)max}$

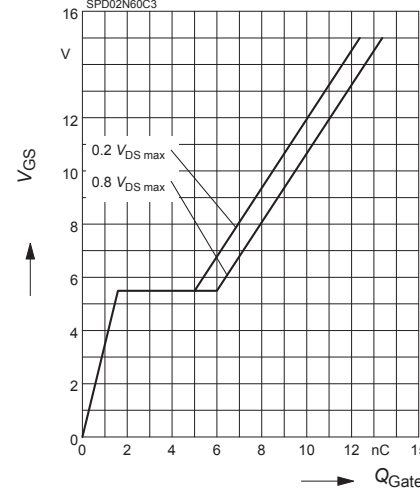
parameter: $t_p = 10 \mu\text{s}$



9 Typ. gate charge

$V_{GS} = f(Q_{Gate})$

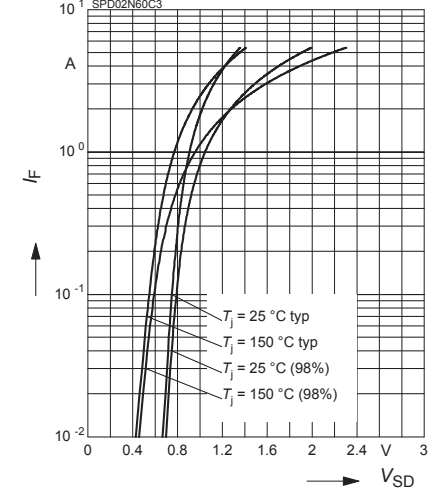
parameter: $I_D = 1.8 \text{ A pulsed}$



10 Forward characteristics of body diode

$I_F = f(V_{SD})$

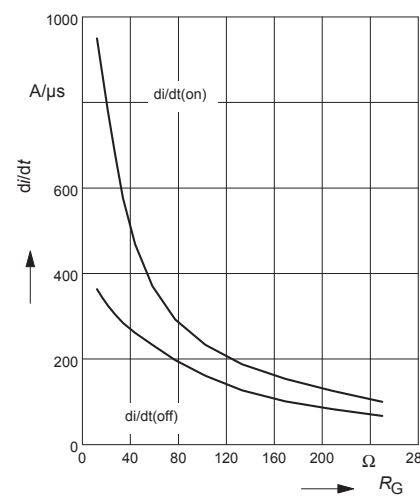
parameter: $T_J, t_p = 10 \mu\text{s}$



11 Typ. drain current slope

$di/dt = f(R_G)$, inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$

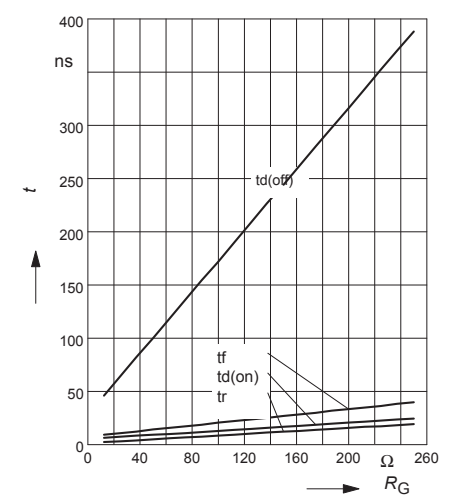
par.: $V_{DS} = 380\text{V}, V_{GS} = 0/+13\text{V}, I_D = 1.8\text{A}$



12 Typ. switching time

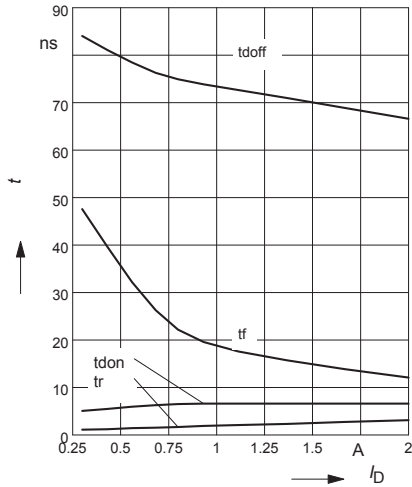
$t = f(R_G)$, inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$

par.: $V_{DS} = 380\text{V}, V_{GS} = 0/+13\text{V}, I_D = 1.8 \text{ A}$



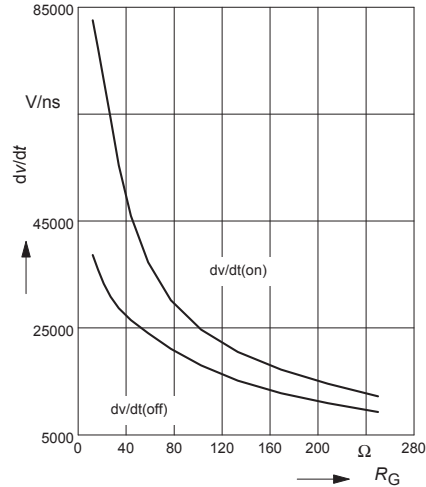
13 Typ. switching time

$t = f(I_D)$, inductive load, $T_j = 125^\circ\text{C}$
par.: $V_{DS} = 380\text{V}$, $V_{GS} = 0/+13\text{V}$, $R_G = 25\Omega$



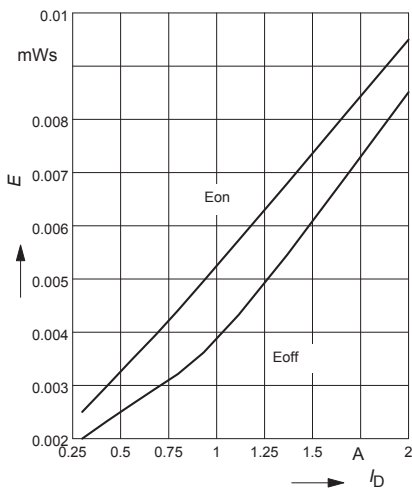
14 Typ. drain source voltage slope

$dv/dt = f(R_G)$, inductive load, $T_j = 125^\circ\text{C}$
par.: $V_{DS} = 380\text{V}$, $V_{GS} = 0/+13\text{V}$, $I_D = 1.8\text{A}$



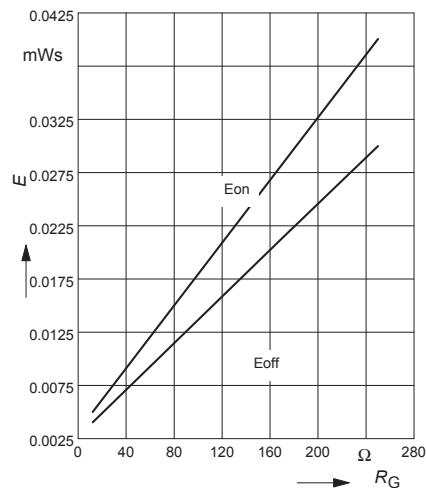
15 Typ. switching losses

$E = f(I_D)$, inductive load, $T_j = 125^\circ\text{C}$
par.: $V_{DS} = 380\text{V}$, $V_{GS} = 0/+13\text{V}$, $R_G = 25\Omega$



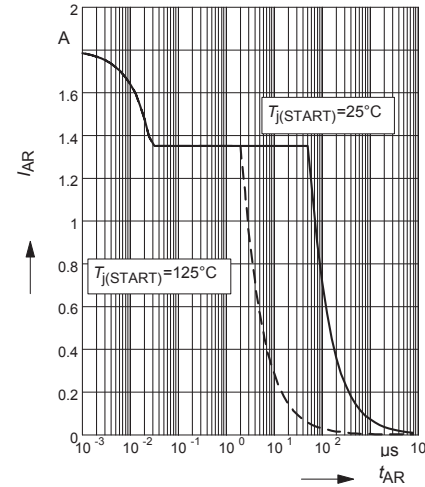
16 Typ. switching losses

$E = f(R_G)$, inductive load, $T_j = 125^\circ\text{C}$
par.: $V_{DS} = 380\text{V}$, $V_{GS} = 0/+13\text{V}$, $I_D = 1.8\text{A}$



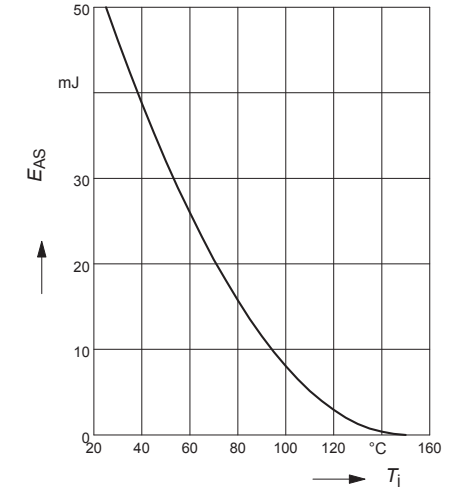
17 Avalanche SOA

$I_{AR} = f(t_{AR})$
par.: $T_j \leq 150^\circ\text{C}$



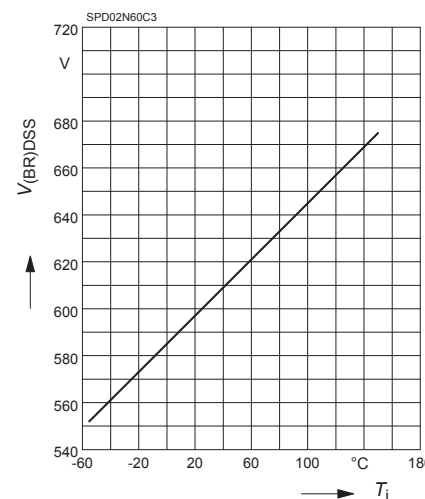
18 Avalanche energy

$E_{AS} = f(T_j)$
par.: $I_D = 1.35\text{A}$, $V_{DD} = 50\text{V}$



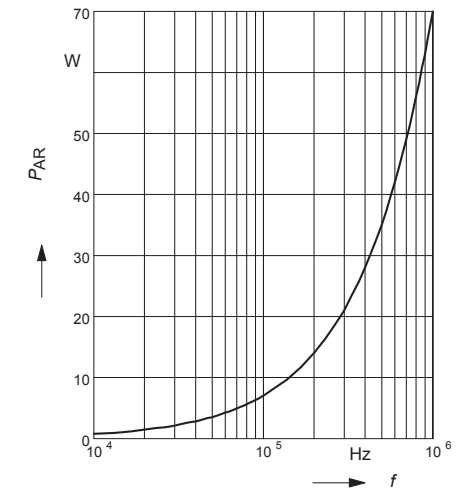
19 Drain-source breakdown voltage

$V_{(BR)DSS} = f(T_j)$



20 Avalanche power losses

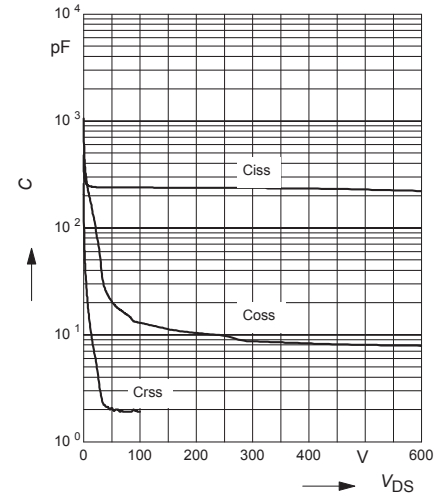
$P_{AR} = f(f)$
parameter: $E_{AR} = 0.07\text{mJ}$



21 Typ. capacitances

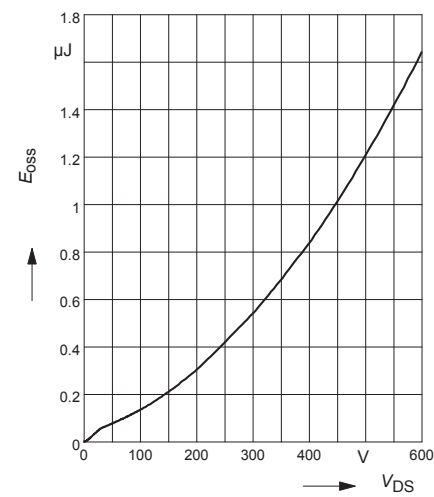
$$C = f(V_{DS})$$

parameter: $V_{GS}=0V, f=1\text{ MHz}$

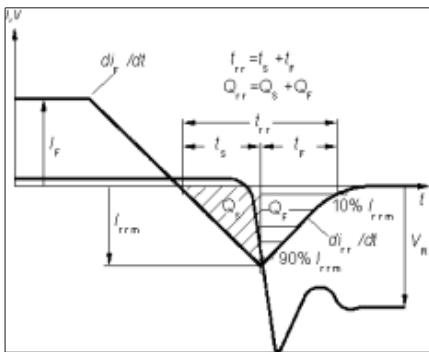


22 Typ. C_{OSS} stored energy

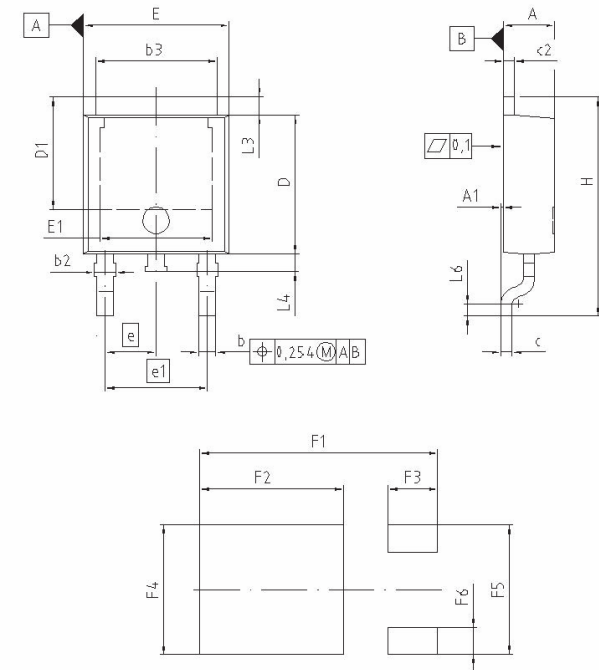
$$E_{OSS} = f(V_{DS})$$



Definition of diodes switching characteristics



PG-TO-252-3-1 (D-PAK), PG-TO-252-3-11 (D-PAK), PG-TO-252-3-21 (D-PAK)



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.159	2.413	0.085	0.095
A1	0.000	0.150	0.000	0.006
b	0.635	0.889	0.025	0.035
b2	0.650	1.150	0.026	0.045
b3	5.004	5.500	0.197	0.217
c	0.457	0.580	0.018	0.023
c2	0.460	0.980	0.018	0.039
D	5.959	6.223	0.235	0.245
D1	5.020	5.842	0.198	0.230
E	6.400	6.731	0.252	0.265
E1	4.850	5.207	0.191	0.205
e	2.286		0.090	
e1	4.572		0.180	
N	3		3	
H	9.400	10.480	0.370	0.413
L3	0.900	1.143	0.035	0.045
L4	0.584	0.950	0.023	0.037
L6	0.510	0.686	0.020	0.027
F1	10.500	10.700	0.413	0.421
F2	6.300	6.500	0.248	0.256
F3	2.100	2.300	0.083	0.091
F4	5.700	5.900	0.224	0.232
F5	5.660	5.860	0.222	0.231
F6	1.100	1.300	0.043	0.051

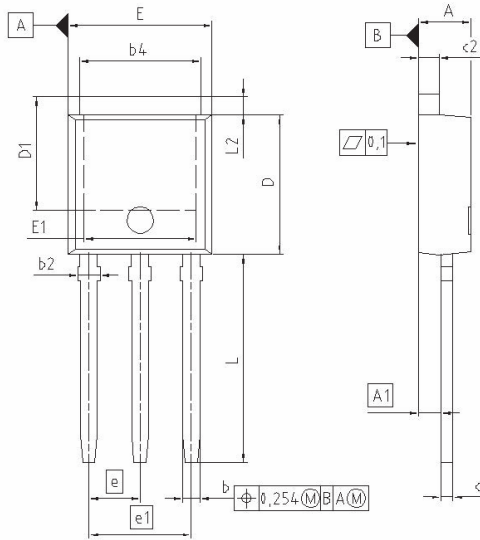
REFERENCE
JEDEC TO252

SCALE
0 2.0 4mm

EUROPEAN PROJECTION

ISSUE DATE
21-09-2005

FILE
TO252_1



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.159	2.413	0.085	0.095
A1	0.900	1.118	0.035	0.044
b	0.850	0.850	0.026	0.033
b2	0.850	1.150	0.026	0.045
b4	5.004	5.500	0.197	0.217
c	0.457	0.580	0.018	0.023
c2	0.737	0.980	0.029	0.039
D	5.969	6.223	0.235	0.245
D1	5.100	6.121	0.201	0.241
E	6.400	6.731	0.252	0.265
E1	4.850	5.207	0.191	0.205
e	2.280		0.090	
e1	4.570		0.180	
N	3		3	
L	8.900	9.525	0.350	0.375
L1	0.900	1.143	0.035	0.045

REFERENCE
JEDEC TO251

SCALE
0 2.0 4mm

EUROPEAN PROJECTION

ISSUE DATE
20-07-2005

FILE
TO251_1

Published by
Infineon Technologies AG
81726 München
Germany

© Infineon Technologies AG 2006
All Rights Reserved.

Attention please!

The information herein is given to describe certain components and shall not be considered as warranted characteristics.

Terms of delivery and rights to technical change reserved.

We hereby disclaim any and all warranties, including but not limited to warranties of non-infringement, regarding circuits, descriptions and charts stated herein.

Infineon Technologies is an approved CECC manufacturer.

Information

For further information on technology, delivery terms and conditions and prices please contact your nearest Infineon Technologies Office in Germany or our Infineon Technologies Representatives worldwide (see address list).

Warnings

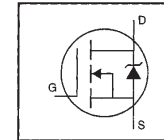
Due to technical requirements components may contain dangerous substances.

For information on the types in question please contact your nearest Infineon Technologies Office.

Infineon Technologies Components may only be used in life-support devices or systems with the express written approval of Infineon Technologies, if a failure of such components can reasonably be expected to cause the failure of that life-support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system. Life support devices or systems are intended to be implanted in the human body, or to support and/or maintain and sustain and/or protect human life. If they fail, it is reasonable to assume that the health of the user or other persons may be endangered.

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$V_{DSS} = 1000V$

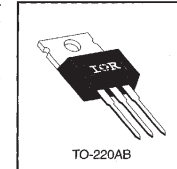
$R_{DS(on)} = 11\Omega$

$I_D = 1.4A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units	
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	1.4	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	0.86	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	5.6	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	54	W
	Linear Derating Factor	0.43	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	1.4	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	5.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	1.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	2.3	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	62	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{DS(BR)}	1000	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _(BR) /ΔT	—	1.2	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	—	—	11	Ω	V _{GS} =10V, I _D =0.84A ④
V _{GS(th)}	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	1.0	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =0.84A ④
I _{DSS}	—	—	100	μA	V _{GS} =1000V, V _{DS} =0V
I _{GSS}	—	—	500	nA	V _{DS} =800V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
Q _g	—	—	38	nC	I _D =1.4A
Q _{gs}	—	—	4.9	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	—	—	22	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{SD(on)}	—	9.4	—	ns	V _{DD} =500V
t _r	—	17	—	ns	I _D =1.4A
t _{SD(off)}	—	58	—	ns	R _G =18Ω
t _f	—	31	—	ns	R _D =370Ω See Figure 10 ④
L _D	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	—	7.5	—	nH	
C _{iss}	—	500	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	—	52	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	—	17	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	—	—	1.4	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	—	—	5.6	A	
V _{SD}	—	—	1.5	V	T _J =25°C, I _S =1.4A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	—	130	190	ns	T _J =25°C, I _r =1.4A
Q _{rr}	—	0.46	0.69	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=193mH, R_G=25Ω, I_{AS}=1.4A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤1.4A, di/dt≤60A/μs, V_{DD}≤600, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

