



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

CAMPUS D'ALCOI

TRABAJO FIN DE GRADO

Diseño de un microinversor tipo
flyback para aplicaciones fotovoltaicas

Alumno: **Pau García de la Reina Carrió**

Director: Marcos Pascual Moltó

GRADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Convocatoria de defensa: **Junio de 2018**

Resumen

En el presente trabajo, se propone un sistema de inversor de corriente continua del tipo flyback. Esta topología de inversor está especialmente diseñada para aplicaciones fotovoltaicas de pequeña potencia con conexión a red. Este inversor se compone de una única etapa, por este motivo, presenta mejores prestaciones en cuanto a rendimiento y factor de potencia que los inversores convencionales en dos etapas.

El micro-inversor absorbe la energía de un panel solar para inyectar corriente alterna a la red con factor de potencia unidad. Para la simulación, se ha utilizado el programa PSIM de manera que se visualicen todas las formas de onda del inversor además de las tensiones soportadas en los interruptores y como se reducen tras la implantación de una red de ayuda a la conmutación para reducir el voltaje en bornes de los mismos.

En primer lugar, se explica el funcionamiento básico de los convertidores DC-DC, ya que el convertidor flyback es uno de ellos. Posteriormente, se detallan las modificaciones realizadas tanto en la circuitería como en el control para obtener el micro-inversor tipo flyback. A continuación, se visualizan las formas de onda de tensión y corriente y se diseña un filtro para que la corriente suministrada a la red presente un menor rizado de alta frecuencia y se encuentre en fase con la red. Finalmente, se seleccionan los semiconductores y se diseña el transformador en alta frecuencia.

Estos micro-inversores presentan una sencillez de instalación enorme, además de un bajo coste y un elevado rendimiento. En definitiva, es un dispositivo en auge gracias al aumento de las instalaciones fotovoltaicas descentralizadas, es decir, pequeñas instalaciones fotovoltaicas particulares o de autoconsumo con pequeños volúmenes de energía producida, las cuales se abren paso cada vez más en la sociedad gracias a sus múltiples ventajas.

PALABRAS CLAVE: Microinversor, Conectado a red, Flyback, Fotovoltaica, DCM.

Abstract

In this paper, a flyback microinverter is proposed. This inverter topology is specially designed for small power photovoltaic applications with grid-connection. This inverter is composed of a single stage, for this reason, it presents better performance in terms of efficiency and power factor than conventional inverters in two stages.

The microinverter absorbs the energy of a PV panel to inject altern current with unity power factor into grid. For the simulation, the PSIM program has been used so that all inverter waveforms are displayed in addition to the voltages supported in the switches and the implementation of a switching aid network to reduce the voltage at the ends of the switches.

In the first place, the basic operation of the DC-DC converters is explained, since the flyback converter is one of them. Subsequently, the modifications made in both the circuitry and the control to obtain the flyback micro-inverter are detailed. Then, the voltage and current waveforms are visualized and a output filter is designed. Finally, semiconductors are selected and the high frequency transformer is designed.

These microinverters present a huge installation facility, as well as low cost and high efficiency. In short, it is a booming device thanks to the increase of decentralized photovoltaic installations, that is, small private photovoltaic installations or self-consumption with small volumes of energy produced, which are opening up increasingly in society thanks to its many advantages.

KEYWORDS: Microinverter, Grid connected, Flyback, Photovoltaic, DCM.

Resum

En aquest treball, es proposa un sistema de inversor de corrent continua del tipus Flyback. Aquesta topologia d'inversor està especialment dissenyada per aplicacions fotovoltaïques de reduïda potència amb connexió a la xarxa elèctrica. Aquest inversor està compost de una sola etapa, per aquest motiu, presenta majors prestacions en quant a rendiment i factor de potència que els inversors convencionals en dues etapes.

El microinversor absorbeix la energia proporcionada per un panel fotovoltaic de manera que injecta corrent alterna a la xarxa amb un factor de potència unitat. Per la simulació s'ha utilitzat el programa PSIM de manera que puguin visualitzar-se totes les formes d'ona del inversor a més de les tensions suportades en els interruptors controlats i s'ha realitzat la implantació d'una xarxa d'ajuda a la commutació per poder reduir el voltatge en els mateixos.

En primer lloc, s'explica el funcionament bàsic dels convertidors DC-DC, ja que el convertidor flyback és un d'ells. Posteriorment, es detallen les modificacions realitzades tant en la circuiteria com en el control per obtenir el microinversor tipus flyback. A continuació, es visualitzen les formes d'ona de tensió i corrent i es dissenya un filtre perquè el corrent subministrada a la xarxa presenti un menor arrissat d'alta freqüència i es trobe en fase amb la xarxa. Finalment es seleccionen els semiconductors del circuit i es realitza el disseny del transformador en alta freqüència.

Aquests microinversors presenten una senzillesa d'instal·lació enorme, a més d'un baix cost i un elevat rendiment. En definitiva, és un dispositiu en constant creixement gràcies a l'augment de les instal·lacions fotovoltaïques descentralitzades, és a dir, petites instal·lacions fotovoltaïques particulars o d'autoconsum amb petits volums d'energia produïda, les quals s'obrin pas cada vegada més en la societat gràcies a les seves múltiples avantatges.

PARAULES CLAU: Microinversor, Conectat a la xarxa, Flyback, Fotovoltaica, DCM.

Índice general

Resumen	V
Abstract	VII
Resum	IX
Índice general	XI
1 Introducción y aspectos generales	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objeto y motivación del presente trabajo	2
1.3 Aspectos generales	3
2 El sistema de inversor propuesto	5
2.1 Convertidores DC-DC	5
2.2 Convertidor Flyback	7
2.3 Del convertidor Flyback al micro-inversor	8
2.4 Sistema de control propuesto	8
3 Simulación del sistema y mejoras de funcionamiento	11
3.1 Esquema eléctrico del sistema	11
3.2 Resultados de la simulación	12
3.3 Filtro de salida	14
3.4 Red de ayuda a la conmutación	16
3.5 Seguidor del punto de máxima potencia	18

4	Diseño del transformador y selección de semiconductores	21
4.1	Diseño del transformador.	21
4.2	Selección de semiconductores	25
5	Conclusión	27
	Bibliografía	29
	Índice alfabético	31
	Apéndices	32
A	Ficha técnica del material utilizado para el núcleo del transformador	35
B	Ficha técnica del tipo de núcleo elegido	41
C	Ficha técnica del hilo esmaltado	45
D	Ficha técnica del MOSFET elegido	47
E	Ficha técnica del IGBT elegido	73
F	Ficha técnica del diodo elegido	83

Índice de figuras

1.1. Producción de energía eléctrica en España en 2018.	2
1.2. Inversor en dos etapas para aplicaciones fotovoltaicas.	3
1.3. Topología del micro-inversor en una etapa.	3
2.1. Convertidor elevador-reductor no aislado Buck-Boost.	6
2.2. Corriente en la bobina en conducción continua.	7
2.3. Corriente en la bobina en conducción discontinua.	7
2.4. Convertidor Flyback	7
2.5. Circuito Flyback durante el t_{on}	8
2.6. Circuito Flyback durante el t_{off}	8
2.7. Micro-inversor Flyback	8
2.8. Pulsos de disparo de S_1 , S_2 y S_3	9
3.1. Sistema de simulación propuesto	11
3.2. Formas de onda de la tensión y corriente suministradas por el panel	12
3.3. Potencia suministrada por el panel al micro-inversor	13
3.4. Corriente de entrada al inversor	13
3.5. Corriente en el primario y corriente en el secundario	13
3.6. Corriente de salida no filtrada	14