DATA SHEETS

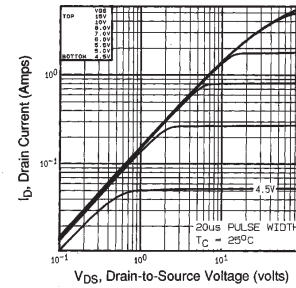


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

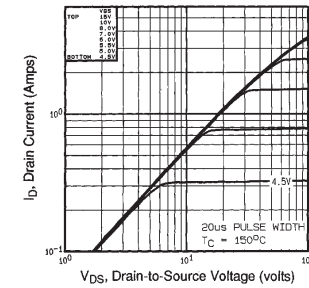


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

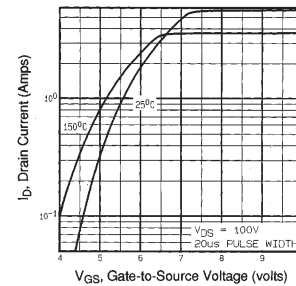


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

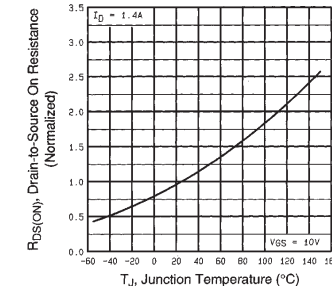


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

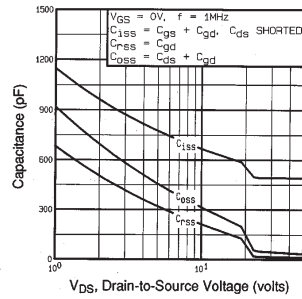


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

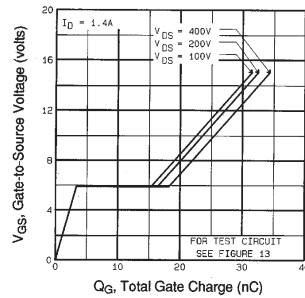


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

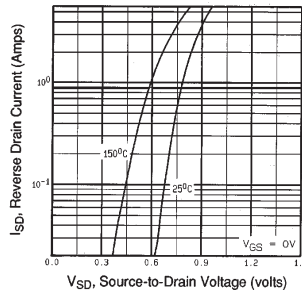


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

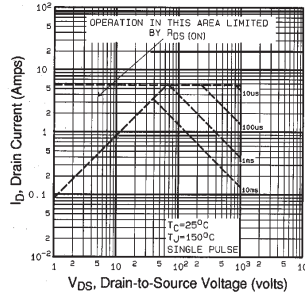


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

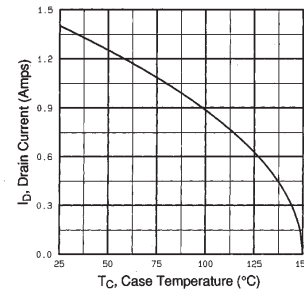


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

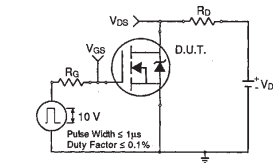


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

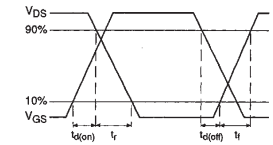


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

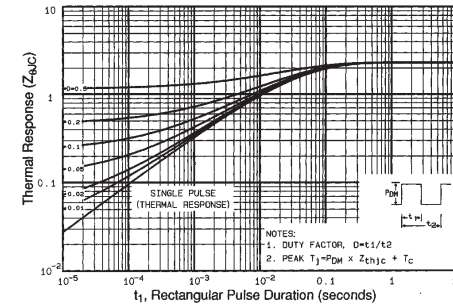


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFBG20

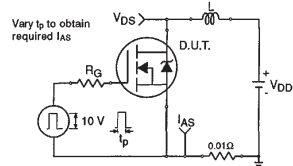


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

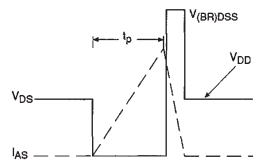


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

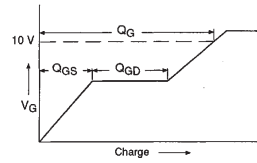


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

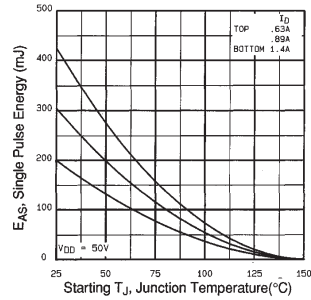


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

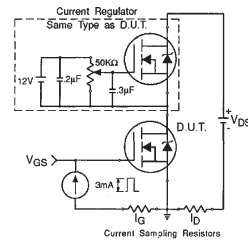


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



PEG 226 150°C

RoHS
Compliant

- Up to 150°C
- Extremely high ripple current
Up to 28A ripple, RMS, Continuous load
- High vibration resistance

APPLICATION BASIC DESIGN

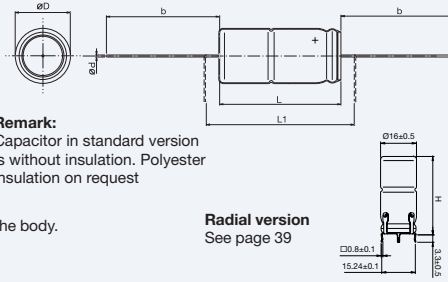
PEG 226 is a new generation of high performance axial electrolytic capacitors, designed for automotive applications with extremely high demands.

PEG 226 is an electrolytic capacitor with outstanding electrical performance. Polarized, all-welded design, tinned copper wire leads, negative pole connected to the case. The PEG 226 winding is housed in a cylindrical aluminium can with a high purity aluminium lid and a high quality rubber

gasket. Low ESR is a result of a low resistive electrolyte/ paper system and an all-welded design. Thanks to its mechanical robustness the PEG 226 is suitable for use in mobile and in aircraft installations, operation up to 150°C.

SPECIFICATION

Standards	IEC 60384-4 Long Life Grade 40/125/56
Capacitance range	250 - 4700 µF
Capacitance tolerance	-10 to +30%, -20 to +20%
Rated voltage	25 - 63 VDC
Temperature range	-40 to +150°C
Shelf life at	0V +105°C 5000 h, +40°C 10 years
Diameter range	16 - 20 mm
Resistance to vibrations	10 - 2000 Hz, 1.5 mm displacement amplitude or max 20 g 3x22 hours
Life test	The capacitors must be clamped by the body. 2000 h, 150°C (Ø20 case) 1500 h, 150°C (Ø16 case)



Dimensions table PEG 226 (mm)

D x L	Case code	D ±0.5	d ±0.03	L ±1	L ₁ min	b±2 Box	Weight approx (g)
16 x 27	F	16	1.0	26.5	33	40	8
16 x 35	G	16	1.0	34.5	41	40	11
20 x 27	H	20	1.0	26.5	33	40	13
20 x 35	J	20	1.0	34.5	41	40	20
20 x 43	L	20	1.0	42.5	49	40	24

ARTICLE TABLE PEG 226 (150°C)

C _R	D x L	I _{RAC} ⁺ T _a =125°C ≥ 5 kHz	I _{RAC} ⁺ T _a =140°C ≥ 5 kHz	I _{RAC} ⁺ T _a =150°C ≥ 5 kHz	I _{RAC} ^{**} T _a =125°C ≥ 5 kHz	I _{AC} (max) ^{***} T _a =125°C ≥ 5 kHz	ESR (max) 20°C	ESR (max) 20°C	ESR (max) 125-150°C	Article code
µF	mm	A	A	A	A	A	mΩ	mΩ	mΩ	
25 VDC (U_R)										
1500	16x27	16.8	10.6	4.7	5.9	7.4	72	36	12.7	PEG226HF4150M
2200	16x35	19.2	12.1	5.4	7.2	9.1	51	26	9.7	PEG226HG4220M
2200	20x27	22.2	14.0	6.3	7.1	9.1	50	25	10.6	PEG226HH4220Q
3300	20x35	25.8	16.3	7.3	8.9	11.3	34	17	7.8	PEG226HJ4330Q
4700	20x43	28.5	18.0	8.1	10.3	13.1	25	13	6.4	PEG226HL4470Q

* Capacitor mounted with low thermal resistance path (heat-sink). Maximum ripple current continuous operation.
 ** Rated ripple current, continuous operation at natural convection (Ø20 case 4000 h, Ø16 case 3000 h).
 *** Max ripple current, at natural convection (Ø20 case 2000 h, Ø16 case 1500 h)

PEG 226

ARTICLE TABLE PEG 226 (150°C)

C _R	D x L	I _{RAC} ⁺ T _a =125°C ≥ 5 kHz	I _{RAC} ⁺ T _a =140°C ≥ 5 kHz	I _{RAC} ⁺ T _a =150°C ≥ 5 kHz	I _{RAC} ^{**} T _a =125°C ≥ 5 kHz	I _{AC} (max) ^{***} T _a =125°C ≥ 5 kHz	ESR (max) 20°C	ESR (max) 20°C	ESR (max) 125-150°C	Article code
µF	mm	A	A	A	A	A	100 Hz mΩ	100 kHz mΩ	5-100 kHz mΩ	
40 VDC (U_R)										
800	16x27	16.2	10.2	4.6	5.6	7.2	100	36	13.6	PEG226KF3800Q
1200	16x35	18.6	11.8	5.3	7.0	8.8	69	26	10.3	PEG226KG4120Q
1500	20x27	22.8	14.4	6.5	7.3	9.3	57	22	10.0	PEG226KH4150Q
2200	20x35	25.7	16.2	7.3	8.9	11.2	41	17	7.9	PEG226KJ4220Q
2700	20x43	27.9	17.6	7.9	10.1	12.8	32	13	6.7	PEG226KL4270Q
63 VDC (U_R)										
250	16x27	11.5	7.3	3.3	4.0	5.1	227	53	26.9	PEG226MF3250Q
370	16x35	13.6	8.6	3.9	5.1	6.4	155	37	19.2	PEG226MG3370Q
470	20x27	17.3	10.9	4.9	5.5	7.0	125	32	17.5	PEG226MH3470Q
680	20x35	20.0	12.7	5.7	6.9	8.7	87	23	13.0	PEG226MJ3680Q
900	20x43	22.2	14.0	6.3	8.1	10.2	67	18	10.6	PEG226ML3900Q

* Capacitor mounted with low thermal resistance path (heat-sink). Maximum ripple current continuous operation (see below).
 ** Rated ripple current, continuous operation at natural convection (Ø20 case 4000 h, Ø16 case 3000 h).
 *** Max ripple current, at natural convection (Ø20 case 2000 h, Ø16 case 1500 h)

RIPPLE CURRENT SPECIFICATION AND OPERATIONAL LIFE

The ripple current specification (see table above) is given at case temperature (T_c) and at ambient temperature (T_a). To be able to operate at specified ripple current at temperature T_a, the capacitor needs to be mounted with low thermal resistance path to application chassis. Frequency correction factor, for ripple current (Corr), see table to the right: For operational life time calculation, please see pages 148 to 149.

	FREQUENCY				
	100 Hz	300 Hz	1 kHz	5 kHz	100 kHz
Correction factor (Corr) (Typical value)	0.35	0.57	0.80	1.00	1.04

RELIABILITY

Estimated field failure rate: < 2 ppm/year. The expected failure rate, for this capacitor range, is based on field experience for capacitors with structural similarity. This failure rate is valued during first year of operation. Expected failure rate thereafter: < 1 ppm/y. (Until end of specified operational life)

LEAKAGE CURRENT

Rated leakage current, I_{RL} (µA)
 Rated voltage, U_R (V)
 Rated capacitance, C_R (µF)
 I_{RL} = 0.003 x C_R x U_R + 4

ORDERING INFORMATION

For further ordering information please see page 8.

P	E	G	2	2	6	K	F	3	8	0	0	Q	E	1					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20

Capacitance tolerances:
 Pos. 13: Q: -10 to +30%
 M: -20 to +20%

E1: Packed in boxes

Quantities and weights

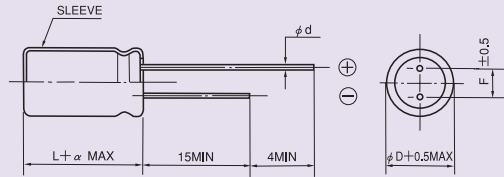
CASE CODE	F	G	H	J	L
Weight approx (g)	8	11	13	20	24
Standard box quantity	125	100	150	125	100



MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS ZLH

◆ DIMENSIONS

(mm)



φ D	5	6.3	8	10	12.5	16
φ d	0.5		0.6		0.8	
F	2.0	2.5	3.5	5.0		7.5
α	L ≤ 16 : α = 1.5			L ≥ 20 : α = 2.0		

◆ STANDARD SIZE

Rated voltage 6.3V(0J)				
Rated capacitance (μF)	Size φ D×L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
220	5×11	345	0.22	0.80
470	6.3×11	540	0.094	0.35
820	8×11.5	945	0.056	0.19
1200	8×16	1250	0.045	0.15
1200	10×12.5	1330	0.039	0.14
1500	8×20	1500	0.029	0.11
1800	10×16	1760	0.028	0.10
2200	10×20	1960	0.020	0.060
2700	10×23	2250	0.018	0.054
3900	12.5×20	2480	0.017	0.043
4700	12.5×25	2900	0.015	0.038
5600	12.5×30	3450	0.013	0.033
6800	16×20	3250	0.015	0.038
6800	12.5×35	3570	0.012	0.031
8200	16×25	3630	0.013	0.035



MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS ZLH

Rated voltage 10V(1A)				
Rated capacitance (μF)	Size φ D×L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
150	5×11	345	0.22	0.80
330	6.3×11	540	0.094	0.35
680	8×11.5	945	0.056	0.19
1000	8×16	1250	0.045	0.15
1000	10×12.5	1330	0.039	0.14
1500	8×20	1500	0.029	0.11
1500	10×16	1760	0.028	0.10
1800	10×20	1960	0.020	0.060
2200	10×23	2250	0.018	0.054
3300	12.5×20	2480	0.017	0.043
3900	12.5×25	2900	0.015	0.038
4700	12.5×30	3450	0.013	0.033
4700	16×20	3250	0.015	0.038
5600	12.5×35	3570	0.012	0.031
6800	16×25	3630	0.013	0.035

Rated voltage 16V(1C)				
Rated capacitance (μF)	Size φ D×L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
100	5×11	345	0.22	0.80
220	6.3×11	540	0.094	0.35
470	8×11.5	945	0.056	0.19
680	8×16	1250	0.045	0.15
680	10×12.5	1330	0.039	0.14
1000	8×20	1500	0.029	0.11
1000	10×16	1760	0.028	0.10
1500	10×20	1960	0.020	0.060
1800	10×23	2250	0.018	0.054
2200	12.5×20	2480	0.017	0.043
2700	12.5×25	2900	0.015	0.038
3300	12.5×30	3450	0.013	0.033
3300	16×20	3250	0.015	0.038
3900	12.5×35	3570	0.012	0.031
4700	16×25	3630	0.013	0.035

Rated voltage 25V(1E)				
Rated capacitance (μF)	Size φ D×L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
68	5×11	345	0.22	0.80
150	6.3×11	540	0.094	0.35
330	8×11.5	945	0.056	0.19
390	8×16	1250	0.045	0.15
470	10×12.5	1330	0.039	0.14
560	8×20	1500	0.029	0.11
680	10×16	1760	0.028	0.10
820	10×20	1960	0.020	0.060
1000	10×23	2250	0.018	0.054
1500	12.5×20	2480	0.017	0.043
1800	12.5×25	2900	0.015	0.038
2200	12.5×30	3450	0.013	0.033
2200	16×20	3250	0.015	0.038
2700	12.5×35	3570	0.012	0.031
3300	16×25	3630	0.013	0.035

**MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS ZLH****Anexo 6:**

Rated voltage 35V(1V)				
Rated capacitance (μ F)	Size ϕ D \times L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
47	5 \times 11	345	0.22	0.80
100	6.3 \times 11	540	0.094	0.35
220	8 \times 11.5	945	0.056	0.19
270	8 \times 16	1250	0.045	0.15
330	10 \times 12.5	1330	0.039	0.14
390	8 \times 20	1500	0.029	0.11
470	10 \times 16	1760	0.028	0.10
560	10 \times 20	1960	0.020	0.060
680	10 \times 23	2250	0.018	0.054
1000	12.5 \times 20	2480	0.017	0.043
1200	12.5 \times 25	2900	0.015	0.038
1500	12.5 \times 30	3450	0.013	0.033
1500	16 \times 20	3250	0.015	0.038
1800	12.5 \times 35	3570	0.012	0.031
2200	16 \times 25	3630	0.013	0.035

Rated voltage 50V(1H)				
Rated capacitance (μ F)	Size ϕ D \times L(mm)	Rated ripple current (mA r.m.s./105°C, 100kHz)	Impedance(Ω MAX)	
			20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
27	5 \times 11	238	0.34	1.18
56	6.3 \times 11	385	0.14	0.50
100	8 \times 11.5	724	0.074	0.22
120	8 \times 16	950	0.061	0.18
150	10 \times 12.5	979	0.061	0.18
180	8 \times 20	1190	0.046	0.14
220	10 \times 16	1370	0.042	0.12
330	10 \times 20	1580	0.030	0.090
330	10 \times 23	1870	0.028	0.085
470	12.5 \times 20	2050	0.027	0.068
560	12.5 \times 25	2410	0.023	0.059
680	12.5 \times 30	2860	0.021	0.052
820	12.5 \times 35	2960	0.019	0.051
820	16 \times 20	2730	0.023	0.059
1000	16 \times 25	3010	0.021	0.056

NEW

Panasonic

Aluminum Electrolytic Capacitors/ TP

Radial Lead Type

Series: **TP** Type: **A**

■ Features

- Endurance: 125 °C 2000 h to 5000 h or 135 °C 1000 h to 2000 h
- Smaller than series TA
- High ripple current (at high frequency) : 20 to 40% higher than TA series
- RoHS directive compliant

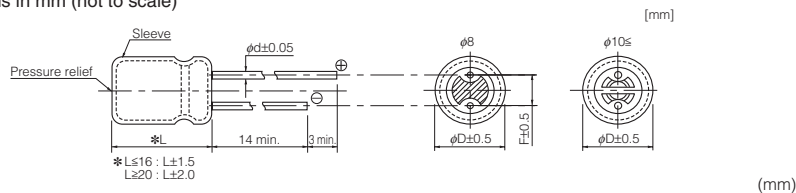
■ Specifications

Category Temp. Range	-40 °C to + 135 °C		
Rated W.V. Range	25 V .DC to 35 V .DC		
Nominal Cap. Range	100 µF to 5100 µF		
Capacitance Tolerance	±20 % (120 Hz/+20 °C)		
DC Leakage Current	I ≤ 0.01 CV or 3 (µA) After 2 minutes (Whichever is greater)		
tan δ	W.V.(V)	25	35
	tan δ	0.14	0.12
(120Hz / +20 °C)			
For capacitance value ≥ 1000 µF , add 0.02 per every 1000 µF.			
Endurance 1	After following life test with DC voltage and +125 °C±2 °C ripple current value applied. (The sum of DC and ripple peak voltage shall not exceed the rated working voltage) when the capacitors are restored to 20 °C, the capacitors shall meet the limits specified below.		
	Duration φ8 : 2000 hours, φ10 : 3000 hours, φ12.5 : 4000 hours, φ16 to φ18 : 5000 hours		
	Capacitance change ±30% of initial measured value		
	tan δ ≤ 300 % of initial specified value		
	DC leakage current ≤ initial specified value		
Endurance 2	After following life test with DC voltage and +135 °C±2 °C ripple current value applied. (The sum of DC and ripple peak voltage shall not exceed the rated working voltage) when the capacitors are restored to 20 °C, the capacitors shall meet the limits specified below.		
	Duration φ8 : 1000 hours, φ10 to φ18 : 2000 hours		
	Capacitance change ±30% of initial measured value		
	tan δ ≤ 300 % of initial specified value		
	DC leakage current ≤ initial specified value		
Shelf Life 1	After storage for 1000 hours at +125 °C±2 °C with no voltage applied and then being stabilized at +20 °C, capacitors shall meet the limits specified in Endurance. (With voltage treatment)		
Shelf Life 2	After storage for 1000 hours at +135 °C±2 °C with no voltage applied and then being stabilized at +20 °C, capacitors shall meet the limits specified in Endurance. (With voltage treatment)		

■ Frequency correction factor for ripple current

W.V. (V.DC)	Cap. (µF)	Frequency (Hz)				
		60	120	1 k	10 k	100 k
25 to 35	to 330	0.55	0.65	0.85	0.90	1.00
	390 to 1000	0.70	0.75	0.90	0.95	1.00
	1200 to	0.75	0.80	0.90	0.95	1.00

■ Dimensions in mm (not to scale)



	8	10	12.5	16	18
Body Dia. φD	8	10	12.5	16	18
Lead Dia. φd	0.6	0.6	0.6	0.8	0.8
Lead space F	3.5	5.0	5.0	7.5	7.5

Design and specifications are each subject to change without notice. Ask factory for the current technical specifications before purchase and/or use. Should a safety concern arise regarding this product, please be sure to contact us immediately.

00 Jan. 2011



NEW

Panasonic

Aluminum Electrolytic Capacitors/ TP

■ Standard Products

W.V. (V)	Cap. (µF)	Case size		Specification						Lead Length			Part No.	Min. Packaging Qty		
		Dia. (mm)	Length (mm)	Ripple Current (100 kHz) (+125 °C) (mA r.m.s.)	Ripple Current (100 kHz) (+135 °C) (mA r.m.s.)	E.S.R (100 kHz) (+20 °C) (Ω)	tan δ (120 kHz) (+20 °C)	125 °C Endurance (hours)	135 °C Endurance (hours)	Lead Dia. (mm)	Lead Space (mm)	Taping *B (mm)		Straight Leads (pcs)	Taping (pcs)	
25	220	10	12.5	580	500	0.190	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E221()	200	500	
	330	10	16	1100	945	0.130	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E331()	200	500	
	470	8	20	1060	760	0.067	0.14	2000	1000	0.6	3.5	5.0	EEUTP1E471L()	200	1000	
		10	16	1100	945	0.130	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E471()	200	500	
	510	10	16	1100	945	0.130	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E511()*	200	500	
	820	10	20	1540	1100	0.052	0.14	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E821()	200	500	
	1000	12.5	20	1860	1490	0.038	0.14	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E102()	200	500	
	1200	12.5	20	1860	1490	0.038	0.14	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E122()	200	500	
		12.5	25	2180	1750	0.030	0.14	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1E182()	200	500	
	1800	16	20	2380	1985	0.029	0.14	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E182S()	100	250	
		16	20	2380	1985	0.029	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E202S()*	100	250	
	2200	16	25	2760	2300	0.022	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E222()	100	250	
		18	20	2700	2250	0.028	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E471()	100	250	
	2700	16	25	2760	2300	0.022	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E272()	100	250	
		18	20	2700	2250	0.028	0.16	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E272S()	100	250	
	3300	16	31.5	3250	2710	0.018	0.18	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E332	100		
		18	25	2960	2470	0.020	0.18	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E332S()	100	250	
	3900	16	31.5	3250	2710	0.018	0.18	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E392	100		
		18	25	2960	2470	0.020	0.18	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1E392S()	100	250	
	4700	18	31.5	3480	2900	0.016	0.20	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E472	50		
	5100	18	31.5	3480	2900	0.016	0.22	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1E512*	50		
	35	100	10	12.5	580	500	0.190	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V101()	200	500
		120	10	12.5	580	500	0.190	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V121()	200	500
		220	8	20	1060	760	0.067	0.12	2000	1000	0.6	3.5	5.0	EEUTP1V221L()	200	1000
			10	16	1100	945	0.130	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V221()	200	500
270		8	20	1060	760	0.067	0.12	2000	1000	0.6	3.5	5.0	EEUTP1V271L()	200	1000	
		10	16	1100	945	0.130	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V271()	200	500	
330		10	20	1540	1100	0.052	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V331()	200	500	
390		10	20	1540	1100	0.052	0.12	3000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V391()	200	500	
470		12.5	20	1860	1490	0.038	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V471()	200	500	
560		12.5	20	1860	1490	0.038	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V561()	200	500	
620		12.5	20	1860	1490	0.038	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V621()*	200	500	
820		12.5	25	2180	1750	0.030	0.12	4000	2000	0.6	5.0	5.0	EEUTP1V821()	200	500	
		1000	16	20	2380	1985	0.029	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V102()	100	250
1200		16	20	2380	1985	0.029	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V122()	100	250	
		16	25	2760	2300	0.022	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V152()	100	250	
1500		18	20	2700	2250	0.028	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V152S()	100	250	
		16	25	2760	2300	0.022	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V162()*	100	250	
1800		16	31.5	3250	2710	0.018	0.12	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V182	100		
		18	25	2960	2470	0.020	0.12	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V182S()	100	250	
2000		16	31.5	3250	2710	0.018	0.14	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V202*	100		
		18	25	2960	2470	0.020	0.14	5000	2000	0.8	7.5	7.5	EEUTP1V202S()*	100	250	
2200		18	31.5	3480	2900	0.016	0.14	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V222	50		
2700		18	31.5	3480	2900	0.016	0.14	5000	2000	0.8	7.5		EEUTP1V272	50		

* : Substandard (E24series numbers)

When requesting taped product, please put the letter "B" between the "()". Lead wire pitch B=5 mm, 7.5 mm. The taping dimensions are explained on EE189 of our Catalog. Please use it as a reference guide.

Design and specifications are each subject to change without notice. Ask factory for the current technical specifications before purchase and/or use. Should a safety concern arise regarding this product, please be sure to contact us immediately.

01 Jun. 2011

International
IRF Rectifier

8TQ...PbF Series

SCHOTTKY RECTIFIER

8 Amp

$I_{F(AV)} = 8 \text{ Amp}$
 $V_R = 60/ 100V$

Major Ratings and Characteristics

Characteristics	Values	Units
$I_{F(AV)}$ Rectangular waveform	8	A
V_{RRM} range	60/ 100	V
I_{FSM} @ $t_p = 5 \mu s$ sine	850	A
V_F @ 8 Apk, $T_J = 125^\circ C$	0.58	V
T_J range	-55 to 175	$^\circ C$

Description/ Features

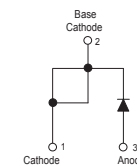
The 8TQ...PbF Schottky rectifier series has been optimized for low reverse leakage at high temperature. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to 175° C junction temperature. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- 175° C T_J operation
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- Low forward voltage drop
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- Lead-Free ("PbF" suffix)

Case Styles



TO-220AC



Voltage Ratings

Part number	8TQ060PbF	8TQ080PbF	8TQ100PbF
V_R Max. DC Reverse Voltage (V)	60	80	100
V_{RWM} Max. Working Peak Reverse Voltage (V)			

Absolute Maximum Ratings

Parameters	8TQ	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward Current * See Fig. 5	8	A	50% duty cycle @ $T_c = 157^\circ\text{C}$, rectangular wave form
I_{FSM} Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current * See Fig. 7	850	A	5 μs Sine or 3 μs Rect. pulse 10ms Sine or 6ms Rect. pulse
	230		
E_{AS} Non-Repetitive Avalanche Energy	7.50	mJ	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{AS} = 0.50$ Amps, $L = 60$ mH
I_{AR} Repetitive Avalanche Current	0.50	A	Current decaying linearly to zero in 1 μsec Frequency limited by T_J max. $V_A = 1.5 \times V_R$ typical

Electrical Specifications

Parameters	8TQ	Units	Conditions
V_{FM} Max. Forward Voltage Drop (1) * See Fig. 1	0.72	V	@ 8A
	0.88	V	@ 16A
	0.58	V	@ 8A
	0.69	V	@ 16A
I_{RM} Max. Reverse Leakage Current (1) * See Fig. 2	0.55	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	7	mA	$T_J = 125^\circ\text{C}$
C_T Max. Junction Capacitance	500	pF	$V_R = 5V_{DC}$ (test signal range 100Khz to 1Mhz) 25°C
L_S Typical Series Inductance	8	nH	Measured lead to lead 5mm from package body
dv/dt Max. Voltage Rate of Change (Rated V_R)	10000	V/ μs	

(1) Pulse Width < 300 μs , Duty Cycle < 2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	8TQ	Units	Conditions
T_J Max. Junction Temperature Range	-55 to 175	$^\circ\text{C}$	
T_{stg} Max. Storage Temperature Range	-55 to 175	$^\circ\text{C}$	
R_{thJC} Max. Thermal Resistance Junction to Case	2.0	$^\circ\text{C/W}$	DC operation * See Fig. 4
R_{thCS} Typical Thermal Resistance, Case to Heatsink	0.50	$^\circ\text{C/W}$	Mounting surface, smooth and greased
wt Approximate Weight	2 (0.07)	g (oz.)	
T Mounting Torque	Min.	6 (5)	Kg-cm
	Max.	12 (10)	(lb-in)
Marking Device	8TQ100		

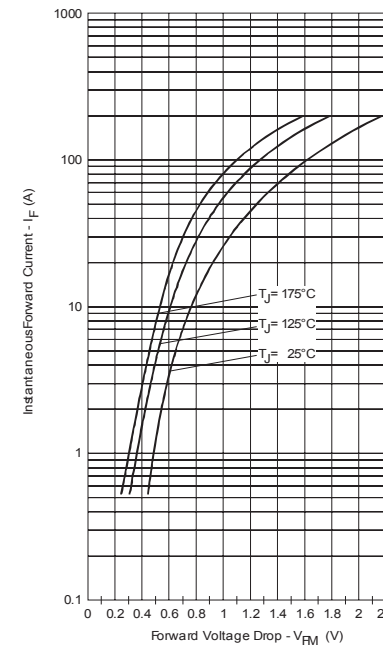


Fig. 1 - Maximum Forward Voltage Drop Characteristics

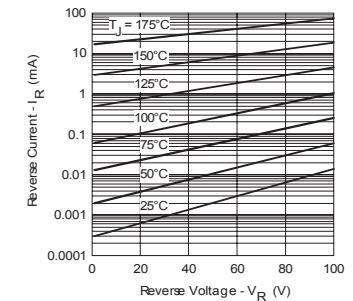


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current Vs. Reverse Voltage

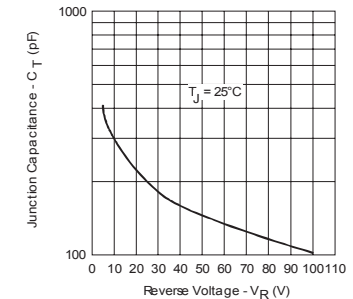


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance Vs. Reverse Voltage

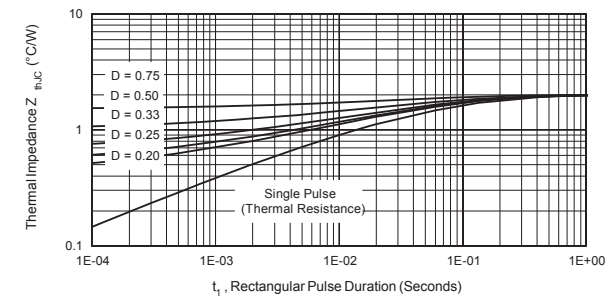


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

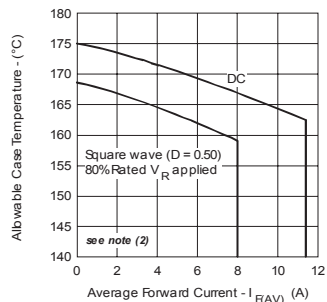


Fig. 5 - Maximum Allowable Case Temperature Vs. Average Forward Current

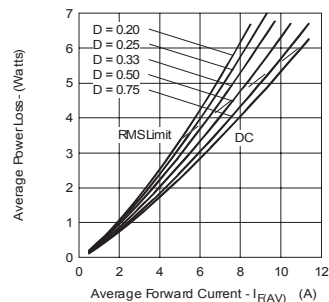


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics

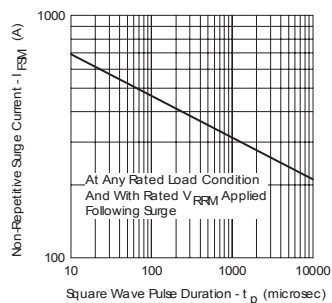


Fig. 7 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

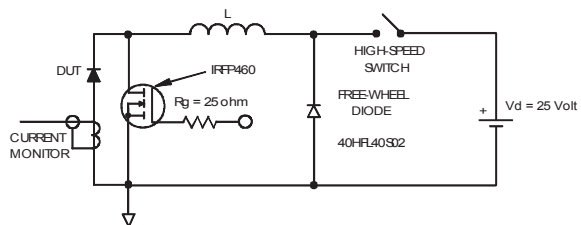


Fig. 8 - Unclamped Inductive Test Circuit

(2) Formula used: $T_c = T_j - (Pd + Pd_{REV}) \times R_{thJC}$
 Pd = Forward Power Loss = $I_{F(AV)} \times V_{FM} @ (I_{F(AV)} / D)$ (see Fig. 6);
 Pd_{REV} = Inverse Power Loss = $V_{R1} \times I_R (1 - D)$; $I_R @ V_{R1}$ = 80% rated V_R

Outline Table

NOTES:
 1- DIMENSIONS AND TOLERANCES AS PER JEDEC 19.3 #1-1994.
 2- DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES (MILLIMETERS).
 3- LEAD DIMENSIONS AND TYPICAL UNCLAMPED I_{RSM} .
 4- DIMENSION S1 IS 8 FT. DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.005 INCH PER SIDE. MOLD DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTERMOST EXTREMITY OF THE PLASTIC BODY.
 5- DIMENSION S2 IS 4 FT. APPLY TO DATE CODE "01".
 6- CONTROLLING DIMENSION - INCHES.
 7- UNLESS THE CUSTOMER SPECIFIES OTHER DIMENSIONS LISTED IN #1.
 8- DIMENSION T2 IS 1 FT. RETAIN A 25% MOLD SHRINKAGE AND UNCLAMPED DIMENSIONS ARE LISTED.
 9- OTHER DIMENSIONS TO JEDEC 19-22A (2) (M) MOUNT DIMENSIONS ARE DERIVED FROM THE ACTUAL PACKAGE OUTLINE.

SYMBOL	MILLIMETERS		INCHES		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	3.56	4.83	.140	.190	
A1	2.51	1.40	.090	.050	
A2	2.53	2.92	.080	.115	
B	0.38	1.01	.015	.040	
B1	0.38	0.97	.015	.038	5
B2	1.14	1.78	.045	.070	
B3	1.14	1.73	.045	.068	5
C	0.35	0.61	.014	.024	
C1	0.35	0.56	.014	.022	5
D	14.27	16.25	.560	.650	4
D1	6.35	6.52	.250	.255	
D2	11.68	12.88	.460	.507	7
E	6.88	10.67	.280	.420	4,7
E1	6.86	8.89	.270	.350	7
E2	-	0.76	-	.030	8
F	2.54	2.54	.100	.100	
F1	5.81	4.96	.230	.195	7,8
L	12.70	14.73	.500	.580	
L1	-	6.35	-	.250	3
L3	1.78	2.13	.070	.084	
L4	0.75	1.27	.030	.050	3
#	2.53	2.73	.100	.107	
S	2.54	3.05	.100	.120	

CONFORM TO JEDEC OUTLINE TO-220AC
 DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES)

Part Marking Information

IRXC Assembly Line - SubCon Assembly Line

EXAMPLE: THIS IS A 8TQ100
 LOT CODE 1789
 ASSEMBLED ON WW 19, 2001
 IN THE ASSEMBLY LINE "C"

Note: "P" in the beginning of date code indicates "Lead-Free"

IRMX Assembly Line

EXAMPLE: THIS IS A 8TQ100
 LOT CODE 1789
 ASSEMBLED ON WW 19, 2001
 IN THE ASSEMBLY LINE "C"

Note: "P" in assembly line position indicates "Lead-Free"

Ordering Information Table

Device Code				
8	T	Q	100	PbF
①	②	③	④	⑤

1	-	Current Rating (8 = 8A)
2	-	Package T = TO-220
3	-	Schottky "Q" Series
4	-	Voltage Ratings
5	-	• none = Standard Production • PbF = Lead-Free

060 = 60V
080 = 80V
100 = 100V

Tube Standard Pack Quantity : 50 pieces

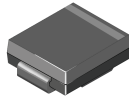
Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for Industrial Level and Lead-Free.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.



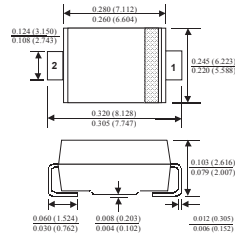
SS32 - S310

Features

- Metal to silicon rectifiers, majority carrier conduction.
- Low forward voltage drop.
- Easy pick and place.
- High surge current capability.



SMC/DO-214AB



3.0 Ampere Schottky Barrier Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I _o	Average Rectified Current @ T _A = 75°C	3.0	A
i _{f(surge)}	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	100	A
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	2.27 18	W mW/°C
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient**	55	°C/W
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	17	°C/W
T _{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T _J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**Device mounted on FR-4 PCB 0.55 x 0.55" (14 x 14 mm).

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

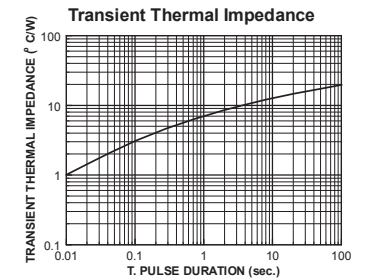
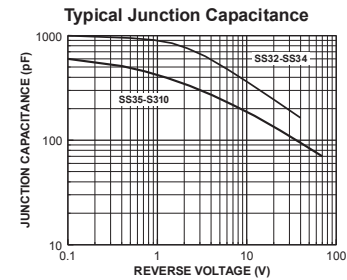
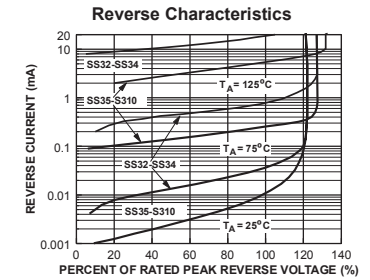
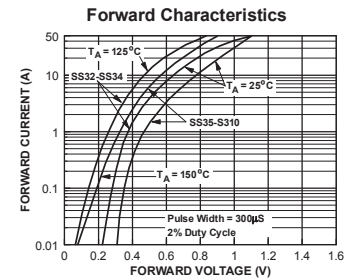
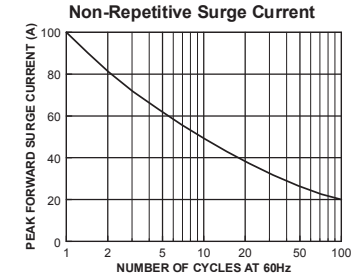
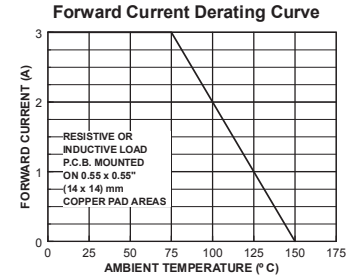
Parameter	Device								Units
	32	33	34	35	36	38	39	310	
Peak Repetitive Reverse Voltage	20	30	40	50	60	80	90	100	V
Maximum RMS Voltage	14	21	28	35	42	56	63	70	V
DC Reverse Voltage (Rated V _R)	20	30	40	50	60	80	90	100	V
Maximum Reverse Current T _A = 25°C	0.5								mA
@ rated V _R T _A = 100°C	20		10						mA
Maximum Forward Voltage @ 3.0 A	500		750		850				mV

SS32-S310

Surface Mount Schottky Barrier Rectifiers (continued)

SS32-S310

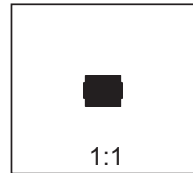
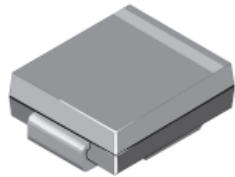
Typical Characteristics



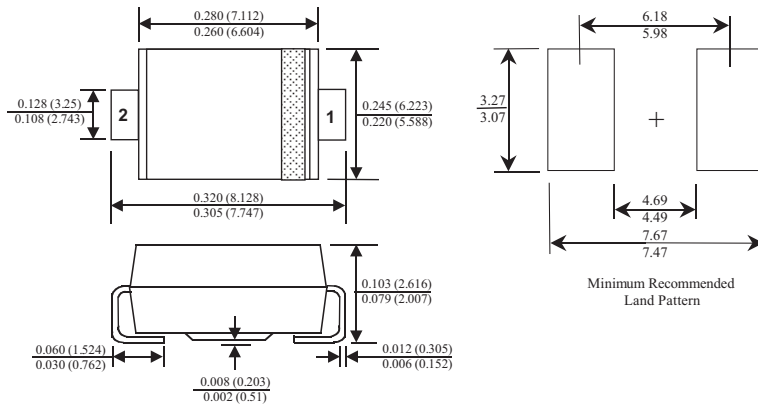
SMC/DO-214AB Package Dimensions



SMC/DO-214AB (FS PKG Code P7)



Scale 1:1 on letter size paper
 Dimensions shown below are in:
 inches [millimeters]
 Part Weight per unit (gram): 0.21



August 1999, Rev. A

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE ^x ™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E ² CMOS™	PowerTrench®	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FAST _r ™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	
HiSec™	SuperSOT™-8	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev. D

Gold Bonded



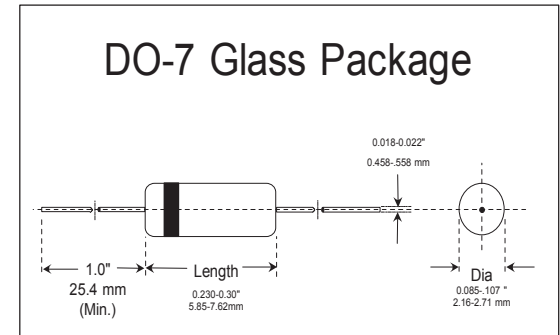
Germanium Diodes

Optimized for Radio Frequency Response

Can be used in many AM, FM and TV-IF applications, replacing point contact devices.

Applications

- AM/FM detectors
- Ratio detectors
- FM discriminators
- TV audio detectors
- RF input probes
- TV video detectors



Features

- Lower leakage current
- Flat junction capacitance
- High mechanical strength
- At least 1 million hours MTBF
- BKC's Sigma-Bond™ plating for problem free solderability

Absolute Maximum Ratings at $T_{amb} = 25^{\circ}C$

Parameter	Symbols	Min.	Max.	Units
Peak Inverse Voltage (Repetitive), Measured @ $I_R = 1 \text{ mA}$	PIV	**	65	Volts
Peak Forward Surge Current Non-Repetitive, $t = 1 \text{ Second}$	I_{FSM}		0.5	Amps
Peak Forward Surge Current Repetitive	I_{FSR}		200	mA
Average Rectified Forward Current	I_O		50	mA
Operating and Storage Temperatures	$T_{J \& STG}$	-55	+75	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics at $T_{amb} = 25^{\circ}C$

Parameter	Test Conditions	Symbols	Min.	Max.	Units
Forward Voltage Drop	$I_F = 5.0 \text{ mA}$	V_F		1.0	Volts
Reverse Leakage	$V_R = 10 \text{ Volts}$	I_R		30	μA
	$V_R = 50 \text{ Volts}$			500	μA
Breakdown Voltage	$I_r = 1.0 \text{ mA}$	PIV	65		Volts

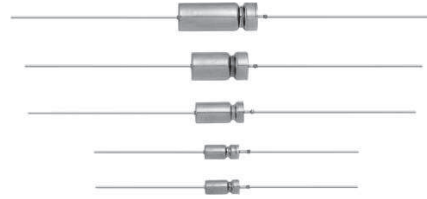
This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

Anexo 10:

Wet Tantalum HI-TMP® Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation



FEATURES

Vishay 134D HI-TMP® represents a major breakthrough in wet tantalum capacitor technology for high temperature (+ 200 °C) applications such as that seen in the petroleum exploration industry. Its unique design provides for the highest capacitance per unit volume. The design facilitates a doubling of capacitance when compared with conventional wet tantalum products.

The 134D is housed in an all tantalum, hermetically sealed case and is manufactured to withstand high stress and hazardous environments.

- Terminations: Axial, standard tin/lead (SnPb)
- 100 % tin (RoHS compliant) available
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC

Note

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply



RoHS+
COMPLIANT

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Operating Temperature: - 55 °C to + 85 °C (to + 200 °C with voltage derating)

Capacitance Tolerance: At 120 Hz, + 25 °C; ± 20 % standard; ± 10 %

DC Leakage Current (DCL Max.): At + 25 °C and above: Leakage current shall not exceed the values listed in the Standard Ratings tables.

Life Test: Capacitors are capable of withstanding a 500 h life test at a temperature of + 200 °C at the applicable derated DC working voltage.