3.7. Disparos de los interruptores controlados	14
3.8. Acción del filtro sobre la corriente de salida	15
3.9. Potencia de salida suministrada a la red	15
3.10. Factor de potencia de la corriente inyectada a la red	16
3.11. Tensiones soportadas por los interruptores controlados S_1 , S_2 y S_3 , respectivamente. 16	
3.12. Tensiones soportadas por los interruptores controlados S_1 , S_2 y S_3 , respectivamente, con la red Snubber en el interruptor del lado de DC.	17
3.13. Potencia de salida con la red de ayuda a la conmutación en el interruptor S_1	17
3.14. Curva característica de potencia de salida del panel solar (MathWorks® s.f.).	18
3.15. Algoritmo del seguidor del punto de máxima potencia (MathWorks® s.f.).	19
4.1. Formas más comunes de los núcleos de los transformadores en alta frecuencia.	21
4.2. Sección transversal del núcleo del transformador.	22
4.3. Característica de pérdidas del núcleo del transformador para un material dado en función de la frecuencia de conmutación y el volumen del núcleo.	24
4.4. Esquema simplificado del microinversor propuesto.	25
4.5. Diodo escogido para la aplicación	26

Índice de tablas

3.1. Especificaciones de diseño del sistema	12
4.1. Características de funcionamiento para el diseño del transformador	23
4.2. Parámetros del transformador <i>ETD39</i> en esta aplicación	24

Capítulo 1

Introducción y aspectos generales

En el presente trabajo, se desea realizar el diseño de un micro-inversor tipo Flyback para conexión a red en sistemas fotovoltaicos. Esta topología del convertidor flyback es utilizada en aplicaciones fotovoltaicas descentralizadas, de reducida potencia y con una elevada eficiencia y rendimiento. En la sección 2.1 se detallan los antecedentes y se describen las posibles topologías del convertidor flyback DC-DC mientras que en la sección 2.2 se explica de qué manera se ha llegado a un inversor gracias a la implementación de otro secundario en el transformador y la diferencia en el lazo de control realizado.

1.1 Introducción

En la sociedad actual existen multitud de sistemas de generación de energía eléctrica, desde grandes centrales nucleares o térmicas hasta pequeñas instalaciones fotovoltaicas de autoconsumo aunque, todas ellas, en mayor o menor medida, necesitan de equipos de regulación i transformación encargados de controlar y mantener unos niveles de tensión y forma de onda adecuados dentro de los límites marcados por la ley vigente, en España, la calidad de la energía suministrada está regulada por el “Real Decreto” 1955/2000, que a su vez hace referencia a la UNE-EN 50160 2011.

Dicho esto, la tendencia de la sociedad hacia un futuro con energía limpia y sostenible cada vez cobra mayor importancia y es en estos modos de producción de energía eléctrica donde más necesidad hay de convertidores e inversores electrónicos encargados de que el suministro, además de ser rentable, sea de calidad y se mantenga dentro de los límites establecidos.

En España, al igual que en el resto del mundo, la producción de energía eléctrica presenta una tendencia clara hacia el uso de renovables y fuentes de energía limpia. En 2018, según datos estimados de *Red Eléctrica de España* s.f., la producción de energía solar fotovoltaica y eólica se encuentra en completo auge y, en lo que llevamos de año, la producción de energía en función de la fuente, se ve reflejada en la figura 1.1.

La transición a un modelo energético gobernado por las renovables, la reducción de las emisiones de CO₂ a la atmósfera y la apuesta por los vehículos eléctricos, dan paso a infinidad de

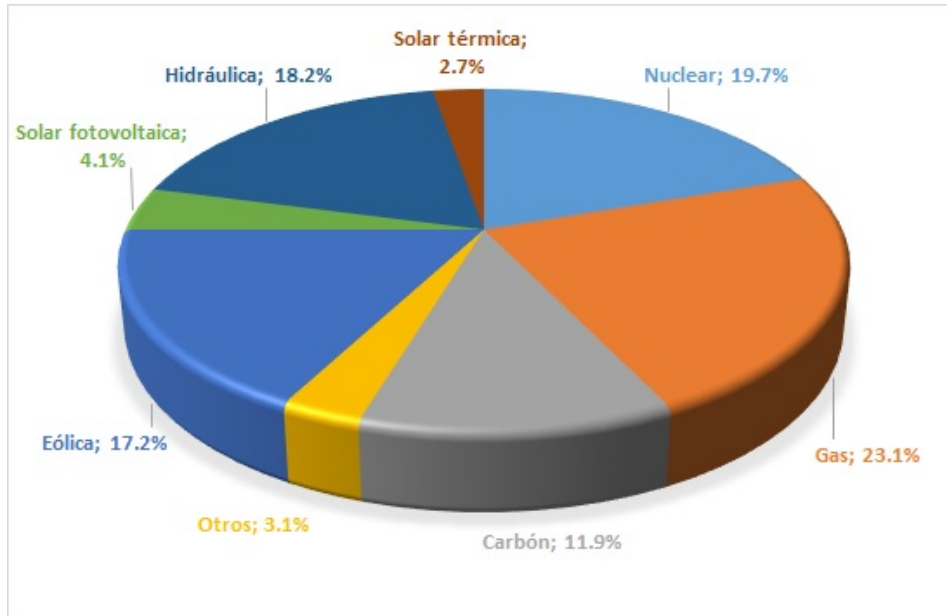


Figura 1.1: Producción de energía eléctrica en España en 2018.

mecanismos de mejora del rendimiento y la eficiencia de los equipos electrónicos, los cuales, cada vez están más desarrollados y son más complejos.

En definitiva, los microinversores así como todos los dispositivos encarados a la conversión de energía, poco a poco se abren paso hacia una sociedad cada vez más involucrada en las energías renovables y mentalizada de cara a un futuro abastecido con energía limpia y sostenible.

1.2 Objeto y motivación del presente trabajo

El objeto de este trabajo es el diseño de un sistema de conversión de energía eléctrica de alta eficiencia para sistemas fotovoltaicos de pequeña potencia conectados a red, normalmente, para abastecer parte del consumo de la instalación. La motivación principal para la elección de un proyecto de esta naturaleza, es el hecho de la previsión de la futura tendencia en cuanto a sistemas de energía eléctrica.

La tendencia mundial sobre la generación de energía está claramente enfocada a la descentralización de la generación, es decir, se avanza hacia una realidad donde la producción de energía dependa en menor medida de grandes centrales generadoras y las enormes redes de transporte y distribución. Por este motivo, las microrredes o también los sistemas de generación particulares cobran cada vez más fuerza a nivel mundial. Una microrred o *Smart Grid* es una agrupación de cargas y generadores de pequeño tamaño que actúan como un sistema único para suministrar tanto energía eléctrica como térmica (Observatorio Industrial del Sector de la Electrónica, Tecnologías de la Información y Telecomunicaciones 2011).

Por otra parte, la energía en forma de radiación solar que llega a nuestro país es muy elevada y la eficiencia de las plantas de generación de energía eléctrica a partir de la irradiación solar ya implantadas así lo demuestran.