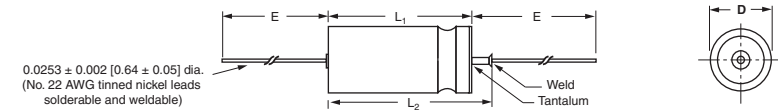
ORDERING INFORMATION

134D	227	X0	100	K	6	E3
TYPE	CAPACITANCE	CAPACITANCE TOLERANCE	DC VOLTAGE RATING AT + 85 °C	CASE CODE	STYLE NUMBER	RoHS COMPLIANT
This is expressed in picofarads. The first two digits are the significant figures. The third is the number of zeros to follow		X0 = ± 20 % X9 = ± 10 %	This is expressed in volts. To complete the three-digit block, zeros precede the voltage rating. A decimal point is indicated by an "R" (6R3 = 6.3 V)	See Ratings and Case Codes table	High temperature 8 = No outer insulating sleeve 6 = High temperature film insulation (above + 125 °C)	E3 = 100 % tin termination (RoHS compliant design) Blank = SnPb termination (standard design)

Note

- Packaging: The use of formed plastic trays for packaging this type of axial lead component is standard. Tape and reel is not recommended due to the unit weight.

DIMENSIONS in inches [millimeters]



CASE CODE		D	L ₁ (1)	L ₂ (Max.)	E	WEIGHT (g) (Max.)
TYPE 134D	CLR 79/81 EQUIV.					
C	T1	0.188 ± 0.016 [4.78 ± 0.41]	0.453 + 0.031/- 0.016 [11.51 + 0.79/- 0.41]	0.734 [18.64]	1.500 ± 0.250 [38.10 ± 6.35]	2.6
F	T2	0.281 ± 0.016 [7.14 ± 0.41]	0.641 + 0.031/- 0.016 [16.28 + 0.79/- 0.41]	0.922 [23.42]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	6.2
T	T3	0.375 ± 0.016 [9.53 ± 0.41]	0.766 + 0.031/- 0.016 [19.46 + 0.79/- 0.41]	1.047 [26.59]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	11.6
K	T4	0.375 ± 0.016 [9.53 ± 0.41]	1.062 + 0.031/- 0.016 [26.97 + 0.79/- 0.41]	1.343 [34.11]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	17.7

Note

(1) For insulated parts, add 0.015 inches [0.38 mm] to the diameter. The insulation shall lap over the ends of the capacitor body.

STANDARD RATINGS

CAPACITANCE AT 25 °C 120 Hz (µF)	CASE CODE	MAX. 120 Hz ESR (Ω)	MAX. DCL (µA) 25 °C 85 °C/125 °C	MAX. IMP., Z AT - 25 °C (Ω)	MAX. ΔCAP. (%) AT - 25 °C	TYP. IMP., Z AT - 55 °C (Ω)	TYP. ΔCAP. (%) AT - 55 °C	TYP. ΔCAP. (%) 85 °C 125 °C	AC RIPPLE 85 °C 40 kHz (mA) RMS	PART NUMBER		
50 V _{DC} AT 85 °C; 30 V _{DC} AT 125 °C; 30 V _{DC} AT 200 °C												
68	C	1.50	1	5	22	- 6	25	- 11	12	55	1400	134D686(1)050C(2)(3)
220	F	0.90	2	10	9	- 15	10	- 25	13	50	2300	134D227(1)050F(2)(3)
470	T	0.75	3	25	6	- 24	8	- 50	10	25	2650	134D477(1)050T(2)(3)
680	K	0.70	5	40	4	- 22	5	- 40	12	40	2900	134D687(1)050K(2)(3)
60 V _{DC} AT 85 °C; 40 V _{DC} AT 125 °C; 36 V _{DC} AT 200 °C												
47	C	2.00	1	5	34	- 8	40	- 20	8	12	1250	134D476(1)060C(2)(3)
150	F	1.10	2	10	13	- 11	15	- 25	10	30	2050	134D157(1)060F(2)(3)
390	T	0.90	3	25	7	- 27	10	- 50	10	25	2450	134D397(1)060T(2)(3)
560	K	0.80	5	40	5	- 21	6	- 40	12	40	2700	134D567(1)060K(2)(3)
75 V _{DC} AT 85 °C; 50 V _{DC} AT 125 °C; 45 V _{DC} AT 200 °C												
33	C	2.50	1	5	45	- 3.5	50	- 6	8	25	1100	134D336(1)075C(2)(3)
110	F	1.30	2	10	16	- 8	20	- 18	8	30	1900	134D117(1)075F(2)(3)
330	T	1.00	3	30	8	- 30	12	- 50	10	25	2300	134D337(1)075T(2)(3)
470	K	0.90	5	50	6	- 20	7	- 40	10	40	2550	134D477(1)075K(2)(3)
100 V _{DC} AT 85 °C; 65 V _{DC} AT 125 °C; 60 V _{DC} AT 200 °C												
15	C	3.50	1	5	95	- 2.5	100	- 4	8	25	950	134D156(1)100C(2)(3)
68	F	2.10	2	10	25	- 6	30	- 14	8	25	1500	134D686(1)100F(2)(3)
150	T	1.60	3	25	14	- 12	18	- 30	8	22	1800	134D157(1)100T(2)(3)
220	K	1.20	5	50	13	- 44	16	- 55	8	15	2200	134D227(1)100K(2)(3)
125 V _{DC} AT 85 °C; 85 V _{DC} AT 125 °C; 75 V _{DC} AT 200 °C												
10	C	5.50	1	5	145	- 2.5	150	- 4	8	20	750	134D106(1)125C(2)(3)
47	F	2.30	2	10	35	- 5	40	- 12	7	20	1450	134D476(1)125F(2)(3)
50	F	2.30	3	10	35	- 5	40	- 12	7	20	1450	134D506(1)125F(2)(3)
100	T	1.80	3	25	24	- 20	30	- 35	8	20	1700	134D107(1)125T(2)(3)
150	K	1.60	5	50	13	- 10	16	- 28	6	12	1900	134D157(1)125K(2)(3)

Note

- Part number definitions:
(1) Capacitance tolerance: K = 10 %, M = 20 %
(2) Style number: 8 = No film insulation, 6 = High temperature film insulation
(3) Termination: Blank = Standard tin/lead, E3 = RoHS compliant 100 % tin



EXTENDED RATINGS												
CAPACITANCE AT 25 °C 120 Hz (μF)	CASE CODE	MAX. 120 Hz ESR (Ω)	MAX. DCL (μA) 25 °C 85 °C/ 125 °C	MAX. IMP, Z AT - 25 °C (Ω)	MAX. ΔCAP. AT - 25 °C (%)	TYP. IMP, Z AT - 55 °C (Ω)	TYP. ΔCAP. AT - 55 °C (%)	TYP. ΔCAP. (%) 85 °C 125 °C	AC RIPPLE 85 °C 40 kHz (mA) RMS	PART NUMBER		
50 V _{DC} AT 85 °C; 30 V _{DC} AT 125 °C; 30 V _{DC} AT 200 °C												
C F T K												
60 V _{DC} AT 85 °C; 40 V _{DC} AT 125 °C; 36 V _{DC} AT 200 °C												
C F T K												
1000	K											
			<i>Preliminary rating</i>	<i>Contact marketing for information</i>								
75 V _{DC} AT 85 °C; 50 V _{DC} AT 125 °C; 45 V _{DC} AT 200 °C												
C F T K												
180	F	1.50	5	25		30	- 35	15	20	2000	134D187(1)075C(2)(3)	
			<i>Preliminary rating</i>	<i>Contact marketing for information</i>								
100 V _{DC} AT 85 °C; 65 V _{DC} AT 125 °C; 60 V _{DC} AT 200 °C												
C F T K												
220	T	1.60	5	30	15	- 40	15	- 45	10	15	1800	134D227(1)100T(2)(3)
400	K	0.70	10	120	5	- 15	15	- 55	10	15	3250	134D407(1)100K(2)(3)
125 V _{DC} AT 85 °C; 85 V _{DC} AT 125 °C; 75 V _{DC} AT 200 °C												
C F T K												

- Note**
- Part number definitions:
 - Capacitance tolerance: K = 10 %, M = 20 %
 - Style number: 8 = No film insulation, 6 = High temperature film insulation
 - Termination: Blank = Standard tin/lead, E3 = RoHS compliant 100 % tin



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify and hold Vishay and its distributors harmless from and against any and all claims, liabilities, expenses and damages arising or resulting in connection with such use or sale, including attorneys fees, even if such claim alleges that Vishay or its distributor was negligent regarding the design or manufacture of the part. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Anexo 11:

Tantalum Chip Capacitors

B45197-A, B45198-R

SpeedPower (Low ESR)



Construction

- Polar tantalum capacitors with solid electrolyte
- Flame-retardant plastic case (UL 94 V-0)
- Optionally tinned or gold-plated terminals

Features

- High volumetric efficiency
- Excellent solderability
- Stable temperature and frequency characteristics
- Low leakage current, low dissipation factor
- Low self-inductance
- High resistance to shock and vibration
- Suitable for use without series resistor
- Low ESR

Applications

- Telecommunications (e.g. mobile phones, private branch exchanges)
- Data processing (e.g. laptops, main frames)
- Measuring and control engineering
- Automotive electronics
- Medical engineering
- DC/DC converters

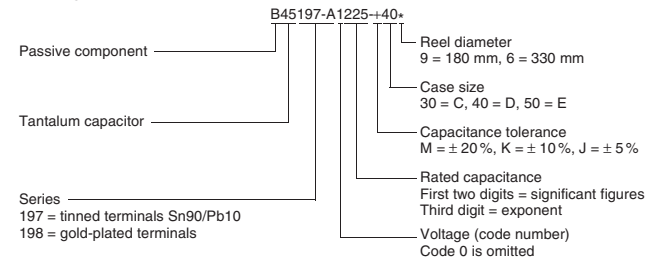
Soldering

Suitable for reflow soldering (IR and vapor phase) and wave soldering

Delivery mode

Taped and reeled in accordance with IEC 60286-3

Ordering code structure



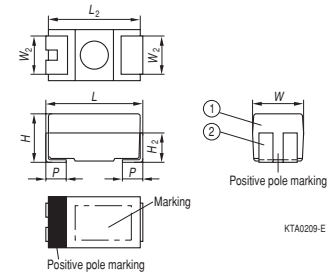
Specifications and characteristics in brief

For characteristic curves see page 73.

SpeedPower (Low ESR)	
Series	B45197-A B45198-R
Terminals	tinned gold-plated
Rated voltage V_R (up to 85 °C)	6,3 ... 50 Vdc
Rated capacitance C_R	3,3 ... 680 μ F
Capacitance tolerance	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$ $\pm 5\%$ (on request)
Failure rate	at 40 °C; $\leq V_R$, $R_S \geq 3 \Omega/V$ (1 fit = $1 \cdot 10^{-9}$ failures/h)
$C_R \cdot V_R \leq 330 \mu\text{F} \cdot \text{V}$	≤ 8 fit
$C_R \cdot V_R > 330 \mu\text{F} \cdot \text{V}$	≤ 12 fit/24 fit ¹⁾
$C_R \cdot V_R > 330 \mu\text{F} \cdot \text{V}$	≤ 24 fit (refer to series B4519-H, "HighCap")
Service life	> 500 000 h
Leakage current (V_R , 5 min, 20 °C)	10 nA/ μ C
ESR	100 ... 600 m Ω
Detail specification (tinned terminals)	CECC 30801-805
IEC climatic category	in accordance with IEC 60068-1 55/125/56 (-55/+125 °C; 56 days damp heat test)

1) HighCap types

Dimensional drawing

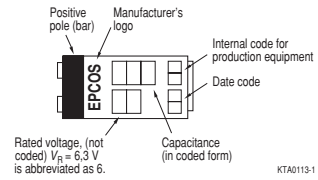


- ① Encapsulation: molded epoxy resin
- ② NiFe; surface Sn90/Pb10 or gold-plated

Case size	Dimensions in mm (inches)						
	L	W	H	L_2 typ.	$W_2 \pm 0,1$ $\pm(.004)$	H_2 typ.	$p \pm 0,3$ $\pm(.012)$
C (30)	6,0 \pm 0,3 (,236 \pm ,012)	3,2 \pm 0,3 (,126 \pm ,012)	2,5 \pm 0,3 (,098 \pm ,012)	5,8 (,228)	2,2 (,087)	1,5 (,059)	1,3 (,051)
D (40)	7,3 \pm 0,3 (,287 \pm ,012)	4,3 \pm 0,3 (,169 \pm ,012)	2,8 \pm 0,3 (,110 \pm ,012)	7,1 (,280)	2,4 (,094)	1,6 (,062)	1,3 (,051)
E (50)	7,3 \pm 0,3 (,287 \pm ,012)	4,3 \pm 0,3 (,169 \pm ,012)	4,1 \pm 0,3 (,157 \pm ,012)	7,1 (,280)	2,4 (,094)	1,6 (,062)	1,3 (,051)

Marking

Case sizes C, D, E



Capacitance coding

1st and 2nd digit	Capacitance in pF
3rd digit	Multiplier: 4 = 10 ⁴ pF 5 = 10 ⁵ pF 6 = 10 ⁶ pF 7 = 10 ⁷ pF

Date coding

Year	Month
K = 1998	1 = January
L = 1999	2 = February
M = 2000	3 = March
N = 2001	4 = April
P = 2002	5 = May
R = 2003	6 = June
	7 = July
	8 = August
	9 = September
	O = October
	N = November
	D = December

In addition to the year and month of manufacture, the stamp includes another two figures which internally allow us an assignment to concrete production equipment.

Overview of available types

Series	B45197-A, tinned terminals (Sn90/Pb10)						
	B45198-R, gold-plated terminals						
V _R (Vdc) up to 85 °C	6,3	10	16	20	25	35	50
C _R (μF) ¹⁾							
3,3						C	
4,7					C	D	D
6,8				C		D	E
10		C	C	C		D	E
15		C	C			D	E
22	C	C		D	D	E	E
33	C	C	C	D	D	E	E
47		C	D	C	D	D	E
68	D	C	D	C	D	E	E
100	C	D	C	D	E	E	
150	D	E	D	E	D	E	
220	D	E	D	E	E		
330	D	E	D	E			
470	D	E	E				
680	E						

■ Upon request

1) Additional ratings upon request

Technical data and ordering codes

V_R up to 85°C (up to 125°C)	C_R	Case size	$\tan \delta_{\max}$ (20°C, 120 Hz)	$I_{k, \max}$ (20°C, V_R , 5 min)	$ESR_{\max}^{(2)}$ (20°C, 100 kHz)	I_{ac} (20°C, 100 kHz)	Ordering code ¹⁾	
Vdc	μF			μA	mΩ	A	Tinned terminals (Sn90/Pb10)	
6,3 (4)	22	C	0,06	1,4	375	0,54	B45197-A1226+30*	
	33	C	0,06	2,1	350	0,56	B45197-A1336+30*	
	68	D	0,06	4,3	175	0,93	B45197-A1686+40*	
	100	C	0,08	6,3	150	0,86	B45197-A1107+30*	
	100	D	0,08	6,3	125	1,10	B45197-A1107+40*	
	150	D	0,08	9,5	100	1,22	B45197-A1157+40*	
	150	E	0,08	9,5	100	1,28	B45197-A1157+50*	
	220	D	0,08	14	100	1,22	B45197-A1227+40*	
	220	E	0,08	14	100	1,28	B45197-A1227+50*	
	330	D	0,12	21	100	1,22	B45197-A1337+40*	
	330	E	0,08	21	100	1,28	B45197-A1337+50*	
	470	D	0,15	30	150	1,0	B45197-A1477+40*	
	470	E	0,12	30	100	1,28	B45197-A1477+50*	
	680	E	0,15	43	100	1,28	B45197-A1687+50*	
	10 (6,3)	10	C	0,06	1,0	400	0,52	B45197-A2106+30*
		15	C	0,06	1,5	400	0,52	B45197-A2156+30*
22		C	0,06	2,2	375	0,54	B45197-A2226+30*	
33		C	0,06	2,3	375	0,54	B45197-A2336+30*	
47		C	0,06	4,7	300	0,61	B45197-A2476+30*	
47		D	0,06	4,7	200	0,87	B45197-A2476+40*	
68		C	0,06	6,8	250	0,66	B45197-A2686+30*	
68		D	0,06	6,8	150	1,00	B45197-A2686+40*	
100		C	0,08	10	250	0,66	B45197-A2107+30*	
100		D	0,08	10	100	1,22	B45197-A2107+40*	
100		E	0,08	10	100	1,28	B45197-A2107+50*	
150		D	0,08	15	100	1,22	B45197-A2157+40*	
150		E	0,08	15	100	1,28	B45197-A2157+50*	
220		D	0,10	22	100	1,22	B45197-A2227+40*	
220		E	0,08	22	100	1,28	B45197-A2227+50*	
330		D	0,12	33	150	1,0	B45197-A2337+40*	
330	E	0,10	33	100	1,28	B45197-A2337+50*		
470	E	0,12	47	100	1,28	B45197-A2477+50*		

Upon request

- 1) Replace 197-A by 198-R for gold-plated terminals
+ Code letter for capacitance tolerance: M = ± 20%, K = ± 10% (J = ± 5% upon request)
* Code number for reel diameter: 9 = 180 mm, 6 = 330 mm
2) Other values upon request

V_R up to 85°C (up to 125°C)	C_R	Case size	$\tan \delta_{\max}$ (20°C, 120 Hz)	$I_{k, \max}$ (20°C, V_R , 5 min)	$ESR_{\max}^{(2)}$ (20°C, 100 kHz)	I_{ac} (20°C, 100 kHz)	Ordering code ¹⁾	
Vdc	μF			μA	mΩ	A	Tinned terminals (Sn90/Pb10)	
16 (10)	10	C	0,06	1,6	450	0,49	B45197-A3106+30*	
	15	C	0,06	2,4	400	0,52	B45197-A3156+30*	
	33	C	0,06	5,3	300	0,61	B45197-A3336+30*	
	33	D	0,06	5,3	200	0,87	B45197-A3336+40*	
	47	C	0,06	7,5	300	0,61	B45197-A3476+30*	
	47	D	0,06	7,5	175	0,93	B45197-A3476+40*	
	68	C	0,06	11	250	0,66	B45197-A3686+30*	
	68	D	0,06	11	150	1,0	B45197-A3686+40*	
	68	E	0,06	11	150	1,05	B45197-A3686+50*	
	100	D	0,08	16	150	1,0	B45197-A3107+40*	
	100	E	0,08	16	100	1,28	B45197-A3107+50*	
	150	D	0,10	24	150	1,0	B45197-A3157+40*	
	150	E	0,08	24	100	1,28	B45197-A3157+50*	
	220	E	0,10	35	100	1,28	B45197-A3227+50*	
	20 (13)	6,8	C	0,06	1,4	475	0,48	B45197-A4685+30*
		10	C	0,06	2,0	450	0,49	B45197-A4106+30*
22		D	0,06	4,4	200	0,87	B45197-A4226+40*	
33		D	0,06	6,6	200	0,87	B45197-A4336+40*	
33		E	0,06	6,6	200	0,91	B45197-A4336+50*	
47		D	0,06	9,4	250	0,77	B45197-A4476+40*	
47		E	0,06	9,4	150	1,05	B45197-A4476+50*	
68		D	0,06	14	300	0,71	B45197-A4686+40*	
68		E	0,06	14	200	0,91	B45197-A4686+50*	
100		E	0,08	20	150	1,05	B45197-A4107+50*	

Upon request

- 1) Replace 197-A by 198-R for gold-plated terminals
+ Code letter for capacitance tolerance: M = ± 20%, K = ± 10% (J = ± 5% upon request)
* Code number for reel diameter: 9 = 180 mm, 6 = 330 mm
2) Other values upon request



V_R up to 85°C (up to 125°C) Vdc	C_R μF	Case size	$\tan \delta_{\max}$ (20°C, 120 Hz)	$I_{R, \max}$ (20°C, V_R , 5 min) μA	$ESR_{\max}^{2)}$ (20°C, 100 kHz) mΩ	I_{ac} (20°C, 100 kHz) A	Ordering code ¹⁾ Tinned terminals (Sn90/Pb10)
25 (16)	4,7	C	0,06	1,2	525	0,46	B45197-A5475+30*
	15	D	0,06	3,8	230	0,81	B45197-A5156+40*
	22	D	0,06	5,5	230	0,81	B45197-A5226+40*
	22	E	0,06	5,5	230	0,85	B45197-A5226+50*
	33	D	0,06	8,3	230	0,81	B45197-A5336+40*
	33	E	0,06	8,3	200	0,91	B45197-A5336+50*
	47	D	0,06	12	250	0,77	B45197-A5476+40*
	47	E	0,06	12	200	0,91	B45197-A5476+50*
35 (23)	3,3	C	0,06	1,2	550	0,45	B45197-A6335+30*
	4,7	D	0,06	1,6	300	0,71	B45197-A6475+40*
	6,8	D	0,06	2,4	300	0,71	B45197-A6685+40*
	6,8	E	0,06	2,4	300	0,74	B45197-A6685+50*
	10	D	0,06	3,5	260	0,76	B45197-A6106+40*
	10	E	0,06	3,5	260	0,80	B45197-A6106+50*
	15	D	0,06	5,3	260	0,76	B45197-A6156+40*
	15	E	0,06	5,3	260	0,80	B45197-A6156+50*
	22	E	0,06	7,7	260	0,80	B45197-A6226+50*
	33	E	0,06	12	260	0,80	B45197-A6336+50*
50 (33)	4,7	D	0,06	2,4	300	0,71	B45197-A7475+40*
	6,8	E	0,06	3,4	300	0,74	B45197-A7685+50*
	10	E	0,06	5,0	300	0,74	B45197-A7106+50*

■ Upon request

- 1) Replace 197-A by 198-R for gold-plated terminals
 + Code letter for capacitance tolerance: M = ± 20%, K = ± 10% (J = ± 5% upon request)
 * Code number for reel diameter: 9 = 180 mm, 6 = 330 mm
 2) Other values upon request

Herausgegeben von EPCOS AG

Marketing Kommunikation, Postfach 80 17 09, 81617 München, DEUTSCHLAND

© EPCOS AG 2000. Alle Rechte vorbehalten. Vervielfältigung, Veröffentlichung, Verbreitung und Verwertung dieser Broschüre und ihres Inhalts ohne ausdrückliche Genehmigung der EPCOS AG nicht gestattet.