Por todos estos motivos aumenta la importancia del desarrollo y mejora de los equipos electrónicos encargados de tratar la energía eléctrica producida de modo que pueda ser empleada y consumida tal y como se lleva haciendo en las últimas décadas.

1.3 Aspectos generales

Los paneles solares o paneles fotovoltaicos, son elementos capaces de transformar la energía en forma de irradiación solar que les llega en energía eléctrica. Los paneles solares proporcionan energía eléctrica en forma de corriente continua, la cual, ha de ser transformada en corriente alterna para posteriormente ser transportada y consumida en el punto deseado. Por este motivo existen varios métodos de tratar la energía proporcionada por el panel de modo que pueda ser consumida de forma adecuada.

Los convertidores DC-DC son equipos electrónicos que permiten obtener una tensión continua, constante y con unos parámetros de rizado y forma de onda determinados. En muchos casos cuando se requiere una corriente alterna a partir de una continua, se utiliza comúnmente una topología de inversor en dos etapas (figura 1.2) que consiste básicamente en un convertidor elevador DC-DC que alimenta a un inversor en puente completo o semi-puente a través de un DC-Link. En este caso, también se desea obtener una corriente senoidal a partir de una corriente continua pero se obtiene en una única etapa, es decir, no se requiere de un convertidor elevador DC-DC acoplado a un inversor si no que el propio micro-inversor (figura 1.3) se encarga de transformar la corriente continua proporcionada por la fuente en corriente alterna en fase con la red a la que se encuentra conectado.

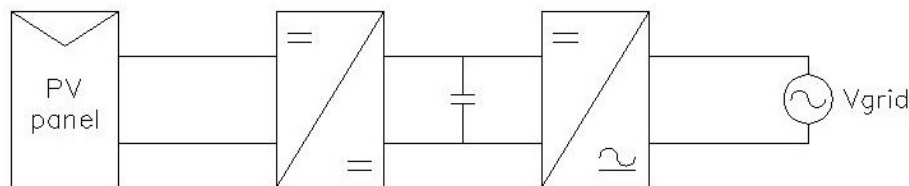


Figura 1.2: Inversor en dos etapas para aplicaciones fotovoltaicas.

Esta topología de micro-inversor es utilizada en aplicaciones fotovoltaicas descentralizadas de pequeña potencia mientras que la topología común en dos etapas es utilizada en instalaciones parcial o completamente centralizadas (Poseen un único inversor para un gran número de paneles solares) puede soportar potencias mucho mayores aunque posee menor rendimiento, mayor coste y una instalación de mayor envergadura.

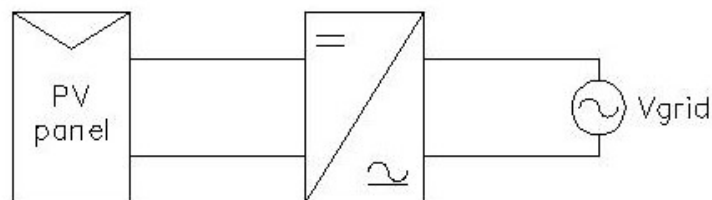


Figura 1.3: Topología del micro-inversor en una etapa.

El sistema de micro-inversor propuesto

En el presente capítulo se detallan las modificaciones necesarias en el convertidor Flyback para que este trabaje como micro-inversor. Además del sistema de control propuesto y el modo de funcionamiento del micro-inversor.

2.1 Convertidores DC-DC

El funcionamiento de los convertidores de corriente continua están basados en cargar una bobina y un condensador a partir de la fuente para descargar esta energía de manera que se consiga la tensión requerida en la salida. En la actualidad existen múltiples topologías de convertidores de corriente continua los cuales se pueden dividir en dos subgrupos:

- **Convertidores DC-DC Básicos.** Son convertidores de corriente continua donde se tiene un rango de tensiones de entrada y se obtiene una salida regulada de un valor determinado. Presentan pocos componentes y un control bastante simple. La principal diferencia es que estos convertidores no poseen aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Entre los convertidores no aislados más comunes podemos encontrar el convertidor reductor Buck, el convertidor elevador Boost y el convertidor elevador-reductor Buck-Boost.
- **Convertidores DC-DC Aislados.** Son convertidores de corriente continua aislados, es decir, poseen aislamiento galvánico entre la entrada y la salida mediante un transformador en alta frecuencia, este transformador normalmente sustituye a la bobina que poseen los DC-DC no aislados. De este modo, se tiene una relación de transformación que se elige dependiendo de las características deseadas además de la inductancia de la bobina la cual es esencial para el funcionamiento de estos convertidores. En resumen, a partir de los convertidores DC-DC no aislados, implantando un transformador de aislamiento en el circuito, conseguimos disponer de los convertidores DC-DC aislados, los cuales, presentan multitud de topologías y, al igual que sus antecesores, pueden elevar o reducir tensiones proporcionando una salida fija.

Por otra parte, estos convertidores pueden dividirse según su funcionamiento reductor, elevador o elevador-reductor de tensión. Los aislados poseen ambas derivaciones ya que puede elegirse la relación de transformación en el transformador que incorporan, sin embargo, en los no aislados

existen varias topologías que permiten elevar y reducir la tensión de salida, es decir, pueden proporcionar una tensión fija ya sea la entrada de menor o de mayor voltaje que la salida.

Son convertidores que trabajan a altas frecuencias de conmutación, cargando y descargando continuamente una bobina y/o un condensador en función de la topología. La ventaja de trabajar a altas frecuencias es que el filtrado de la tensión de salida es más fácil además de que, a mayor frecuencia, menor será el tamaño de la bobina o el condensador ya que la energía instantánea que deben almacenar es menor.

El convertidor DC-DC Flyback es un convertidor de tipo aislado el cual tiene un funcionamiento muy parecido a su antecesor no aislado, el convertidor Buck-Boost (figura 2.1).

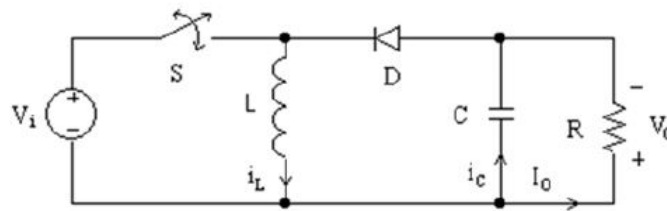


Figura 2.1: Convertidor elevador-reductor no aislado Buck-Boost.

El convertidor Buck-Boost funciona haciendo pasar corriente por la bobina mientras que el condensador alimenta la carga en el t_{on} del interruptor controlado. Durante el t_{off} , la corriente en la bobina circula a través del diodo de manera que alimenta la carga y energiza el condensador nuevamente. El ciclo de trabajo (en inglés *Duty*) depende de la regulación que se desee y la tensión de entrada. Según la forma de onda de la corriente que atraviesa la bobina, se pueden distinguir varios tipos de funcionamiento:

Funcionamiento en conducción continua (CCM): En conducción continua (*Continuous conduction mode*), la corriente en la bobina oscila entre dos valores mayores a cero, es decir esta corriente no se extingue en ningún caso. La corriente se incrementa durante el t_{on} y decrece durante el t_{off} del interruptor (figura 2.2).

Funcionamiento en conducción discontinua (DCM): En conducción discontinua (*Discontinuous conduction mode*), la corriente en la bobina pasa por cero en cada periodo, es decir, hay una parte del periodo donde la corriente en la bobina es nula. Al igual que en conducción continua, la corriente se incrementa durante el t_{on} y decrece durante el t_{off} pasando por cero en cada ciclo del interruptor (figura 2.3).