Mit den Angaben in dieser Broschüre werden die Bauelemente spezifiziert, keine Eigenschaften zugesichert. Bestellungen unterliegen den vom ZVEI empfohlenen Allgemeinen Lieferbedingungen für Erzeugnisse und Leistungen der Elektroindustrie, soweit nichts anderes vereinbart wird.

Diese Broschüre ersetzt die vorige Ausgabe.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Vertrieb der EPCOS AG oder an unsere Vertriebsgesellschaften im Ausland.

Bauelemente können aufgrund technischer Erfordernisse Gefahrstoffe enthalten. Auskünfte darüber bitten wir unter Angabe des betreffenden Typs ebenfalls über die zuständige Vertriebsgesellschaft einzuholen.

Published by EPCOS AG

Marketing Communications, P.O. Box 80 17 09, 81617 Munich, GERMANY

© EPCOS AG 2000. All Rights Reserved. Reproduction, publication and dissemination of this brochure and the information contained therein without EPCOS' prior express consent is prohibited.

The information contained in this brochure describes the type of component and shall not be considered as guaranteed characteristics. Purchase orders are subject to the General Conditions for the Supply of Products and Services of the Electrical and Electronics Industry recommended by the ZVEI (German Electrical and Electronic Manufacturers' Association), unless otherwise agreed.

This brochure replaces the previous edition.

For questions on technology, prices and delivery please contact the Sales Offices of EPCOS AG or the international Representatives.

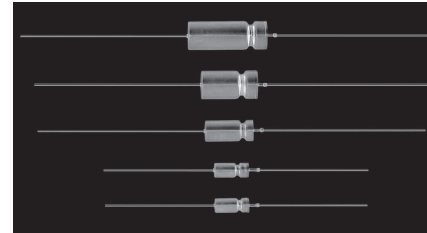
Due to technical requirements components may contain dangerous substances. For information on the type in question please also contact one of our Sales Offices.

135D

Vishay



Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation



FEATURES

- Terminations: standard tin/lead (SnPb), 100 % tin (RoHS compliant) available
- Standard and extended ratings
- Model 135D tantalum-case electrolytic capacitors incorporate the advantages of all the varieties of electrolytic capacitors and eliminate most of the disadvantages. These units have a 3 V reverse voltage capability at + 85 °C and a higher ripple current capability than any other electrolytic type with similar combinations of capacitance and case size.
- Designed for the aerospace applications, this capacitor was developed under partial sponsorship of the Marshall Space Flight Center, National Aeronautics and Space Administration. The capacitors have a high resistance to damage from shock and vibration. Extended range ratings and high temperature designs are available.
- Model 135D capacitors are commercial equivalents of Tansitor Style; AQ, AR, HAQ, HAR, Mallory-NACC Style; TLT, TXT, THT, THX and Military Style CLR79 and CLR81, designed to meet the performance requirements of Military Specification MIL-PRF-39006/22/25. Capacitors to meet MIL-PRF- 39006/22/25 should be ordered by part numbers shown in that specification.
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC



RoHS*
COMPLIANT

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Operating Temperature: - 55 °C to + 85 °C
(To + 200 °C with voltage derating)

Capacitance Tolerance: At 120 Hz, + 25 °C. ± 20 % standard. ± 10 %, ± 5 % available as special.

DC Leakage Current (DCL Max.): At + 25 °C and above: Leakage current shall not exceed the values listed in the Standard Ratings Tables.

Life Test: Capacitors are capable of withstanding a 2000 h life test at a temperature of + 85 °C or + 125 °C at the applicable rated DC working voltage.

Following life test:

1. DCL, measured at + 85 °C rated voltage, shall not be in excess of the original requirement.
2. The equivalent series resistance shall not exceed 150 % of the initial requirement.
3. Change in capacitance shall not exceed 10 % from the initial measurement.

ORDERING INFORMATION

135D	306	X0	006	C	2	E3
MODEL	CAPACITANCE	CAPACITANCE TOLERANCE	DC VOLTAGE RATING AT + 85 °C	CASE CODE	STYLE NUMBER	RoHS COMPLIANT
	This is expressed in picofarads. The first two digits are the significant figures. The third is the number of zeros to follow	X0 = ± 20 % X9 = ± 10 % X5 = ± 5 %	This is expressed in volts. To complete the three-digit block, zeros precede the voltage rating. A decimal point is indicated by an "R" (6R3 = 6.3 V)	See Ratings and Case Codes Table	Std. temperature (max. + 125 °C) 0 = No insulating sleeve 2 = Polyester insulation sleeve 3 = High temperature film insulation High temperature (max. + 200 °C) 6 = High temperature film insulation 8 = No insulating sleeve	E3 = 100 % tin termination (RoHS compliant design) Blank = SnPb termination (standard design)

Note

Packaging: The use of formed plastic trays for packaging these axial lead components is standard. Tape and reel is not recommended due to the unit weight.

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply



Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum
Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation

135D
Vishay

DIMENSIONS in inches [millimeters]						
CASE CODE	D	L ₁	L ₂ (Max.)	E	WEIGHT (g) (Max.)	
TYPE 135D	DCLR 79/81 EQUIV.					
C	T1	0.188 ± 0.016 [4.78 ± 0.41]	0.453 + 0.031 - 0.016 [11.51 + 0.79 - 0.41]	0.734 [18.64]	1.500 ± 0.250 [38.10 ± 6.35]	2.6
F	T2	0.281 ± 0.016 [7.14 ± 0.41]	0.641 + 0.031 - 0.016 [16.28 + 0.79 - 0.41]	0.922 [23.42]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	6.2
T	T3	0.375 ± 0.016 [9.53 ± 0.41]	0.766 + 0.031 - 0.016 [19.46 + 0.79 - 0.41]	1.047 [26.59]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	11.6
K	T4	0.375 ± 0.016 [9.53 ± 0.41]	1.062 + 0.031 - 0.016 [26.97 + 0.79 - 0.41]	1.343 [34.11]	2.250 ± 0.250 [57.15 ± 6.35]	17.7

Note
* For insulated parts, add 0.015" [0.38] to the diameter. The insulation shall lap over the ends of the capacitor body.

STANDARD RATINGS							
CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR at +25 °C 120 Hz	MAX. IMP. at -55 °C 120 Hz	MAX. DCL (µA) at +25 °C +85 °C +125 °C	MAX. CAPACITANCE CHANGE (%) at +25 °C +85 °C +125 °C	MAX. RIPPLE 40 kHz I _{rms}
6 WVDC at +85 °C ... 4 WVDC at +125 °C ... 3.6 WVDC at +200 °C							
30	C	135D306X0006C2	4.0	100	1.0	2.0 -40 +10.5 +12	820
68	C	135D686X0006C2	3.2	60	1.0	2.0 -40 +14 +16	960
140	F	135D147X0006F2	2.0	40	1.0	3.0 -40 +14 +16	1200
270	F	135D277X0006F2	2.2	25	1.0	6.5 -44 +17.5 +20	1375
330	T	135D337X0006T2	1.4	20	2.0	7.9 -44 +14 +16	1800
560	T	135D567X0006T2	1.3	25	2.0	13.0 -64 +17.5 +20	1900
1200	K	135D128X0006K2	1.0	20	3.0	14.0 -80 +25 +25	2265
8 WVDC at +85 °C ... 5 WVDC at +125 °C ... 4.8 WVDC at +200 °C							
25	C	135D256X0008C2	4.0	100	1.0	2.0 -40 +10.5 +12	820
56	C	135D566X0008C2	3.3	59	1.0	2.0 -40 +14 +16	900
120	F	135D127X0008F2	2.6	50	1.0	2.0 -44 +17.5 +20	1230
220	F	135D227X0008F2	2.4	30	1.0	7.0 -44 +17.5 +20	1370
290	T	135D297X0008T2	1.8	25	2.0	6.0 -64 +17.5 +20	1770
430	T	135D437X0008T2	1.4	25	2.0	14.0 -64 +17.5 +20	1825
850	K	135D857X0008K2	1.0	22	4.0	16.0 -80 +25 +25	2330
10 WVDC at +85 °C ... 7 WVDC at +125 °C ... 6 WVDC at +200 °C							
20	C	135D206X0010C2	4.0	120	1.0	2.0 -32 +10.5 +12	820
47	C	135D476X0010C2	3.7	90	1.0	2.0 -36 +14 +16	855
100	F	135D107X0010F2	2.4	60	1.0	4.0 -36 +14 +16	1200
180	F	135D187X0010F2	2.2	40	1.0	7.0 -36 +14 +16	1365
250	T	135D257X0010T2	1.8	30	2.0	10.0 -40 +14 +16	1720
390	T	135D397X0010T2	1.5	25	2.0	16.0 -64 +17.5 +20	1800
750	K	135D757X0010K2	1.0	23	4.0	16.0 -80 +25 +25	2360
15 WVDC at +85 °C ... 10 WVDC at +125 °C ... 9 WVDC at +200 °C							
15	C	135D156X0015C2	4.4	155	1.0	2.0 -24 +10.5 +12	780
33	C	135D336X0015C2	4.0	90	1.0	2.0 -28 +14 +16	820
70	F	135D706X0015F2	2.8	75	1.0	4.0 -28 +14 +16	1150
120	F	135D127X0015F2	2.6	50	1.0	7.0 -28 +17.5 +20	1450
170	T	135D177X0015T2	2.4	35	2.0	10.0 -32 +14 +16	1480
270	T	135D277X0015T2	2.2	30	2.0	16.0 -56 +17.5 +20	1740
540	K	135D547X0015K2	1.0	23	6.0	24.0 -80 +25 +25	2330

Note
(1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyesterfilm insulation, and tin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.

135D
Vishay

Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum
Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation



STANDARD RATINGS									
CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR at +25 °C 120 Hz	MAX. IMP. at -55 °C 120 Hz	MAX. DCL (µA) at +25 °C +85 °C +125 °C	MAX. CAPACITANCE CHANGE (%) at +25 °C +85 °C +125 °C	MAX. RIPPLE 40 kHz rms		
25 WVDC at +85 °C ... 15 WVDC at +125 °C ... 12 WVDC at +200 °C									
10	C	135D106X0025C2	5.3	220	1.0	2.0 -16 +8 +9	715		
22	C	135D226X0025C2	4.2	140	1.0	2.0 -20 +10.5 +12	800		
50	F	135D506X0025F2	3.0	70	1.0	2.0 -28 +13 +15	1130		
100	F	135D107X0025F2	2.8	50	1.0	10.0 -28 +13 +15	1435		
120	T	135D127X0025T2	2.6	38	2.0	6.0 -32 +13 +15	1450		
180	T	135D187X0025T2	2.2	32	2.0	18.0 -48 +13 +15	1525		
350	K	135D357X0025K2	1.3	24	7.0	28.0 -70 +25 +25	1970		
30 WVDC at +85 °C ... 20 WVDC at +125 °C ... 18 WVDC at +200 °C									
8	C	135D805X0030C2	6.6	275	1.0	2.0 -16 +8 +12	640		
15	C	135D156X0030C2	6.2	175	1.0	2.0 -20 +10.5 +12	780		
22	F	135D226X0030F2	4.6	95	1.0	5.0 -20 +10.5 +12	1005		
40	F	135D406X0030F2	4.0	65	1.0	5.0 -24 +10.5 +12	1120		
68	F	135D686X0030F2	2.9	60	1.0	8.0 -24 +13 +15	1285		
100	T	135D107X0030T2	2.7	40	2.0	12.0 -28 +10.5 +12	1450		
150	T	135D157X0030T2	2.3	35	2.0	18.0 -48 +13 +15	1525		
300	K	135D307X0030K2	1.4	25	8.0	32.0 -60 +25 +25	1950		
35 WVDC at +85 °C ... 22 WVDC at +125 °C ... 21 WVDC at +200 °C									
15	C	135D156X0035C2	6.2	175	0.75	1.5 -20 +10.5 +12	660		
68	F	135D686X0035F2	2.9	60	1.0	2.0 -24 +13 +15	1195		
270	K	135D277X0035K2	1.4	26	3.0	12.0 -58 +25 +25	1950		
50 WVDC at +85 °C ... 30 WVDC at +125 °C ... 30 WVDC at +200 °C									
5	C	135D505X0050C2	8.0	400	1.0	2.0 -16 +5 +6	580		
10	C	135D106X0050C2	6.4	250	1.0	2.0 -24 +8 +9	715		
25	F	135D256X0050F2	4.6	95	1.0	5.0 -20 +10.5 +12	1005		
47	F	135D476X0050F2	3.7	70	1.0	9.0 -28 +13 +15	1155		
60	T	135D606X0050T2	2.9	45	2.0	12.0 -16 +10.5 +12	1335		
82	T	135D826X0050T2	2.5	45	2.0	16.0 -32 +13 +15	1400		
160	K	135D167X0050K2	1.5	27	8.0	32.0 -50 +25 +25	1900		
60 WVDC at +85 °C ... 40 WVDC at +125 °C ... 36 WVDC at +200 °C									
4	C	135D405X0060C2	9.3	550	1.0	2.0 -16 +5 +6	525		
8.2	C	135D825X0060C2	6.6	275	1.0	2.0 -24 +8 +9	625		
20	F	135D206X0060F2	4.7	105	1.0	5.0 -16 +8 +9	930		
39	F	135D396X0060F2	3.4	90	1.0	9.0 -28 +10.5 +15	1110		
50	T	135D506X0060T2	2.9	50	2.0	12.0 -16 +10.5 +12	1330		
68	T	135D686X0060T2	2.5	50	2.0	16.0 -32 +10.5 +15	1365		
140	K	135D147X0060K2	1.5	28	8.0	32.0 -40 +20 +20	1850		
75 WVDC at +85 °C ... 50 WVDC at +125 °C ... 45 WVDC at +200 °C									
3.5	C	135D355X0075C2	9.5	650	1.0	2.0 -16 +5 +6	525		
6.8	C	135D685X0075C2	6.8	300	1.0	2.0 -20 +8 +9	610		
15	F	135D156X0075F2	5.3	150	1.0	5.0 -16 +8 +9	890		
33	F	135D336X0075F2	4.2	90	1.0	10.0 -24 +10.5 +15	1000		
40	T	135D406X0075T2	3.0	60	2.0	12.0 -16 +10.5 +12	1250		
56	T	135D566X0075T2	2.6	60	2.0	17.0 -28 +10.5 +15	1335		
110	K	135D117X0075K2	1.5	29	9.0	36.0 -35 +20 +20	1850		

Note
(1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyesterfilm insulation, and tin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.



Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum
Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation

135D
Vishay

STANDARD RATINGS											
CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR at		MAX. IMP. at		MAX. DCL (µA) at		MAX. CAPACITANCE CHANGE (%) at		MAX. RIPPLE 40 kHz rms
			+ 25 °C 120 Hz	- 55 °C 120 Hz	+ 25 °C	+ 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C + 125 °C	
100 WVDC at + 85 °C ... 65 WVDC at + 125 °C ... 60 WVDC at + 200 °C											
2.5	C	135D255X0100C2	10.6	950	1.0	2.0	- 16	+ 7	+ 8	505	
4.7	C	135D475X0100C2	8.5	500	1.0	2.0	- 16	+ 7	+ 8	565	
11	F	135D116X0100F2	6.0	200	1.0	4.0	- 16	+ 7	+ 8	835	
22	F	135D226X0100F2	4.8	100	1.0	9.0	- 16	+ 7	+ 8	965	
30	T	135D306X0100T2	3.3	80	2.0	12.0	- 16	+ 7	+ 8	1240	
43	T	135D436X0100T2	2.6	70	2.0	17.0	- 20	+ 7	+ 8	1335	
82	K	135D826X0100K2	1.6	39	3.0	24	- 24	+ 18	+ 18	1860	
86	K	135D866X0100K2	1.6	30	9.0	36.0	- 25	+ 15	+ 15	1800	
125 WVDC at + 85 °C ... 85 WVDC at + 125 °C ... 75 WVDC at + 200 °C											
1.7	C	135D175X0125C2	15.6	1250	1.0	2.0	- 16	+ 7	+ 8	415	
3.6	C	135D365X0125C2	10.0	600	1.0	2.0	- 16	+ 7	+ 8	520	
9	F	135D905X0125F2	7.4	240	1.0	5.0	- 16	+ 7	+ 8	755	
14	F	135D146X0125F2	5.7	167	1.0	7.0	- 16	+ 7	+ 8	860	
18	T	135D186X0125T2	3.7	129	2.0	9.0	- 16	+ 7	+ 8	1130	
25	T	135D256X0125T2	3.2	93	2.0	13.0	- 16	+ 7	+ 8	1200	
56	K	135D566X0125K2	1.6	32	10.0	40.0	- 25	+ 15	+ 15	1800	

Note
(1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyesterfilm insulation, and tin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.

EXTENDED RATINGS											
CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR at		MAX. IMP. at		MAX. DCL (µA) at		MAX. CAPACITANCE CHANGE (%) at		MAX. RIPPLE 40 kHz rms
			+ 25 °C 120 Hz	- 55 °C 120 Hz	+ 25 °C	+ 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C + 125 °C	
6 WVDC at + 85 °C ... 4 WVDC at + 125 °C ... 3.6 WVDC at + 200 °C											
220	C	135D227X0006C2	3.0	36	2	9	- 64	+ 13	+ 16	1000	
560	F	135D567X0006F2	2.5	21	3	9	- 77	+ 16	+ 20	1500	
820	F	135D827X0006F2	2.5	18	3	14	- 88	+ 16	+ 20	1500	
1200	T	135D128X0006T2	1.5	18	5	18	- 88	+ 20	+ 25	1900	
1500	T	135D158X0006T2	1.5	18	5	20	- 90	+ 20	+ 25	1900	
2200	K	135D228X0006K2	1.0	13	6	24	- 90	+ 25	+ 30	2300	
8 WVDC at + 85 °C ... 5 WVDC at + 125 °C ... 4.8 WVDC at + 200 °C											
180	C	135D187X0008C2	3.0	45	2	9	- 60	+ 13	+ 16	1000	
680	F	135D687X0008F2	2.5	22	3	14	- 83	+ 16	+ 20	1500	
1500	T	135D158X0008T2	1.5	18	5	20	- 90	+ 20	+ 25	1900	
1800	K	135D188X0008K2	1.0	14	7	25	- 90	+ 25	+ 30	2300	
10 WVDC at + 85 °C ... 7 WVDC at + 125 °C ... 6 WVDC at + 200 °C											
120	C	135D127X0010C2	3.2	54	2	6	- 40	+ 14	+ 16	900	
150	C	135D157X0010C2	3.0	54	2	9	- 55	+ 13	+ 16	900	
390	F	135D397X0010F2	2.5	27	3	9	- 66	+ 16	+ 20	1450	
560	F	135D567X0010F2	2.5	27	3	16	- 77	+ 16	+ 20	1450	
1200	T	135D128X0010T2	1.5	18	5	20	- 88	+ 20	+ 25	1850	
1500	K	135D158X0010K2	1.0	15	7	25	- 88	+ 25	+ 30	2300	

Note
(1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyesterfilm insulation, and tin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.

135D
Vishay

Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum
Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation



EXTENDED RATINGS											
CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR at		MAX. IMP. at		MAX. DCL (µA) at		MAX. CAPACITANCE CHANGE (%) at		MAX. RIPPLE 40 kHz rms
			+ 25 °C 120 Hz	- 55 °C 120 Hz	+ 25 °C	+ 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C + 125 °C	
15 WVDC at + 85 °C ... 10 WVDC at + 125 °C ... 9 WVDC at + 200 °C											
82	C	135D826X0015C2	3.9	72	2	6	- 35	+ 12	+ 16	900	
100	C	135D107X0015C2	3.9	72	2	9	- 44	+ 13	+ 16	900	
270	F	135D277X0015F2	2.5	31	3	9	- 62	+ 16	+ 15	1450	
390	F	135D397X0015F2	2.5	31	3	16	- 66	+ 16	+ 20	1450	
680	T	135D687X0015T2	1.8	22	6	18	- 74	+ 20	+ 25	1800	
820	T	135D827X0015T2	1.8	22	6	24	- 77	+ 20	+ 25	1800	
1000	K	135D108X0015K2	1.2	17	8	32	- 77	+ 25	+ 30	2330	
25 WVDC at + 85 °C ... 15 WVDC at + 125 °C ... 12 WVDC at + 200 °C											
47	C	135D476X0025C2	5.2	100	2	6	- 23	+ 12	+ 15	800	
56	C	135D566X0025C2	4.3	90	2	6	- 25	+ 12	+ 15	850	
68	C	135D686X0025C2	4.3	90	2	9	- 40	+ 12	+ 15	850	
180	F	135D187X0025F2	2.7	33	3	9	- 54	+ 13	+ 15	1400	
270	F	135D277X0025F2	2.7	33	3	16	- 62	+ 13	+ 16	1400	
390	T	135D397X0025T2	1.8	25	6	18	- 55	+ 18	+ 25	1500	
470	T	135D477X0025T2	1.8	24	6	18	- 65	+ 18	+ 25	1750	
560	T	135D567X0025T2	1.8	24	7	28	- 72	+ 20	+ 25	1750	
680	K	135D687X0025K2	1.2	19	8	32	- 72	+ 25	+ 30	2100	
30 WVDC at + 85 °C ... 20 WVDC at + 125 °C ... 18 WVDC at + 200 °C											
47	C	135D476X0030C2	5.2	100	2	6	- 23	+ 12	+ 15	800	
56	C	135D566X0030C2	5.2	100	2	9	- 38	+ 12	+ 15	800	
150	F	135D157X0030F2	2.5	36	3	9	- 42	+ 13	+ 15	1200	
220	F	135D227X0030F2	2.5	36	3	16	- 60	+ 13	+ 16	1200	
390	T	135D397X0030T2	1.8	25	6	18	- 55	+ 18	+ 25	1500	
470	T	135D477X0030T2	1.8	25	8	32	- 65	+ 20	+ 25	1500	
560	K	135D567X0030K2	1.3	20	9	36	- 65	+ 25	+ 30	2000	
35 WVDC at + 85 °C ... 22 WVDC at + 125 °C ... 21 WVDC at + 200 °C											
39	C	135D396X0035C2	4.1	61	2	6	- 22	+ 12	+ 14	820	
120	F	135D127X0035F2	2.5	31	3	10	- 40	+ 13	+ 15	1315	
330	T	135D337X0035T2	1.8	20	6	18	- 50	+ 16	+ 25	1640	
370	K	135D377X0035K2	1.3	15	9	36	- 60	+ 25	+ 30	2040	
40 WVDC at + 85 °C ... 25 WVDC at + 125 °C ... 20 WVDC at + 200 °C											
39	C	135D396X0040C2	4.1	61	2	6	- 22	+ 12	+ 14	820	
50 WVDC at + 85 °C ... 30 WVDC at + 125 °C ... 30 WVDC at + 200 °C											
33	C	135D336X0050C2	5.0	135	2	9	- 29	+ 10	+ 12	700	
100	F	135D107X0050F2	2.8	49	4	12	- 36	+ 13	+ 15	1200	
120	F	135D127X0050F2	2.5	49	4	24	- 42	+ 12	+ 15	1200	
270	T	135D277X0050T2	2.0	30	8	32	- 46	+ 20	+ 25	1450	
330	K	135D337X0050K2	1.5	30	9	36	- 46	+ 25	+ 30	1900	
60 WVDC at + 85 °C ... 40 WVDC at + 125 °C ... 36 WVDC at + 200 °C											
18	C	135C186X0060C2	7.0	160	2	12	- 20	+ 7	+ 8	700	
27	C	135D276X0060C2	5.0	144	3	12	- 24	+ 10	+ 12	700	
82	F	135D826X0060F2	2.9	54	4	16	- 30	+ 15	+ 15	1100	
100	F	135D107X0060F2	2.5	54	4	20	- 36	+ 12	+ 15	1100	
220	T	135D227X0060T2	1.8	29	8	32	- 40	+ 16	+ 20	1400	
270	K	135D277X0060K2	1.4	23	9	36	- 45	+ 20	+ 25	1850	
330	K	135D337X0060K2	1.3	31	10	40	- 72	+ 25	+ 25	1850	

Note
(1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyesterfilm insulation, and tin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.



Wet Tantalum Capacitors Tantalum-Case with Glass-to-Tantalum
Hermetic Seal for - 55 °C to + 200 °C Operation

135D
Vishay



Legal Disclaimer Notice
Vishay

EXTENDED RATINGS

CAPACITANCE (µF)	CASE CODE	PART NUMBER (1)	MAX. ESR	MAX. IMP.	MAX. DCL (µA)		MAX. CAPACITANCE CHANGE			MAX. RIPPLE 40 kHz rms
			at + 25 °C 120 Hz	at - 55 °C 120 Hz	at + 25 °C	at + 85 °C + 125 °C	- 55 °C	+ 85 °C	+ 125 °C	
63 WVDC at + 85 °C . . . 40 WVDC at + 125 °C . . . 31 WVDC at + 200 °C										
10	C	135D106X0063C2	5.3	250	1.0	2.0	- 20	+ 8	+ 9	715
100	F	135D107X0063F2	2.5	54	2	12	- 36	+ 12	+ 15	1100
75 WVDC at + 85 °C . . . 50 WVDC at + 125 °C . . . 45 WVDC at + 200 °C										
12	C	135D126X0075C2	5.1	157	3	12	- 19	+ 10	+ 12	600
22	C	135D226X0075C2	5.1	157	3	12	- 19	+ 10	+ 12	600
68	F	135D686X0075F2	3.0	63	4	16	- 25	+ 12	+ 15	1000
82	F	135D826X0075F2	2.5	63	4	24	- 30	+ 12	+ 15	1000
180	T	135D187X0075T2	2.2	30	9	36	- 35	+ 16	+ 20	1300
220	K	135D227X0075K2	1.8	24	10	40	- 40	+ 20	+ 25	1800
300	K	135D307X0075K2	1.8	32	12	48	- 60	+ 22	+ 22	2000
100 WVDC at + 85 °C . . . 65 WVDC at + 125 °C . . . 60 WVDC at + 200 °C										
10	C	135D106X0100C2	5.9	200	3	12	- 17	+ 10	+ 12	800
39	F	135D396X0100F2	3.5	80	5	24	- 20	+ 12	+ 15	1300
68	T	135D686X0100T2	2.2	40	10	40	- 30	+ 14	+ 16	1600
120	K	135D127X0100K2	2.7	30	12	48	- 35	+ 15	+ 17	2000
125 WVDC at + 85 °C . . . 85 WVDC at + 125 °C . . . 75 WVDC at + 200 °C										
6.8	C	135D685X0125C2	11.7	300	3	12	- 14	+ 10	+ 12	700
27	F	135D276X0125F2	3.5	90	5	24	- 18	+ 12	+ 15	1200
47	T	135D476X0125T2	2.2	50	10	40	- 26	+ 14	+ 16	1500
68	K	135D686X0125K2	2.2	32	11	44	- 28	+ 15	+ 16	1850
82	K	135D826X0125K2	2.8	32	12	48	- 30	+ 15	+ 17	1900

Note
(1) Part Numbers are for units with ± 20 % capacitance tolerance, standard + 125 °C maximum temperature, standard polyesterfilm insulation, and tin-lead terminations. For other capacitance tolerances, other maximum temperatures, insulation and termination options, please consult ORDERING INFORMATION on page 1 for proper part number.

Disclaimer

All product specifications and data are subject to change without notice.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained herein or in any other disclosure relating to any product.

Vishay disclaims any and all liability arising out of the use or application of any product described herein or of any information provided herein to the maximum extent permitted by law. The product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein, which apply to these products.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay.

The products shown herein are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications unless otherwise expressly indicated. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so entirely at their own risk and agree to fully indemnify Vishay for any damages arising or resulting from such use or sale. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Anexo 13:



Power line chokes

I core chokes
500 V AC, 6 ... 95 A, 0.015 ... 5 mH

Series/Type: B82506W

Date: June 2008

Rated voltage 500 V AC/600 V DC
 Rated current 6 A to 95 A
 Rated inductance 0.015 mH to 5 mH

Construction

- I core choke
- Rectangular plastic case
- Resin potting

Features

- Low power dissipation
- Suppression of broadband interference
- Compact design
- Suitable for wave soldering
- Design complies with EN 60938-2 (VDE 0565-2)
- RoHS-compatible

Applications

- Suppression of symmetrical and asymmetrical interference
- High-performance power supplies
- Industrial applications

Terminals

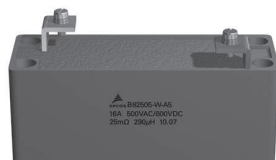
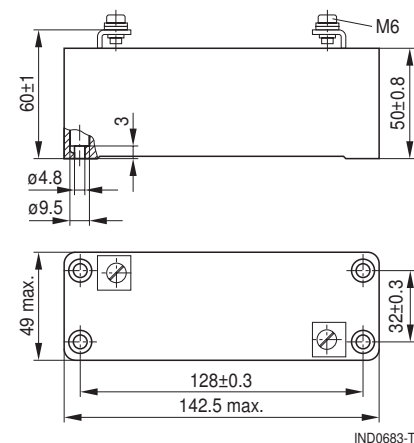
Screw terminals M6

Marking

Ordering code, rated inductance, rated voltage, rated current, DC resistance, manufacturer, date of manufacture (MM.YY)

Delivery mode

Cardboard box


Dimensional drawing


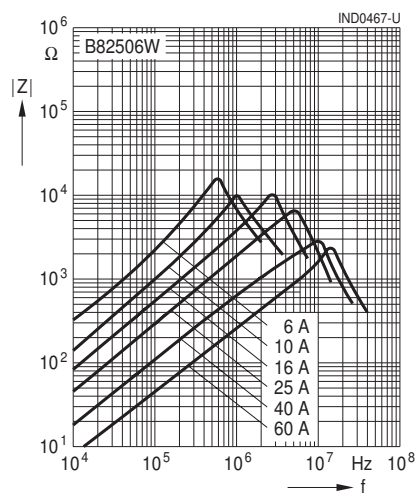
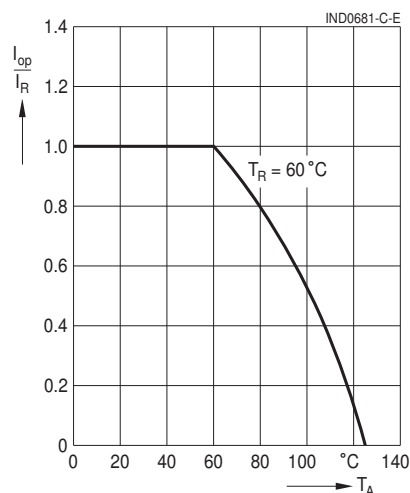
Dimensions in mm

Technical data and measuring conditions

Rated voltage V_R	500 V AC (50/60 Hz) / 600 V DC During operation between winding and metal parts (VDE 0565-2).
Test voltage V_{test}	2800 V AC, 2 s (winding/core) 2800 V AC, 2 s (winding/case)
Rated temperature T_R	60 °C
Rated current I_R	Referred to 50 Hz and rated temperature
Permissible operating current at 400 Hz	$0.6 \cdot I_R$
Rated inductance L_R	Measured with Agilent 4284A at 0.1 mA, 20 °C Measuring frequency: $L_R \leq 1 \text{ mH} = 100 \text{ kHz}$ $L_R > 1 \text{ mH} = 10 \text{ kHz}$
Inductance tolerance	±20% at 20 °C
DC resistance R_{typ}	Measured at 20 °C, typical values
Storage conditions (packaged)	-25 °C ... +40 °C, ≤ 75% RH
Climatic category	40/125/56 (to IEC 60068-1)
Weight	Approx. 900 ... 1250 g

Characteristics and ordering codes

I_R A	L_R mH	R_{typ} Ω	Ordering code
6	5.0	0.350	On request
10	2.5	0.125	B82506W0000A004
16	1.5	0.050	B82506W0000A005
25	0.5	0.020	B82506W0000A006
40	0.2	0.008	B82506W0000A007
60	0.08	0.0035	B82506W0000A008
95	0.015	0.0015	On request

Impedance $|Z|$ versus frequency f
 measured at 20 °C, typical values

Current derating I_{op}/I_R
 versus ambient temperature T_A


- Please note the recommendations in our Inductors data book (latest edition) and in the data sheets.
 - Particular attention should be paid to the derating curves given there.
 - The soldering conditions should also be observed. Temperatures quoted in relation to wave soldering refer to the pin, not the housing.
- If the components are to be washed varnished it is necessary to check whether the washing varnish agent that is used has a negative effect on the wire insulation, any plastics that are used, or on glued joints. In particular, it is possible for washing varnish agent residues to have a negative effect in the long-term on wire insulation.
- The following points must be observed if the components are potted in customer applications:
 - Many potting materials shrink as they harden. They therefore exert a pressure on the plastic housing or core. This pressure can have a deleterious effect on electrical properties, and in extreme cases can damage the core or plastic housing mechanically.
 - It is necessary to check whether the potting material used attacks or destroys the wire insulation, plastics or glue.
 - The effect of the potting material can change the high-frequency behaviour of the components.
- Ferrites are sensitive to direct impact. This can cause the core material to flake, or lead to breakage of the core.
- Even for customer-specific products, conclusive validation of the component in the circuit can only be carried out by the customer.

Important notes

Anexo 14:

The following applies to all products named in this publication:

1. Some parts of this publication contain **statements about the suitability of our products for certain areas of application**. These statements are based on our knowledge of typical requirements that are often placed on our products in the areas of application concerned. We nevertheless expressly point out **that such statements cannot be regarded as binding statements about the suitability of our products for a particular customer application**.

As a rule, EPCOS is either unfamiliar with individual customer applications or less familiar with them than the customers themselves. For these reasons, it is always ultimately incumbent on the customer to check and decide whether an EPCOS product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular customer application.

2. We also point out that **in individual cases, a malfunction of electronic components or failure before the end of their usual service life cannot be completely ruled out in the current state of the art, even if they are operated as specified**. In customer applications requiring a very high level of operational safety and especially in customer applications in which the malfunction or failure of a passive electronic component could endanger human life or health (e.g. in accident prevention or life-saving systems), it must therefore be ensured by means of suitable design of the customer application or other action taken by the customer (e.g. installation of protective circuitry or redundancy) that no injury or damage is sustained by third parties in the event of malfunction or failure of a passive electronic component.
3. **The warnings, cautions and product-specific notes must be observed.**
4. In order to satisfy certain technical requirements, **some of the products described in this publication may contain substances subject to restrictions in certain jurisdictions (e.g. because they are classed as hazardous)**. Useful information on this will be found in our Material Data Sheets on the Internet (www.epcos.com/material). Should you have any more detailed questions, please contact our sales offices.
5. We constantly strive to improve our products. Consequently, **the products described in this publication may change from time to time**. The same is true of the corresponding product specifications. Please check therefore to what extent product descriptions and specifications contained in this publication are still applicable before or when you place an order.

We also **reserve the right to discontinue production and delivery of products**. Consequently, we cannot guarantee that all products named in this publication will always be available.

The aforementioned does not apply in the case of individual agreements deviating from the foregoing for customer-specific products.

6. Unless otherwise agreed in individual contracts, **all orders are subject to the current version of the "General Terms of Delivery for Products and Services in the Electrical Industry" published by the German Electrical and Electronics Industry Association (ZVEI)**.
7. The trade names EPCOS, BAOKE, Alu-X, CeraDiode, CSSP, CTVS, DSSP, MiniBlue, MKK, MLSC, MotorCap, PCC, PhaseCap, PhaseMod, SIFERRIT, SIFI, SIKOREL, SilverCap, SIMDAD, SIMID, SineFormer, SIOV, SIP5D, SIP5K, ThermoFuse, WindCap are **trademarks registered or pending** in Europe and in other countries. Further information will be found on the Internet at www.epcos.com/trademarks.

Radial Lead RF Chokes



Model 6000 is currently available, although not recommended for new designs. Model RLB9012 is preferred.

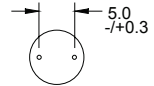
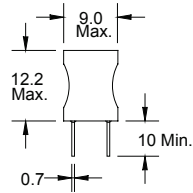
Special Features

- High current capacity
- Ferrite bobbin core
- Low core loss at frequency
- High reliability, efficiency
- Winding covered with shrink tubing
- Fixed lead spacing
- Operating temperature -55 to +105 °C

Notes

* Current to cause 5 % max. inductance drop

† RoHS Directive 2002/95/EC Jan 27 2003 including Annex.



Dimensions: mm

6000 Series						
Part Number	L (µH) ±20 %	Q Min.	Test		DCR Ω Max.	I, DC* (A)
			Freq. (MHz)	SRF (MHz) Min.		
6000-1R0M-RC	1.0	20	7.96	150	0.013	10
6000-1R5M-RC	1.5	20	7.96	130	0.016	8.5
6000-2R2M-RC	2.2	20	7.96	100	0.021	6.5
6000-3R3M-RC	3.3	20	7.96	79	0.025	5.5
6000-4R7M-RC	4.7	20	7.96	51	0.030	4.6
6000-6R8M-RC	6.8	20	7.96	29	0.035	4.1
±10 %						
6000-100K-RC	10	50	2.52	14	0.045	3.4
6000-120K-RC	12	50	2.52	13	0.050	3.1
6000-150K-RC	15	50	2.52	12	0.056	2.9
6000-180K-RC	18	40	2.52	11	0.061	2.66
6000-220K-RC	22	40	2.52	9.2	0.070	2.4
6000-270K-RC	27	40	2.52	8.5	0.080	2.22
6000-330K-RC	33	30	2.52	7.8	0.090	2.05
6000-390K-RC	39	30	2.52	6.9	0.10	1.85
6000-470K-RC	47	30	2.52	6.5	0.16	1.77
6000-560K-RC	56	30	2.52	5.4	0.18	1.48
6000-680K-RC	68	30	2.52	4.9	0.21	1.36
6000-820K-RC	82	30	2.52	4.1	0.23	1.3
6000-101K-RC	100	20	0.796	3.7	0.28	1.4
6000-121K-RC	120	20	0.796	3.4	0.32	1.25
6000-151K-RC	150	20	0.796	3.2	0.37	1.15
6000-181K-RC	180	20	0.796	2.8	0.58	1.08
6000-221K-RC	220	20	0.796	2.7	0.65	1.0
6000-271K-RC	270	20	0.796	2.4	0.75	0.90
6000-331K-RC	330	20	0.796	2.3	0.85	0.78
6000-391K-RC	390	20	0.796	2.1	1.0	0.74
6000-471K-RC	470	20	0.796	1.9	1.1	0.68
6000-561K-RC	560	20	0.796	1.8	1.4	0.64
6000-681K-RC	680	20	0.796	1.6	1.6	0.59
6000-821K-RC	820	20	0.796	1.5	1.8	0.56
6000-102K-RC	1000	20	0.252	1.3	2.9	0.51
6000-122K-RC	1200	15	0.252	1.2	3.4	0.48
6000-152K-RC	1500	15	0.252	1.1	3.8	0.43
6000-182K-RC	1800	15	0.252	1.0	5.3	0.39
6000-222K-RC	2200	15	0.252	0.8	5.9	0.36
6000-272K-RC	2700	15	0.252	0.7	8.2	0.32
6000-332K-RC	3300	15	0.252	0.6	9.1	0.29
6000-392K-RC	3900	15	0.252	0.55	9.9	0.27
6000-472K-RC	4700	15	0.252	0.5	13.6	0.24
6000-562K-RC	5600	15	0.252	0.45	14.9	0.22
6000-682K-RC	6800	15	0.252	0.4	20.7	0.20
6000-822K-RC	8200	15	0.252	0.35	22.7	0.18
6000-103K-RC	10,000	15	0.079	0.32	25.1	0.17
6000-123K-RC	12,000	15	0.079	0.28	34.7	0.15
6000-153K-RC	15,000	15	0.079	0.25	48.9	0.14
6000-183K-RC	18,000	15	0.079	0.23	53.6	0.12
6000-223K-RC	22,000	15	0.079	0.21	59.3	0.11
6000-273K-RC	27,000	15	0.079	0.19	82.7	0.10
6000-333K-RC	33,000	15	0.079	0.17	91.5	0.09
6000-393K-RC	39,000	15	0.079	0.15	125.5	0.08
6000-473K-RC	47,000	15	0.079	0.12	137.8	0.08

"-RC" suffix indicates RoHS compliance.