Funcionamiento en el límite entre ambas (BCM): El funcionamiento en el límite entre conducción continua y conducción discontinua (*Boundary conduction mode*) se basa en eliminar el tiempo muerto producido desde que la corriente se hace cero y el siguiente periodo del interruptor, es decir, cuando la corriente en la bobina se hace cero el interruptor entra en conducción, de modo que, la corriente en la bobina es cero durante un instante muy breve. Por este motivo, la frecuencia de conmutación del interruptor es variable para cada periodo.

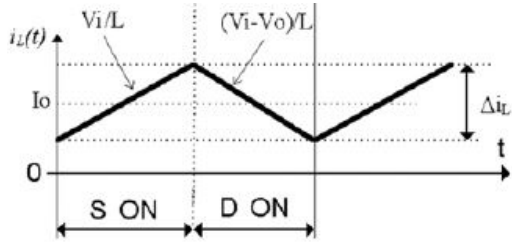


Figura 2.2: Corriente en la bobina en conducción continua.

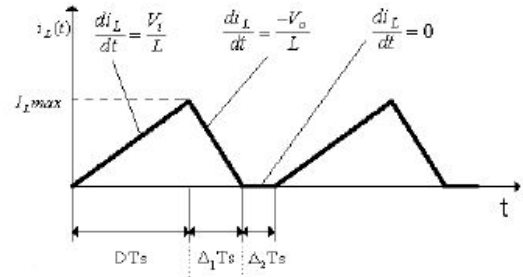


Figura 2.3: Corriente en la bobina en conducción discontinua.

2.2 Convertidor Flyback

El convertidor DC-DC aislado tipo flyback, en esencia, es un convertido Buck-Boost aislado, donde la bobina se ha sustituido por un transformador, el cual, además de almacenar energía en forma de corriente, proporciona aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. En la figura 2.4 se observa el circuito de un convertidor flyback. Este tipo de convertidor, del mismo modo que lo hace el Buck-Boost en la bobina, hace circular corriente en el primario durante el t_{on} (figura 2.5) y este transfiere la energía almacenada al secundario durante el t_{off} (figura 2.6).

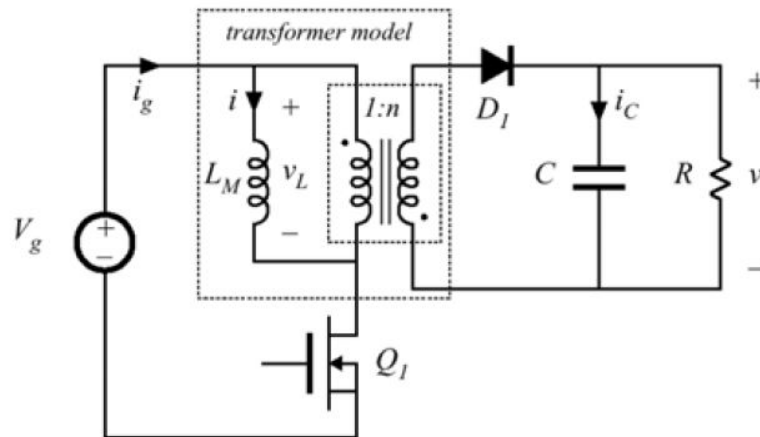


Figura 2.4: Convertidor Flyback

Tal y como se observa en ambas figuras (figura 2.5 y figura 2.6), en ningún caso existe corriente en ambos devanados a la vez, es decir, cuando hay corriente por el primario, el secundario no conduce gracias al bloqueo del diodo y, durante el t_{off} , el interruptor se encuentra bloqueado mientras que en el secundario del transformador existe corriente. Gracias al condensador de salida, la tensión en la carga se mantiene constante con un rizado a la frecuencia de conmutación del interruptor.

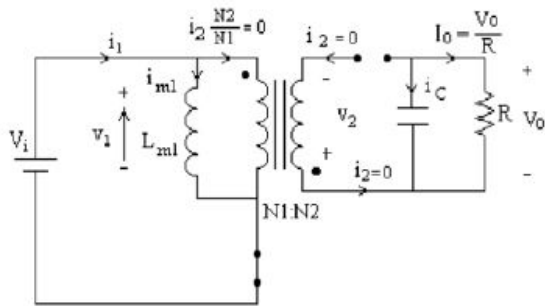


Figura 2.5: Circuito Flyback durante el t_{on} .

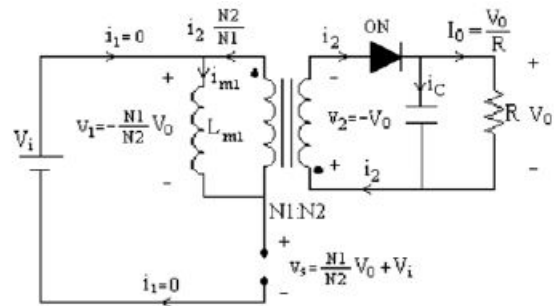


Figura 2.6: Circuito Flyback durante el t_{off} .

2.3 Del convertidor Flyback al micro-inversor

Tal y como se observa en la figura 2.4, el flyback dispone de un primario y un secundario en el transformador. Ahora bien, en el caso de que se diseñe el control del interruptor controlado de modo que se obtenga una señal senoidal no filtrada, y con la implantación de otro secundario idéntico al existente de manera que cada uno ofrezca un semi-periodo de la señal senoidal, se llega a la topología del flyback trabajando como micro-inversor (figura 2.7).

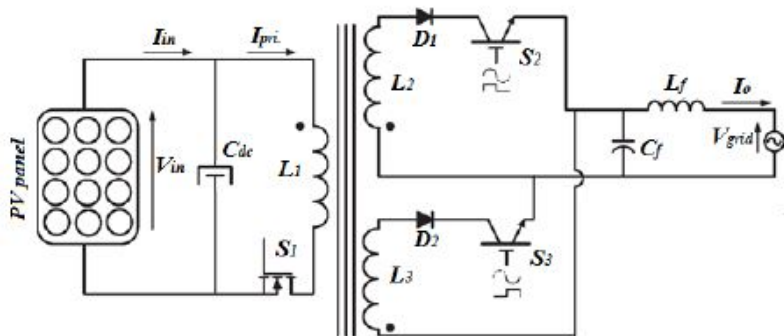


Figura 2.7: Micro-inversor Flyback

Es importante resaltar que el funcionamiento del micro-inversor no debe en ningún caso entrar en el modo de conducción continua ya que deforma la forma de onda de salida. En esta topología, únicamente es viable el funcionamiento en conducción discontinua o en el límite entre ambas.

2.4 Sistema de control propuesto

El control por pulsos o PWM (*Pulse width modulation*) de los interruptores se hace de manera que el interruptor S_1 , modulado en alta frecuencia, cree una forma de onda en forma de semiperiodos de una senoidal ni filtrada. Por otra parte, los interruptores S_2 y S_3 se modulan a la frecuencia de la red de manera que invierten uno de cada dos semiperiodos para obtener la onda senoidal en la salida. El control del interruptor S_1 se hace comparando el valor absoluto

de la onda senoidal de la red con una señal en diente de sierra de la frecuencia de conmutación deseada. Todo esto se ve reflejado en la figura 2.8.

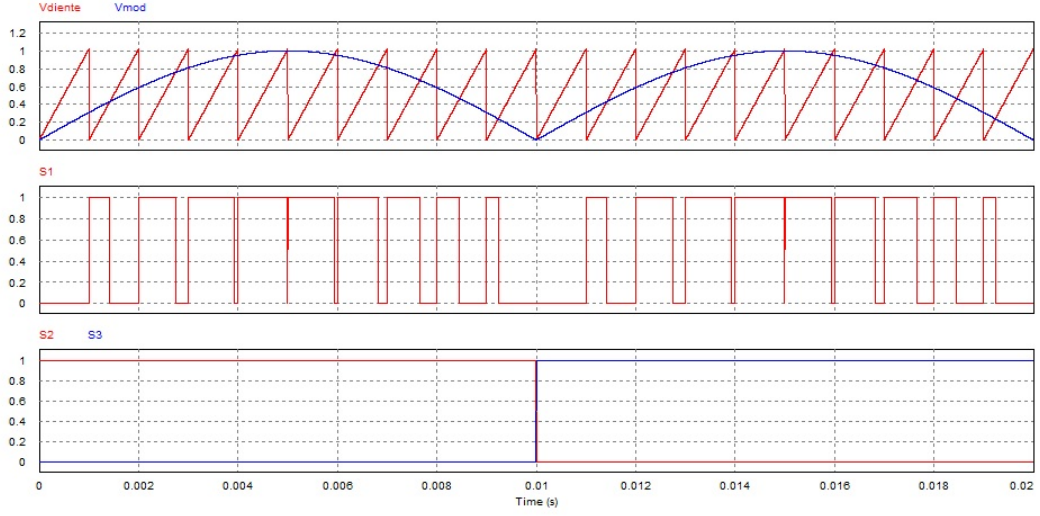


Figura 2.8: Pulsos de disparo de S_1 , S_2 y S_3

Este sistema de control nos permite energizar el transformador durante el t_{on} del interruptor S_1 y posteriormente transferir esta energía almacenada al secundario durante el t_{off} del interruptor S_1 . Es importante resaltar que, durante el t_{off} , la corriente en la inductancia magnetizante (L_m) que el transformador transfiere a la salida debe pasar por cero antes de un nuevo ciclo del interruptor S_1 para así permanecer en el modo de funcionamiento de conducción discontinua. Por este motivo y para asegurarse de que se cumple esta condición, se llega a la ecuación (2.1).

$$t_{off} \leq T_s - t_{on_p} \quad (2.1)$$

Donde t_{on_p} corresponde al tiempo máximo de activación del interruptor S_1 que a su vez corresponde al paso por el máximo de la señal senoidal. Durante el t_{on} , la corriente en el primario del transformador viene dada por la ecuación (2.2).

$$V_{dc} = L_m \frac{di_{dc}(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Y, sabiendo que la corriente parte de cero en cada periodo de S_1 , la máxima corriente en el primario vendrá dada por la ecuación (2.3).

$$i_{dc_p} = \frac{V_{dc}}{L_m} t_{on} \quad (2.3)$$

Donde t_{on} se puede definir como el ciclo de trabajo (d) entre la frecuencia de conmutación y se llega a la ecuación (2.4).

$$i_{dc_p} = \frac{V_{dc}}{L_m f_s} d \quad (2.4)$$

Como la corriente en el primario debe tener una forma de onda senoidal, se puede afirmar que el ciclo de trabajo de interruptor S_1 vendrá representado por la ecuación (2.5).

$$d(t) = d_p \sin \omega t \quad (2.5)$$

Por otra parte, sabiendo la tensión red también viene dada por una función senoidal (Ecuación (2.6)), con la ecuación Ecuación 2.7 se puede estimar la inductancia magnetizante del transformador (L_m) para que pueda almacenar la energía suficiente para inyectarla a la red a la vez que no sea demasiado grande y empuje al micro-inversor a entrar en funcionamiento en modo de conducción continua.

$$v_{grid}(t) = V_{grid_p} \sin \omega_g t \quad (2.6)$$

$$L_m = \frac{1}{2} \left(\frac{d_p^2 V_{grid_{rms}}^2}{f_s P_o} \right) \left(\frac{V_{dc}}{V_{grid_p}} \right)^2 \quad (2.7)$$

Por último, la potencia trasferida por el micro-inversor viene dada por la ecuación (2.8)

$$P_o = \frac{1}{4} \frac{V_{in}^2 d_p^2}{L_m f_s} \quad (2.8)$$

Simulación del sistema y mejoras de funcionamiento

En este capítulo se describe el método utilizado para la simulación del micro-inversor, la cual, se ha realizado con el programa PSIM. En la sección 3.1 se detalla como se ha construido el circuito en PSIM, en la sección 3.2 se muestran las formas de onda obtenidas mientras que en la sección 3.3 se explica el diseño y funcionamiento del filtro de salida. A continuación, se detalla la implantación de una red de ayuda a la conmutación en la sección 3.4 y, por último, se analiza el funcionamiento del seguidor del punto de máxima potencia en la sección 3.5.

3.1 Esquema eléctrico del sistema

El programa utilizado para las simulaciones ha sido el PSIM. Este programa proporciona, además del montaje del circuito, la posibilidad de realizar simulaciones a partir de un panel solar virtual lo más aproximado posible a la realidad. También visualizan las formas de onda de las corrientes y tensiones en todo el circuito. En la figura 3.1 se muestra el esquema propuesto para la simulación del sistema, en la tabla 3.1 se muestran las especificaciones de diseño del micro-inversor flyback. Sensada la tensión de red, se escala de manera que proporciona una señal senoidal de 1V de pico. Esta señal se compara con la de diente de sierra para obtener el ciclo de trabajo del interruptor S_1 y, por otra parte, esta señal senoidal se compara con un valor nulo para obtener los ciclos de trabajo de S_2 y S_3 .

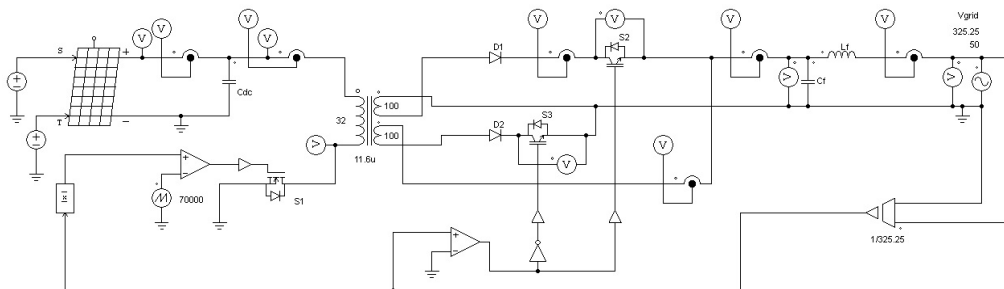


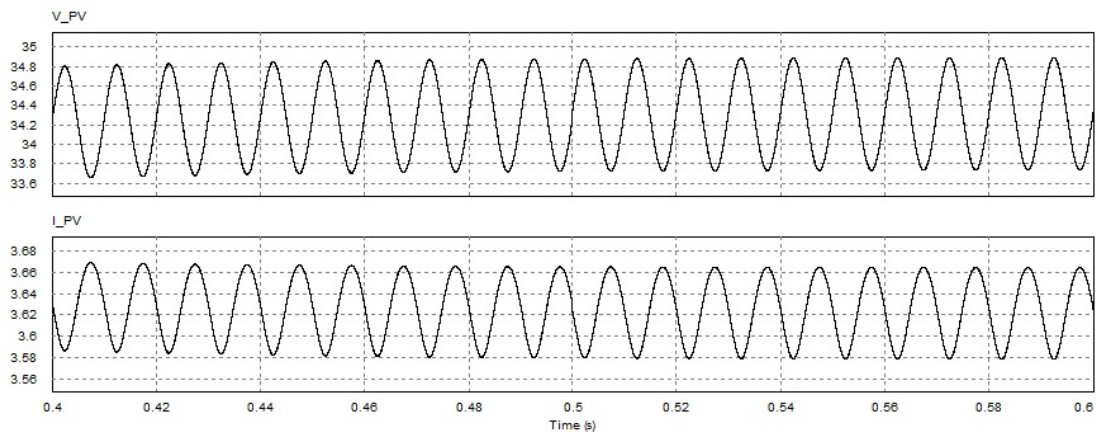
Figura 3.1: Sistema de simulación propuesto