Anexo 15:

Power line chokes

I core chokes

500 V AC, 4 ... 40 A, 0.056 ... 5.6 mH

Series/Type: **B82505W**

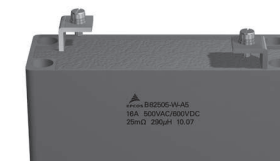
Date: June 2008

Power line chokes

B82505W

I core chokes

Rated voltage 500 V AC/600 V DC
Rated current 4 A to 40 A
Rated inductance 0.056 mH to 5.6 mH



Construction

- I core choke
- Rectangular plastic case
- Resin potting

Features

- Low power dissipation
- Suppression of broadband interference
- Compact design
- Suitable for wave soldering
- Design complies with EN 60938-2 (VDE 0565-2)
- RoHS-compatible

Applications

- Suppression of symmetrical and asymmetrical interference
- High-performance power supplies
- Industrial applications

Terminals

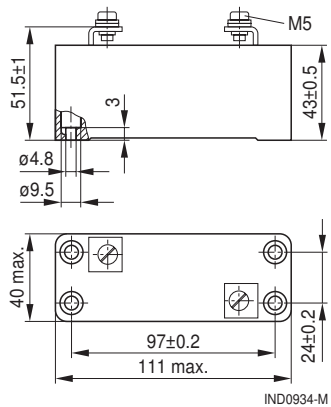
Screw terminals M5

Marking

Ordering code, rated inductance, rated voltage, rated current, DC resistance, manufacturer, date of manufacture (MM.YY)

Delivery mode

Cardboard box

Dimensional drawing


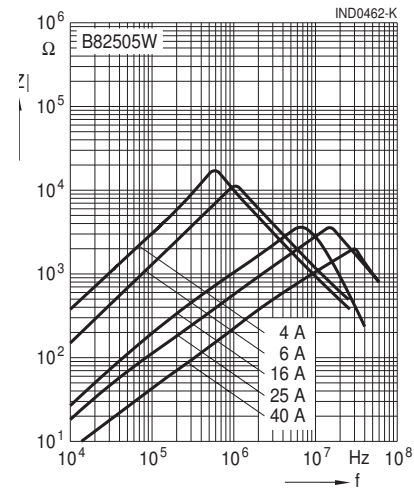
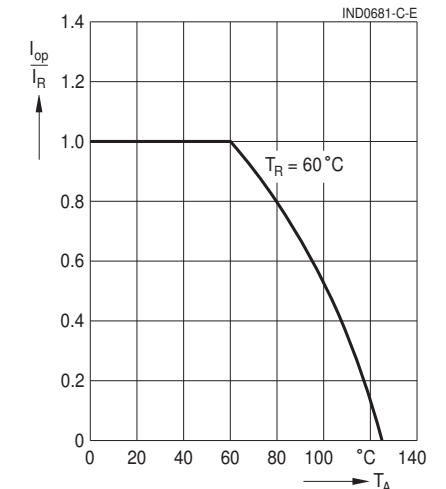
Dimensions in mm

Technical data and measuring conditions

Rated voltage V_R	500 V AC (50/60 Hz) / 600 V DC During operation between winding and metal parts (VDE 0565-2).
Test voltage V_{test}	2800 V AC, 2 s (winding/core) 2800 V AC, 2 s (winding/case)
Rated temperature T_R	60 °C
Rated current I_R	Referred to 50 Hz and rated temperature
Permissible operating current at 400 Hz	$0.6 \cdot I_R$
Rated inductance L_R	Measured with Agilent 4284A at 0.1 mA, 20 °C Measuring frequency: $L_R \leq 1 \text{ mH} = 100 \text{ kHz}$ $L_R > 1 \text{ mH} = 10 \text{ kHz}$
Inductance tolerance	±20% at 20 °C
DC resistance R_{typ}	Measured at 20 °C, typical values
Storage conditions (packaged)	-25 °C ... +40 °C, ≤ 75% RH
Climatic category	40/125/56 (to IEC 60068-1)
Weight	Approx. 600 g

Characteristics and ordering codes

I_R A	L_R mH	R_{typ} Ω	Ordering code
4	5.6	0.480	On request
6	2.2	0.220	On request
8	1.2	0.075	B82505W0000A008
16	0.29	0.025	B82505W0000A015
25	0.15	0.015	B82505W0000A006
40	0.056	0.006	B82505W0000A007

Impedance $|Z|$ versus frequency f
measured at 20 °C, typical values

Current derating I_{op}/I_R
versus ambient temperature T_A


Cautions and warnings

- Please note the recommendations in our Inductors data book (latest edition) and in the data sheets.
 - Particular attention should be paid to the derating curves given there.
 - The soldering conditions should also be observed. Temperatures quoted in relation to wave soldering refer to the pin, not the housing.
- If the components are to be washed varnished it is necessary to check whether the washing varnish agent that is used has a negative effect on the wire insulation, any plastics that are used, or on glued joints. In particular, it is possible for washing varnish agent residues to have a negative effect in the long-term on wire insulation.
- The following points must be observed if the components are potted in customer applications:
 - Many potting materials shrink as they harden. They therefore exert a pressure on the plastic housing or core. This pressure can have a deleterious effect on electrical properties, and in extreme cases can damage the core or plastic housing mechanically.
 - It is necessary to check whether the potting material used attacks or destroys the wire insulation, plastics or glue.
 - The effect of the potting material can change the high-frequency behaviour of the components.
- Ferrites are sensitive to direct impact. This can cause the core material to flake, or lead to breakage of the core.
- Even for customer-specific products, conclusive validation of the component in the circuit can only be carried out by the customer.

Important notes

The following applies to all products named in this publication:

1. Some parts of this publication contain **statements about the suitability of our products for certain areas of application**. These statements are based on our knowledge of typical requirements that are often placed on our products in the areas of application concerned. We nevertheless expressly point out **that such statements cannot be regarded as binding statements about the suitability of our products for a particular customer application**.

As a rule, EPCOS is either unfamiliar with individual customer applications or less familiar with them than the customers themselves. For these reasons, it is always ultimately incumbent on the customer to check and decide whether an EPCOS product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular customer application.

2. We also point out that **in individual cases, a malfunction of electronic components or failure before the end of their usual service life cannot be completely ruled out in the current state of the art, even if they are operated as specified**. In customer applications requiring a very high level of operational safety and especially in customer applications in which the malfunction or failure of a passive electronic component could endanger human life or health (e.g. in accident prevention or life-saving systems), it must therefore be ensured by means of suitable design of the customer application or other action taken by the customer (e.g. installation of protective circuitry or redundancy) that no injury or damage is sustained by third parties in the event of malfunction or failure of a passive electronic component.
3. **The warnings, cautions and product-specific notes must be observed.**
4. In order to satisfy certain technical requirements, **some of the products described in this publication may contain substances subject to restrictions in certain jurisdictions (e.g. because they are classed as hazardous)**. Useful information on this will be found in our Material Data Sheets on the Internet (www.epcos.com/material). Should you have any more detailed questions, please contact our sales offices.
5. We constantly strive to improve our products. Consequently, **the products described in this publication may change from time to time**. The same is true of the corresponding product specifications. Please check therefore to what extent product descriptions and specifications contained in this publication are still applicable before or when you place an order.

We also **reserve the right to discontinue production and delivery of products**. Consequently, we cannot guarantee that all products named in this publication will always be available.

The aforementioned does not apply in the case of individual agreements deviating from the foregoing for customer-specific products.
6. Unless otherwise agreed in individual contracts, **all orders are subject to the current version of the "General Terms of Delivery for Products and Services in the Electrical Industry" published by the German Electrical and Electronics Industry Association (ZVEI)**.
7. The trade names EPCOS, BAOKE, Alu-X, CeraDiode, CSSP, CTVS, DSSP, MiniBlue, MKK, MLSC, MotorCap, PCC, PhaseCap, PhaseMod, SIFERRIT, SIFI, SIKOREL, SilverCap, SIMDAD, SIMID, SineFormer, SIOV, SIP5D, SIP5K, ThermoFuse, WindCap are **trademarks registered or pending** in Europe and in other countries. Further information will be found on the Internet at www.epcos.com/trademarks.



RSFAL - RSFML

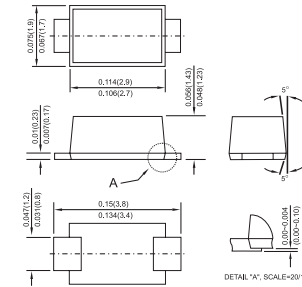
0.5 AMP. Surface Mount Fast Recovery Rectifiers Sub SMA

Features

- ✦ For surface mounted application
- ✦ Glass passivated junction chip
- ✦ High temperature metallurgically bonded construction
- ✦ Plastic material used carries Underwriters Laboratory Classification 94V-0
- ✦ Fast switching for high efficiency
- ✦ High temperature soldering:
260 °C / 10 seconds at terminals

Mechanical Data

- ✦ Cases: Sub SMA plastic case
- ✦ Terminals: Pure tin plated, Lead free.
- ✦ Polarity: Indicated by cathode band
- ✦ Packing: 12mm tape per EIA STD RS-481
- ✦ Weight: 15mg



Dimensions in inches and (millimeters)

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.

Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.

For capacitive load, derate current by 20%

Type Number	Symbol	RSF AL	RSF BL	RSF DL	RSF GL	RSF JL	RSF KL	RSF ML	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Marking Code (Note 4)		FALYM	FBLYM	FDLYM	FGLYM	FJLYM	FKLYM	FMLYM	
Maximum Average Forward Rectified Current See Fig. 1 @ $T_A=55^{\circ}C$	$I_{(AV)}$				0.5				A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}				10				A
Max. Full Load Reverse Current, Full cycle Average $T_A=55^{\circ}C$	I_R				30				μA
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 0.5A	V_F				1.3				V
Maximum DC Reverse Current @ $T_A=25^{\circ}C$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A=125^{\circ}C$	I_R				5				μA
Maximum Reverse Recovery Time (Note 1)	T_{rr}	150			250		500		nS
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j				4.0				pF
Non-repetitive Peak Reverse Avalanche Energy L=120mH max prior to Surge, Inductive load Switched off	E_{RSM}	10						7	mJ
Typical Thermal Resistance (Note 3)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$				150 32				$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	T_J				-55 to +150				$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}				-55 to +150				$^{\circ}C$

- Notes:
1. Reverse Recovery Test Conditions: $I_F=0.5A$, $I_R=1.0A$, $IRR=0.25A$
 2. Measured at 1 MHz and Applied $V_R=4.0$ Volts
 3. Measured on P.C.Board with 0.2" x 0.2" (5mm x 5mm) Copper Pad Areas.
 4. FALYM: F=0.5A, A=50V, L-Low Profile, Y-Year Code, M-Month Code.



RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES (RSFAL THRU RSFML)

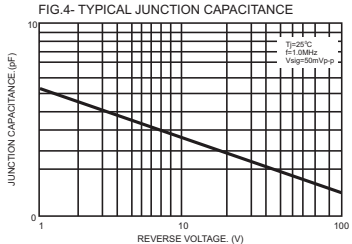
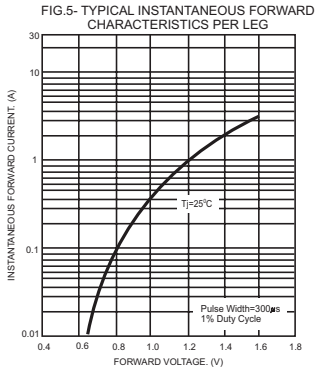
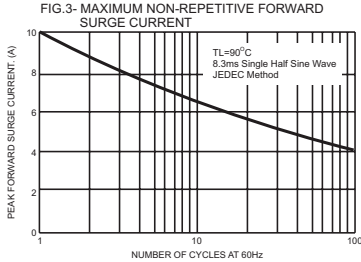
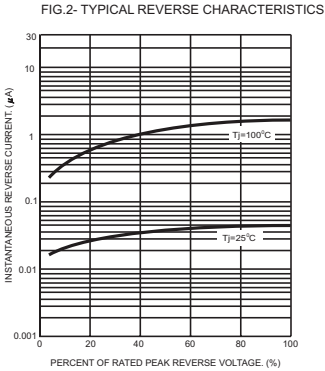
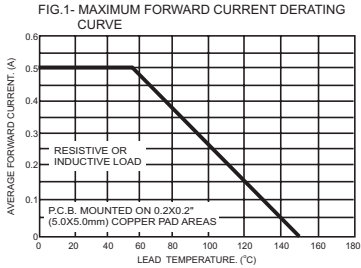
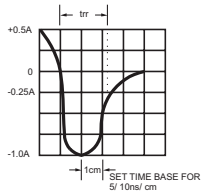
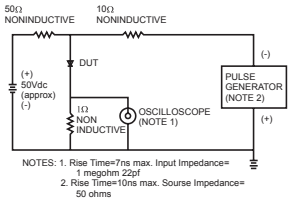


FIG.6- REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC AND TEST CIRCUIT DIAGRAM

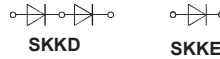
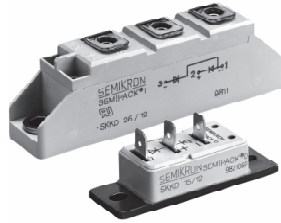


V_{RSM}	V_{RRM}	I_{FRMS} (maximum value for continuous operation)		
		24 A ²⁾ ; 28 A ³⁾	24 A ²⁾ ; 28 A ³⁾	60 A
V	V	I_{FAV} (sin. 180; $T_{case} = 71\text{ °C}$)		
		17,5 A ³⁾	17,5 A ³⁾	38 A
500	400	–	SKKE 15/04	–
700	600	SKKD 15/06	SKKE 15/06	–
900	800	SKKD 15/08	SKKE 15/08	–
1300	1200	SKKD 15/12	SKKE 15/12	SKKD 26/14
1500	1400	SKKD 15/14	SKKE 15/14	SKKD 26/14
1700	1600	SKKD 15/16	SKKE 15/16	SKKD 26/16

Rectifier Diode Modules

SEMIPACK® 0
SKKD 15 SKKE 15

SEMIPACK® 1
SKKD 26



Features

- Heat transfer through aluminium oxide ceramic isolated metal baseplate
- Hard soldered joints for high reliability
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications

- Non-controllable rectifiers for AC/AC converters
- Line rectifiers for transistorized AC motor controllers
- Field supply for DC motors
- SKKE: Free-wheeling diodes

Symbol	Conditions	SKKD 15 SKKE 15	SKKD 26	Units
I_{FAV}	sin. 180 ($T_{case} = \dots$)	15 (82 °C) –	26 (93 °C) 31 (85 °C)	A A
I_D ¹⁾	B2/B6 $T_{amb} = 45\text{ °C};$ P 13A/125 P 3/120 P 3/180	18 / 22,5 – –	– 44 / 48 53 / 59	A A A A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25\text{ °C}; 10\text{ ms}$ $T_{vj} = 125\text{ °C}; 10\text{ ms}$	320 280	550 480	A A
i^2t	$T_{vj} = 25\text{ °C}; 8,3 \dots 10\text{ ms}$ $T_{vj} = 125\text{ °C}; 8,3 \dots 10\text{ ms}$	510 390	1 500 1 150	A ² s A ² s
I_{RD}	$T_{vj} = 125\text{ °C}; V_{RD} = V_{RRM}$	2,5	3	mA
V_F	$T_{vj} = 25\text{ °C}; I_F = 75\text{ A}; \text{max.}$	1,85	1,35	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 125\text{ °C}$	0,85	0,85	V
r_T	$T_{vj} = 125\text{ °C}$	15	6	mΩ
R_{thjc} R_{thch}	} per diode / per module ¹⁾	2,0 / 1,0 0,2 / 0,1	1,0 / 0,5 0,2 / 0,1	°C/W °C/W
T_{vj} T_{stg}		–40 ... +125 –40 ... +125	°C °C	
V_{isol}	a. c. 50 Hz; r.m.s.; 1 s/1 min	3600 / 3000		V~
M_1	} SI (US) units to heatsink to terminals	1,5 (13 lb. in.) ± 15 %	5 (44 lb. in.) ± 15 %	Nm Nm
M_2		–	3 (26 lb. in.) ± 15 %	
a		5 · 9,81	5 · 9,81	m/s ²
w	approx.	50	95	g
Case	→ page B 1 – 30	SKKD 15: A 3 SKKE 15: A 4		
	→ page B 1 – 95		A 10	

¹⁾ SKKD types only

²⁾ Using tin plated connectors with flexible leads of 6 mm² for the main terminals

³⁾ Flexible leads of 6 mm² soldered to the main terminals

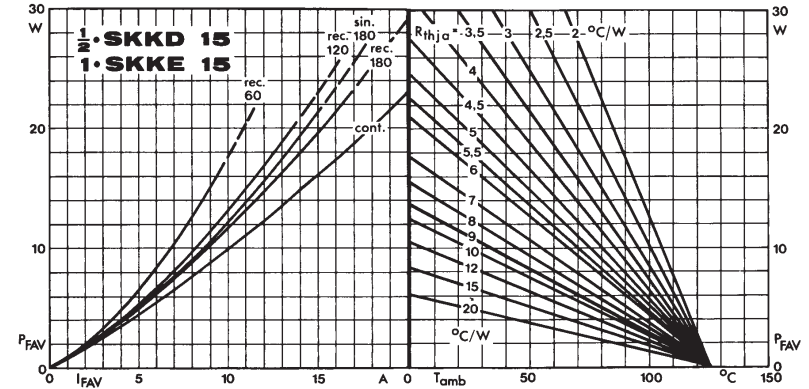


Fig. 11 a Power dissipation per diode vs. forward current and ambient temperature

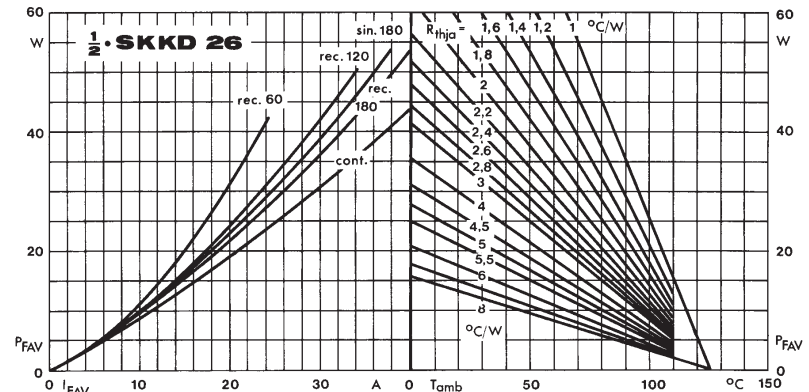


Fig. 11 b Power dissipation per diode vs. forward current and ambient temperature

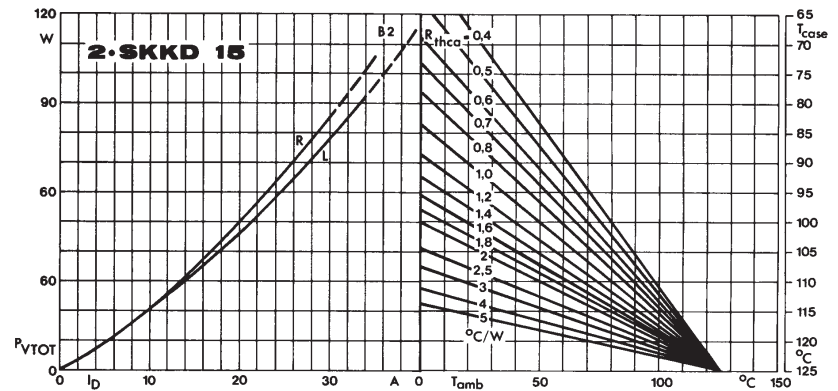


Fig. 12 a Power dissipation of two modules vs. direct current and case temperature

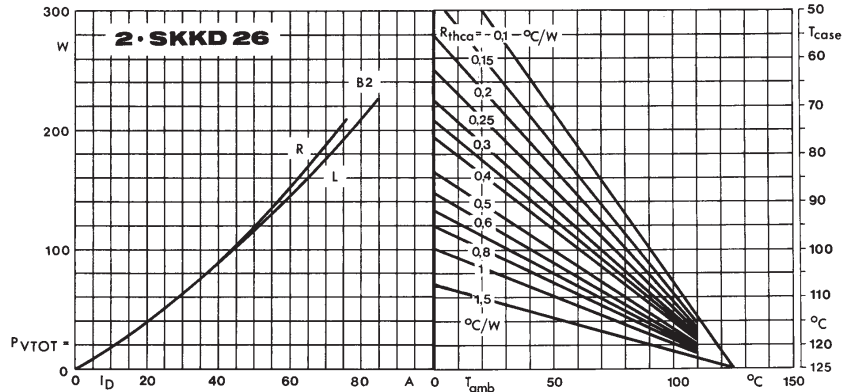


Fig. 12 b Power dissipation of two modules vs. direct current and case temperature

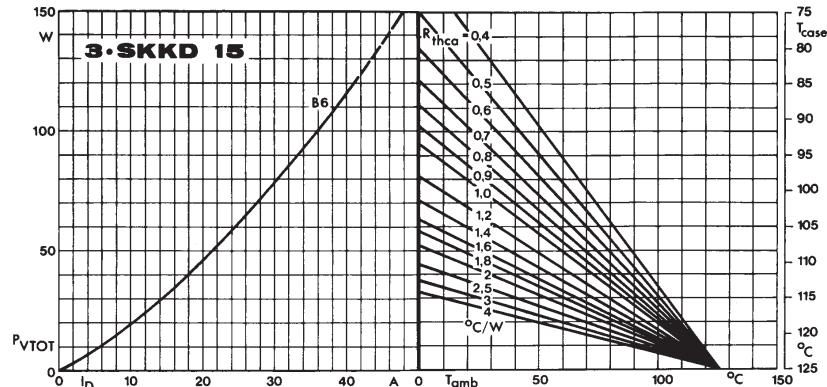


Fig. 13 a Power dissipation of three modules vs. direct current and case temperature

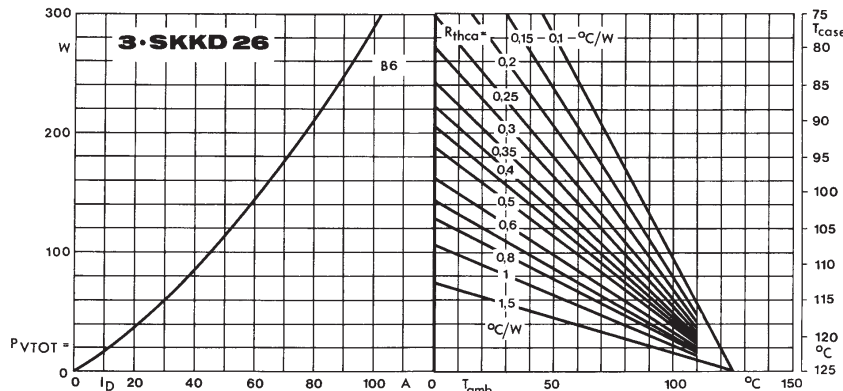


Fig. 13 b Power dissipation of three modules vs. direct current and case temperature