Tabla 3.1: Especificaciones de diseño del sistema

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia de salida máxima	$P_{o,max}$	125W
Frecuencia de conmutación	f_s	70kHz
Voltaje de entrada	V_{dc}	30 ~ 40V
Voltaje de red	$V_{grid,rms}$	230V
Frecuencia de red	f_{grid}	50Hz
Relación de transformación	N	0,32
Inductancia magnetizante	L_m	11,6μH
Capacidad del filtro de salida	C_f	1μF
Inductancia del filtro de salida	L_f	0,9mH

3.2 Resultados de la simulación

El panel fotovoltaico utilizado para la simulación está compuesto por dos paneles de 62W cada uno, de este modo, en la entrada del inversor hay una tensión continua de unos 34V con un pequeño rizado de 1,1V pico a pico como máximo. La corriente de entrada también presenta un pequeño rizado y tiene un valor medio que corresponde al valor medio de la corriente de entrada al micro-inversor. El condensador de entrada suministra los picos de corriente que demanda el micro-inversor durante el pico de la onda senoidal de referencia. La forma de onda de la tensión se ve reflejada en la figura 3.2 junto con la forma de onda de la corriente suministrada por el panel.


Figura 3.2: Formas de onda de la tensión y corriente suministradas por el panel

La potencia de entrada al inversor se puede observar en la figura 3.3.

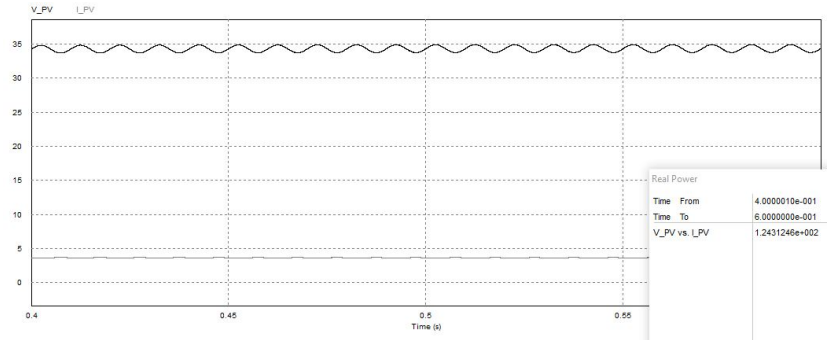


Figura 3.3: Potencia suministrada por el panel al micro-inversor

La corriente de entrada al micro-inversor se muestra en la figura 3.4, se observa que tiene una forma como el valor absoluto de una senoidal. El valor máximo de la corriente corresponde a valores cercanos a 24A en el paso por el pico de la senoidal de referencia.

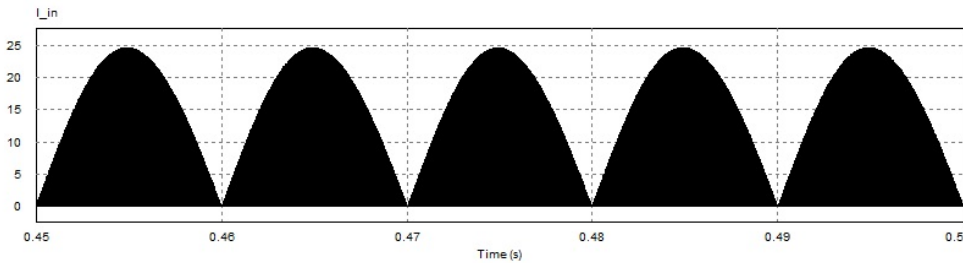


Figura 3.4: Corriente de entrada al inversor

Esta corriente de entrada al micro-inversor pasa por el primario del transformador de manera que lo energiza. En el momento que la corriente se extingue, el diodo deja de bloquear y la corriente en secundario tiende a des-energizar el transformador para transferir la energía a la red. Todo esto se ve reflejado en la figura 3.5

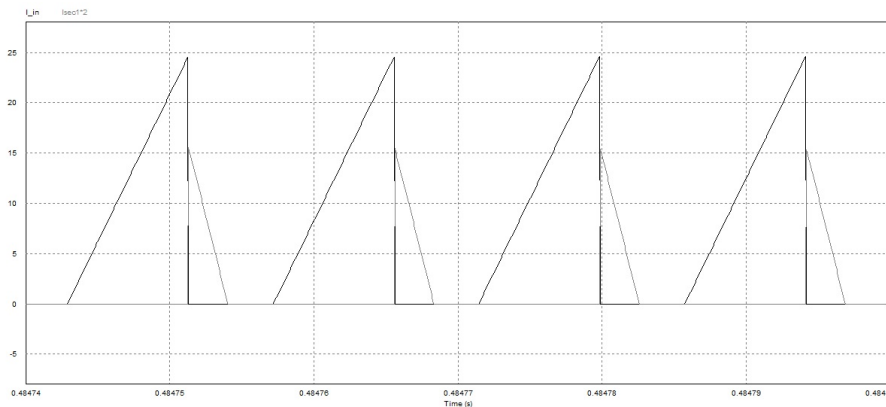


Figura 3.5: Corriente en el primario y corriente en el secundario

La corriente en cada uno de los secundarios se suma para obtener la corriente de salida no filtrada, es decir, una corriente compuesta por pulsos muy breves. En la figura 3.6 se observa como se compone la corriente de salida no filtrada.

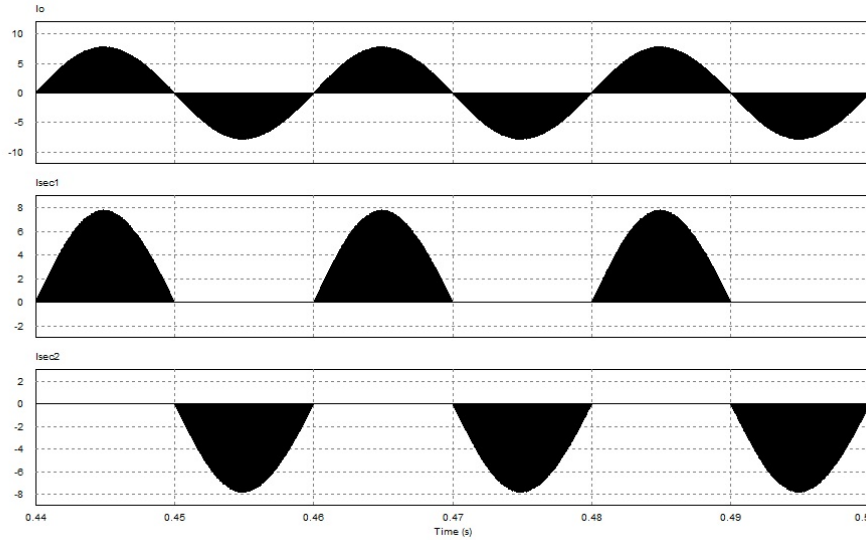


Figura 3.6: Corriente de salida no filtrada

Todo esto ocurre por la modulación utilizada para el disparo de los interruptores controlados tal y como se explica en la sección 2.4. Los disparos de los interruptores se muestran en la figura 3.7. El interruptor S_1 se trata de un MOSFET mientras que los interruptores S_2 y S_3 son del tipo IGBT.

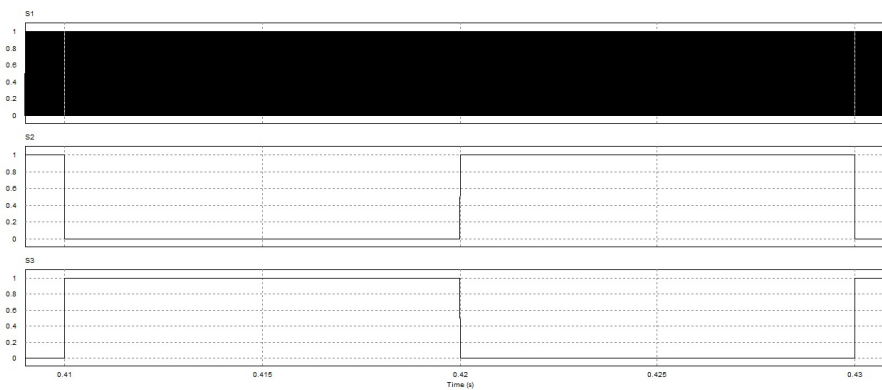


Figura 3.7: Disparos de los interruptores controlados

3.3 Filtro de salida

El filtro de salida nos sirve para poder transformar la corriente compuesta de pulsos breves en una corriente senoidal en fase con la tensión de red, en la figura 3.8 se observa como el filtro hace variar la forma de la corriente de modo que se consigue una corriente senoidal con un pequeño rizado del orden de mA a $70kHz$.

Este filtro se ha diseñado de manera que atenúe más de $40dB$, la frecuencia de corte en este caso viene dada por la ecuación (3.1). Los parámetros han sido elegidos de manera que la impedancia sea baja y no provoque desfase entre la tensión de red y la corriente inyectada.

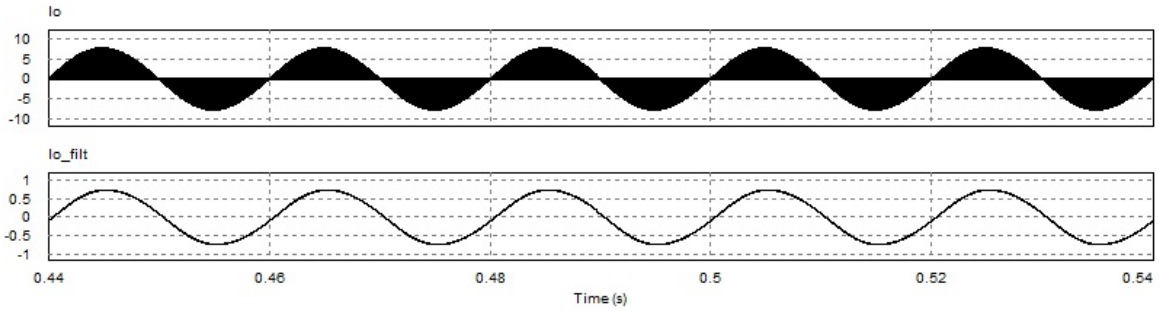


Figura 3.8: Acción del filtro sobre la corriente de salida

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

Por último, en la figura 3.9 se observan las ondas de tensión y corriente inyectada a la red multiplicada por 100 para que se puedan distinguir correctamente. Con ambas formas de onda se calcula la potencia inyectada a la red y en la figura 3.10 se calcula el factor de potencia de la corriente respecto de la tensión. Este factor de potencia es prácticamente unidad.

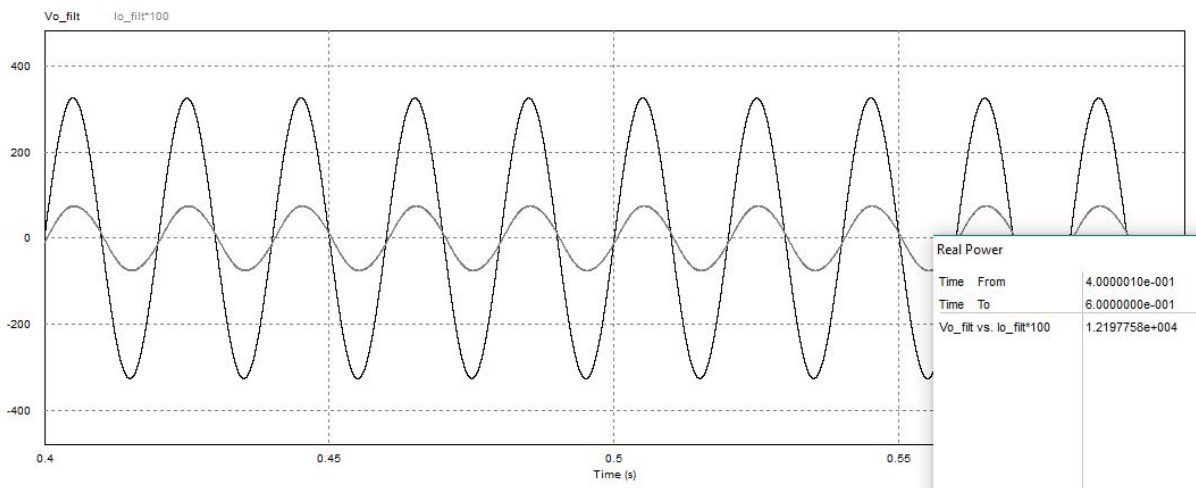


Figura 3.9: Potencia de salida suministrada a la red

Sabiendo las potencias de entrada y de salida se puede obtener el rendimiento teórico del inversor mediante la ecuación (3.2).

$$\eta_{inversor} = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} = \frac{122,0}{124,3} = 0,98 \Rightarrow 98\% \quad (3.2)$$