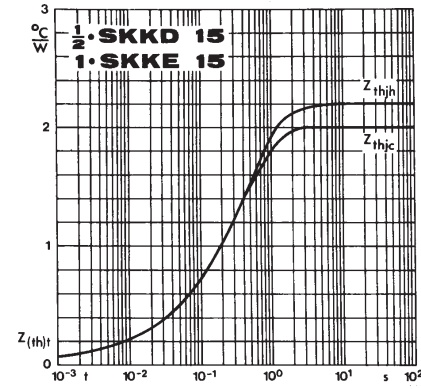


Fig. 14 a Transient thermal impedance vs. time

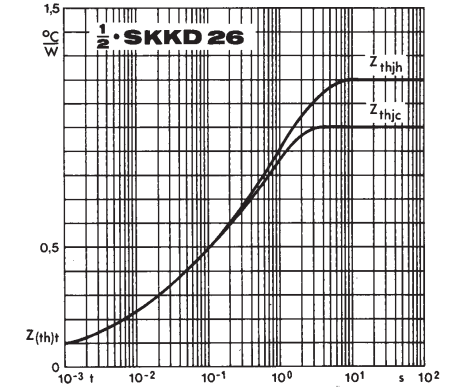


Fig. 14 b Transient thermal impedance vs. time

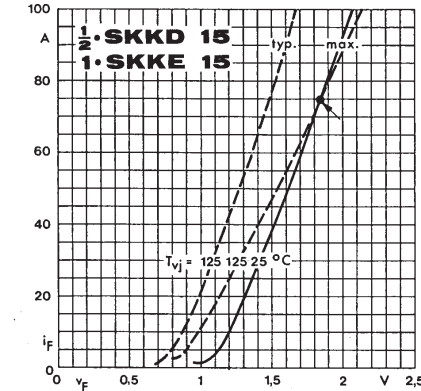


Fig. 15 a Forward characteristics

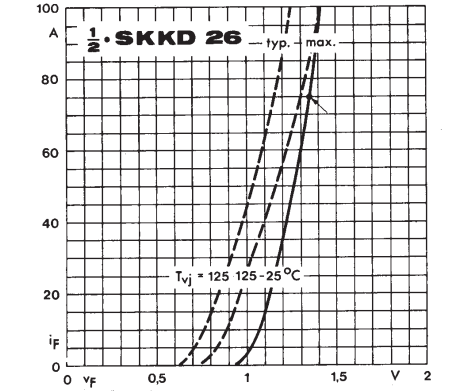


Fig. 15 b Forward characteristics

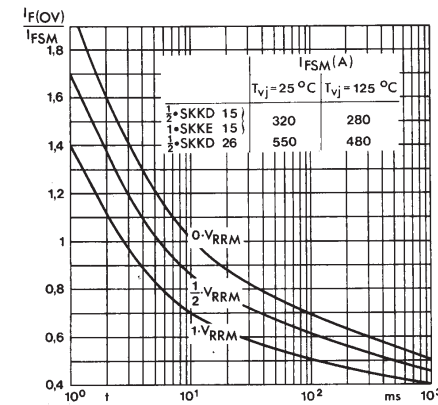
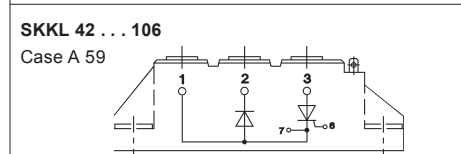
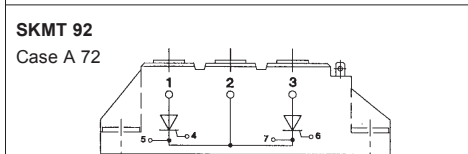
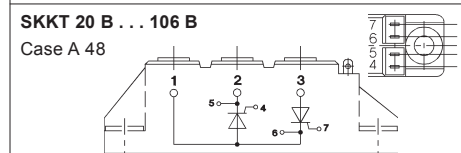
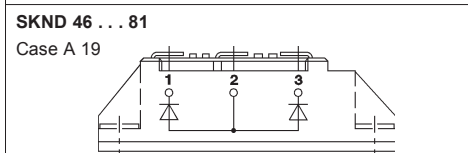
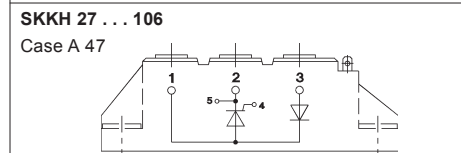
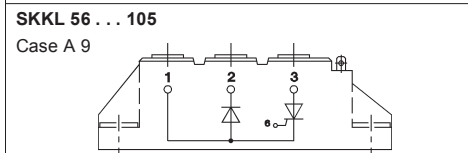
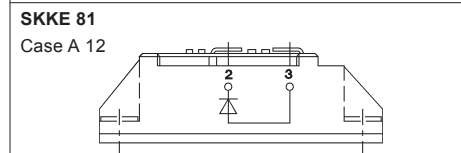
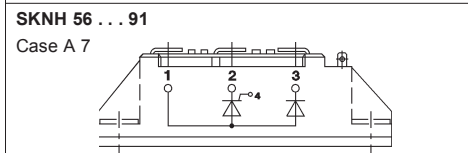
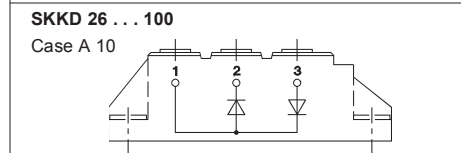
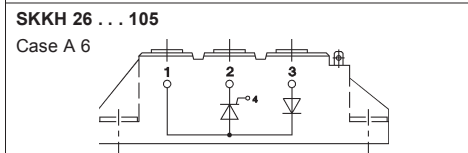
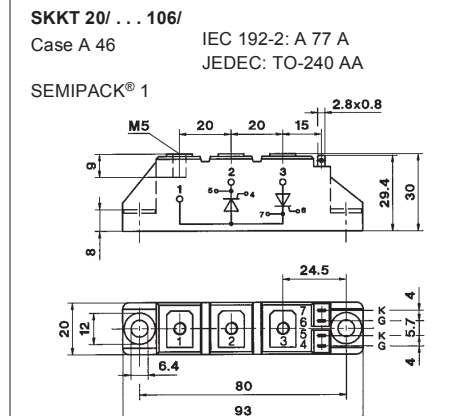
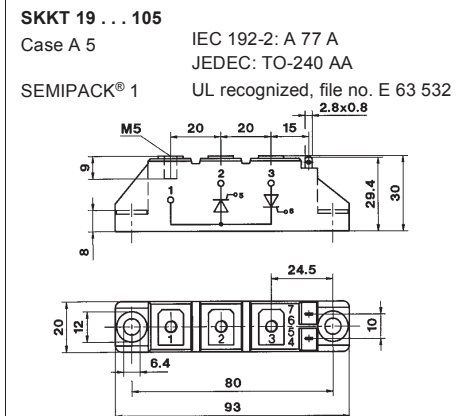
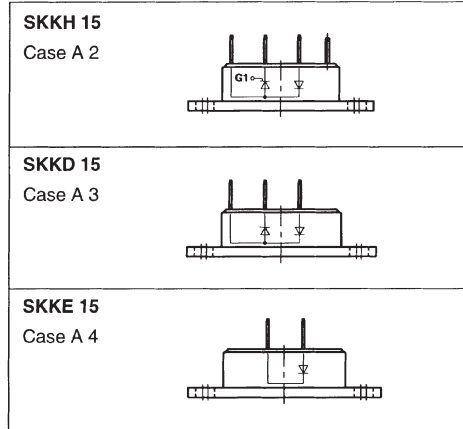
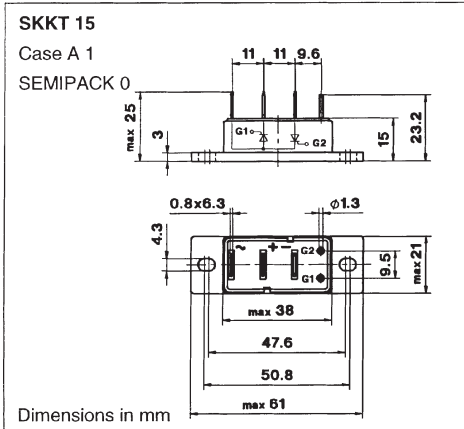
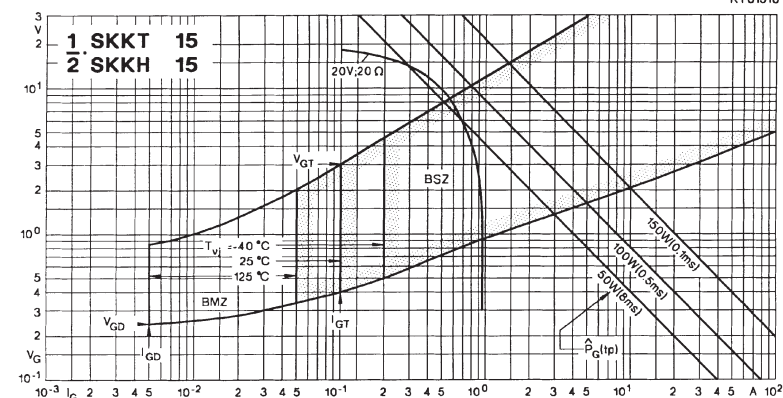
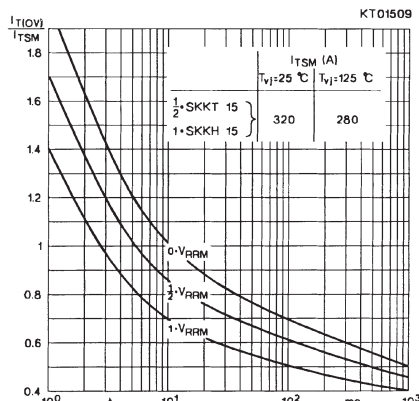
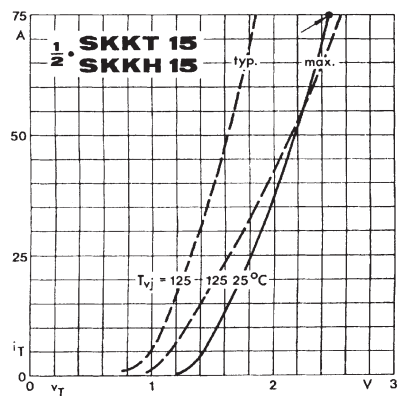


Fig. 16 Surge overload current vs. time



Anexo 18:



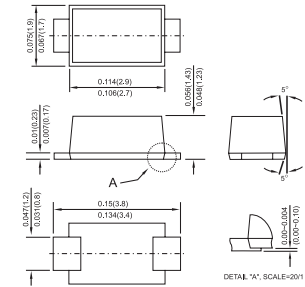
RS1AL - RS1ML
0.8 AMP. Surface Mount Fast Recovery Rectifiers
Sub SMA

Features

- ✦ For surface mounted application
- ✦ Glass passivated junction chip
- ✦ Built-in strain relief, ideal for automated placement
- ✦ Plastic material used carries Underwriters Laboratory Classification 94V-0
- ✦ Fast switching for high efficiency
- ✦ High temperature soldering: 260°C/ 10 seconds at terminals

Mechanical Data

- ✦ Cases: Molded plastic
- ✦ Terminals: Solder plated
- ✦ Polarity: Indicated by cathode band
- ✦ Packing: 8mm / 12mm tape per EIA STD RS-481
- ✦ Weight: 15 mg



Dimensions in inches and (millimeters)

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.

Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.

For capacitive load, derate current by 20%

Type Number	Symbol	RS 1AL	RS 1BL	RS 1DL	RS 1GL	RS 1JL	RS 1KL	RS 1ML	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Marking Code (Note 1)		RALYM	RBLYM	RDLYM	RGLYM	RJLYM	RKLYM	RMLYM	
Maximum Average Forward Rectified Current See Fig. 1 @ $T_A=90^\circ\text{C}$	$I_{(AV)}$	0.8							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}	30							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 1.0A	V_F	1.3							V
Maximum DC Reverse Current @ $T_A=25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A=125^\circ\text{C}$	I_R	5 50							μA μA
Maximum Reverse Recovery Time (Note 2)	T_{RR}	150			250	500			nS
Typical Junction Capacitance (Note 3)	C_j	10							pF
Typical Thermal Resistance (Note 4)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	105 32							$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Temperature Range	T_J	-55 to +150							$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-55 to +150							$^\circ\text{C}$

- Notes:
1. RALYM: R=1.0A, A=50V, L=Low Profile, Y=Year Code, M=Month Code.
 2. Reverse Recovery Test Conditions: $I_F=0.5\text{A}$, $I_R=1.0\text{A}$, $I_{RR}=0.25\text{A}$
 3. Measured at 1 MHz and Applied $V_R=4.0$ Volts
 4. Mounted on P.C.B. with $0.2'' \times 0.2''$ (5 mm x 5 mm) Copper Pad Areas.

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES (RS1AL THRU RS1ML)

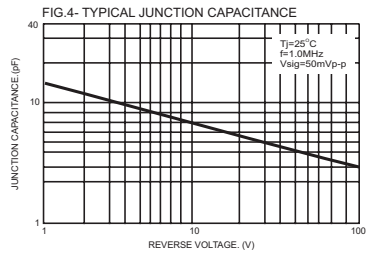
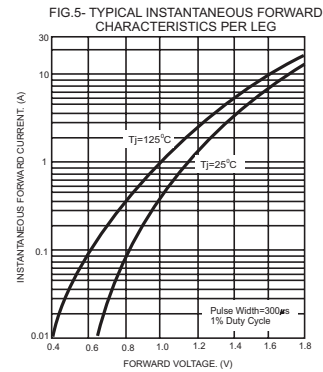
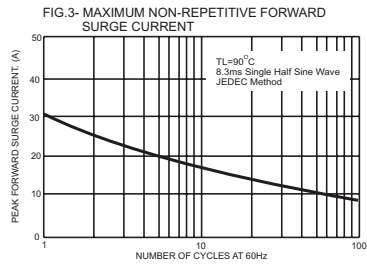
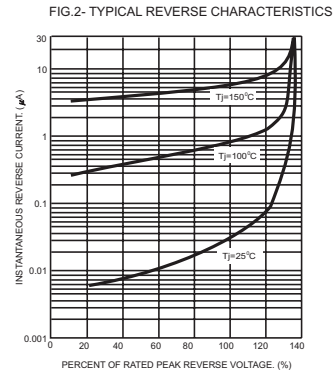
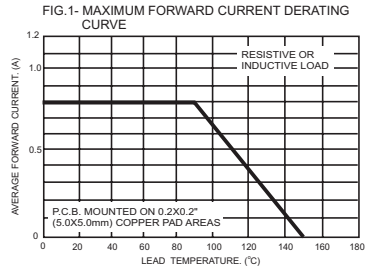
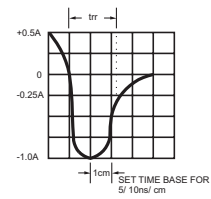
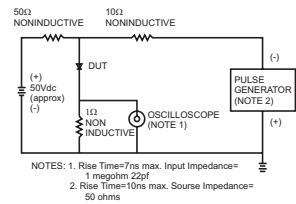


FIG.6- REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC AND TEST CIRCUIT DIAGRAM



RESUMEN

OBJETIVOS

Los objetivos de este proyecto son:

- Acercamiento al alumno a un entorno de diseño y simulación de circuitos, dándole los conocimientos necesarios para realizar cualquier circuito y comprobar por medio de la simulación si el funcionamiento es el deseado.
- Obtención de los conocimientos necesarios para el dimensionamiento y pruebas de 3 tipos diferentes de convertidores electrónicos de potencia.
 - Conocimiento de la repercusión de las variaciones de los diferentes componentes o parámetros de cada uno de los circuitos.
 - Conocimiento de los diferentes modos de funcionamiento posibles.
- Acercamiento del alumno a la realidad industrial. (es decir, vamos a explicar al alumno en qué modos de funcionamiento suelen trabajar, el motivo, qué métodos de control etc... suele haber en la industria).
- Estudio de los diferentes métodos de control más utilizados en la industria de la electrónica de potencia.
- Estudio y comprensión del alumno de varios datasheet para saber trabajar con ellos en un futuro, pudiendo discernir entre información más relevante e información menor.
- Afianzar los conocimientos adquiridos durante las clases de teoría de la asignatura.

LÍNEA MAESTRA

Los objetivos marcados al comienzo de este documento se llevarán a cabo de la siguiente forma:

1. Se tratarán los diferentes temas teóricos de la asignatura en dichas prácticas.
2. Se pretenden realizar prácticas con tres topologías distintas, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

3. Para las simulaciones se utilizará un software con el que el alumno se familiarizará.

4. Las prácticas realizadas darán a conocer:

- El funcionamiento de cada topología.
- Los tipos de funcionamiento posibles en un convertidor CC
- Ante la visión de distintos parámetros de funcionamiento, qué componentes principales son más idóneos dentro de una gama comercial.
- Estrategias de control más importantes

REALIZACIÓN

- Para conseguir todo lo anterior se ha realizado una introducción inicial, donde se ha explicado la historia de la electrónica de potencia de forma breve, y se han dado unas pinceladas básicas de cada tipo de convertidor. Posteriormente se ha tomado la decisión de trabajar únicamente con los convertidores:

1. Flyback
2. Forward
3. Push-pull

Dejando el resto de convertidores CC-CC con aislamiento para otras prácticas.

Se han seleccionado estos convertidores porque desde nuestro punto de vista, son los mejores a nivel educacional, para que el alumno comprenda su funcionamiento.

Esto es debido a que si es capaz de comprender estos tres convertidores con sus métodos de control, modos de funcionamiento y forma de transferencia de energía, con poco esfuerzo por su parte será capaz de entender cualquier otro tipo de convertidor.

- Se ha llevado a cabo un estudio exhaustivo de cada uno de los simuladores que están contenidos en el libro Switch Mode Power Supplies and Practical Designs referenciado en la bibliografía.

Tras un análisis de cada uno de los simuladores, con ayuda de sus respectivos manuales y de trabajar inicialmente con los convertidores Flyback y Forward en lazo abierto para comprobar diferentes apartados del software, se ha realizado

una preselección de los 4 simuladores que a elección de los autores del proyecto eran los mejores.

Se llevaron a cabo varias operaciones con los circuitos insertados anteriormente, observando las características del software que a nuestro entender han sido las más importantes.

Finalmente, se optó por trabajar con el simulador Psim.

- Posteriormente se realizaron ocho prácticas que se subdividen de la siguiente forma:

1. Flyback

- Lazo abierto MCD
- Lazo abierto MCC
- Lazo cerrado

2. Forward

- Lazo abierto MCC
- Lazo abierto MCC
- Lazo cerrado

3. Push-pull

- Lazo abierto
- Lazo cerrado

Con estas prácticas se pretende que el alumno pueda dimensionar los convertidores, conocer su modo de funcionamiento, la repercusión de la variación de sus parámetros etc.

- Existe el problema de que el alumnado generalmente, cuando acude a realizar las prácticas correspondientes a cualquier asignatura, no suele haber trabajado en casa la materia sobre la que van a trabajar, sino que acude a las prácticas como vulgarmente se dice “mano sobre mano” en lo que a conocimientos se refiere.

Por ello, se ha optado por redactar un conjunto de documentos, en los que puedan apoyarse los alumnos para poder realizar las prácticas de la asignatura.

En este aspecto, los documentos realizados han sido:

- Un conjunto de formularios de cada uno de los convertidores estudiados, que facilitan la comprensión del funcionamiento y dimensionamiento por parte de los alumnos de los diferentes convertidores.
 - Un breve manual del simulador que explica sus aspectos más importantes que se necesitarán para las prácticas. Con este documento el alumno podrá trabajar durante todas estas prácticas, ya que puede servir en un primer momento como elemento para familiarizarse con el programa, y como posterior documento de consulta.
 - Un manual en que se explica de forma sencilla los lazos de control más utilizados en estos convertidores, centrándose en los que se estudiarán en los guiones.
-
- Se ha incluido, por supuesto, una resolución minuciosa de cada guion realizado, proporcionando así un modelo de corrección el cual se podrá comparar con los resultados que el alumno entregue una vez realizada su práctica.
 - Como mayor problema, se podría destacar la dificultad que ha supuesto diseñar los lazos de control, debido a la escasez de conocimientos previos en este campo en concreto, por parte de los autores.

Por este motivo, la realización de este punto ha sido la que más trabajo ha necesitado, ya que nos hemos visto obligados a hacer múltiples pruebas de cada tipo de lazo.

Han tenido que ser estudiados en un primer momento mediante prueba y error para comprender su funcionamiento, debido a la falta de documentación respecto al tema y la confusión de la misma debido a las diferencias de criterios entre autores, una vez comprendidos los conceptos, se procedió a desarrollar los lazos de control que estaban pensados en un primer momento.

CONCLUSIONES

1. Se ha conseguido realizar los guiones de prácticas especificados en el objetivo general, donde se estudian los tres convertidores elegidos.
2. El software de simulación ha respondido correctamente a los requerimientos de cada guion, sin que se haya entrado en conflicto con las limitaciones de su versión de evaluación, facilitando la realización de este conjunto de prácticas sin incurrir en ningún coste por parte del departamento, debido a que no se necesita licencia.
3. Con este conjunto de prácticas se estudia:

- Los distintos tipos de funcionamiento
- El comportamiento ante variaciones de los diferentes componentes
- El manejo de las hojas de características
- Distintos lazos de control

4. El desarrollo de las prácticas se simplifica gracias a los manuales y formularios que se facilitan. Por esto, es posible su realización sin poseer grandes conocimientos sobre el campo.

Para conseguir esto, nos hemos valido de:

- Conocimientos previos del campo, para realizar la líneas generales
- Bibliografía especializada
- Simulaciones que corroboren las conclusiones teóricas

Llegados a este punto, y observando el trabajo realizado, podemos afirmar que se ha conseguido el objetivo del proyecto, llevando a cabo el itinerario impuesto por los objetivos específicos.

No obstante, nos hemos visto obligados a realizar pequeñas modificaciones a lo largo del desarrollo, que son:

- Se ha ampliado el número de guiones de seis a ocho, ya que una sola práctica por convertidor, y modo de control (lazo abierto y lazo cerrado), no cubría todos los puntos que pretendíamos estudiar.
- Además de los manuales de cada convertidor y del simulador, hemos creído necesario añadir un resumen sobre los distintos tipos de control en lazo cerrado que se estudian.

Estas modificaciones no hacen sino ayudar a la consecución de los objetivos de manera más exacta.