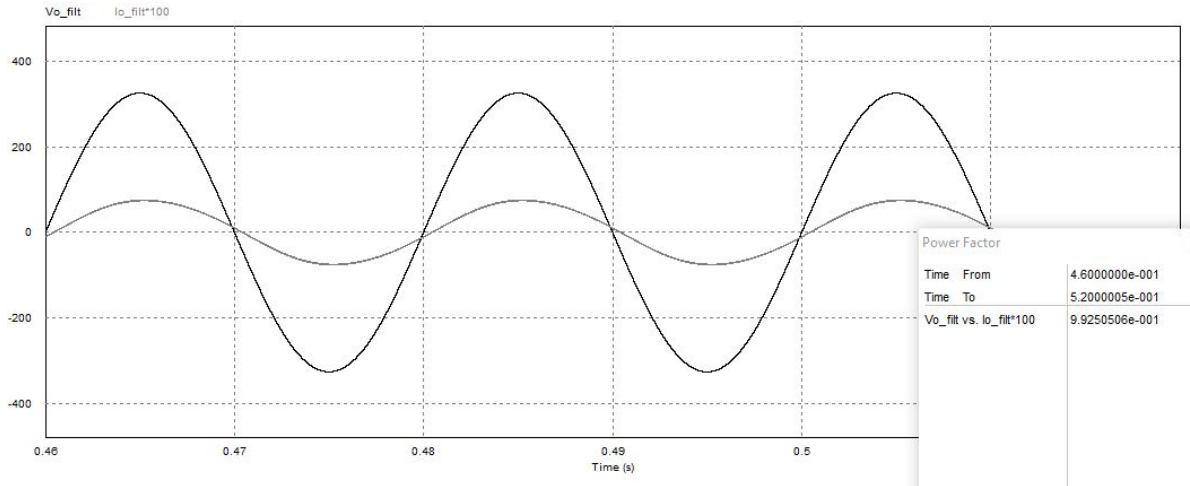


Figura 3.10: Factor de potencia de la corriente inyectada a la red

3.4 Red de ayuda a la conmutación

Debido a la alta frecuencia de conmutación con la que se trabaja, el interruptor controlado S_1 será tipo MOSFET ya que presenta bajas pérdidas en conmutación y una capacidad de respuesta en frecuencia del orden de MHz . Por otro lado, en la parte de corriente alterna, el interruptor debe soportar tensiones más elevadas y no necesita de una respuesta muy rápida, por este motivo, los interruptores controlados S_2 y S_3 serán del tipo IGBT. El valor típico de tensión máxima soportada por un MOSFET es de $1000V$ mientras que el valor máximo de tensión soportada por un IGBT es de alrededor de $2000V$.

Por otro lado, cuando se dispone de una impedancia inductiva sometida a tensión por la cual circula una corriente y, en un momento dado, se abre el circuito, la tensión en bornes del componente aumenta de manera brusca debido a la corriente que circula por él. Por este motivo, al disparar el interruptor controlado tipo MOSFET (S_1), la tensión que bloquea es igual a la tensión de entrada, la tensión en secundario reflejada en primario y la tensión instantánea que provoca la inductancia del primario del transformador, todas ellas sumadas. En este caso las tensiones soportadas por los interruptores se ven reflejadas en la figura 3.11 suponiendo una inductancia de primario del transformador de $0,1\mu H$.

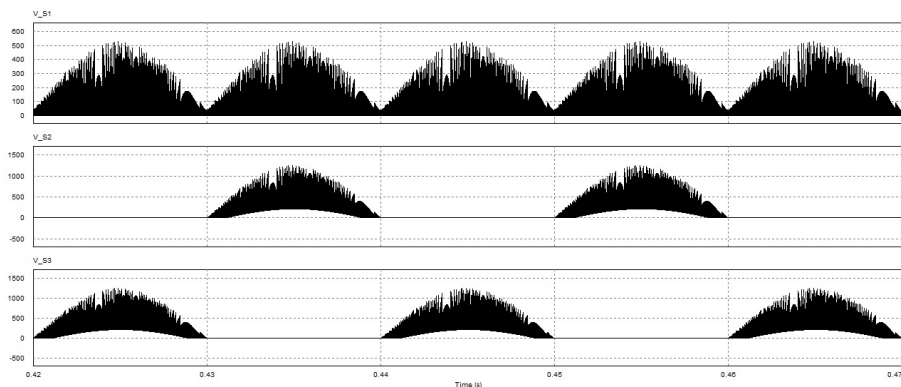


Figura 3.11: Tensiones soportadas por los interruptores controlados S_1 , S_2 y S_3 , respectivamente.

Tras la implantación de la red Snubber (red de ayuda a la conmutación), las tensiones soportadas por los interruptores en corte son menores aunque el rendimiento del inversor cae debido a la disipación de potencia de la resistencia de la red Snubber. Con una red de ayuda a la conmutación del tipo RC la cual se compone de una resistencia en serie con un condensador ambos en paralelo al interruptor S_1 , con unos valores de resistencia y capacidad de 30Ω y $115\mu F$ respectivamente, las tensiones de bloqueo de los interruptores resultantes se muestran en la figura 3.12.

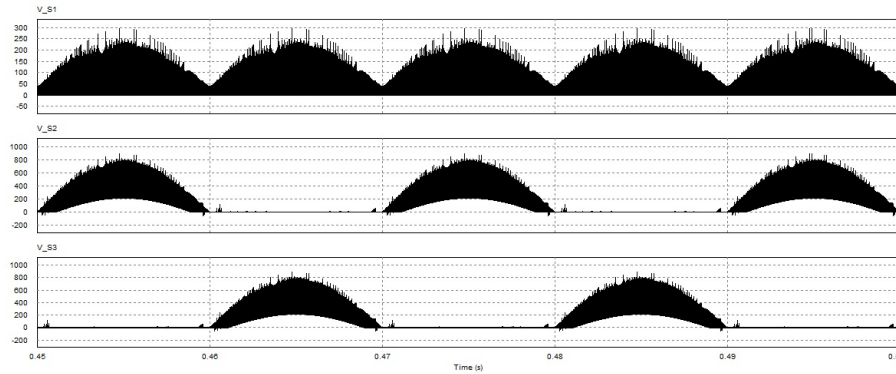


Figura 3.12: Tensiones soportadas por los interruptores controlados S_1 , S_2 y S_3 , respectivamente, con la red Snubber en el interruptor del lado de DC.

Por otra lado, se observan en la figura 3.13 que la potencia entregada a la red es menor ya que se disipa potencia en la red de ayuda a la conmutación. Por este motivo el rendimiento cae hasta valor de alrededor del 96 % ya que la potencia entregada es de $120W$. Además de las pérdidas de potencia, la oscilación de la red Snubber provoca deformaciones de alta frecuencia en la corriente de salida aunque no influye en el factor de potencia, el cual, sigue siendo prácticamente unidad.

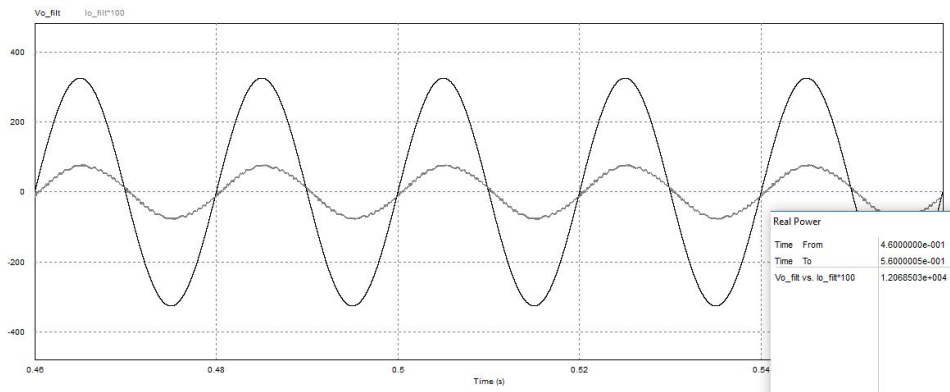


Figura 3.13: Potencia de salida con la red de ayuda a la conmutación en el interruptor S_1 .

3.5 Seguidor del punto de máxima potencia

En la actualidad, la inmensa mayoría de equipos de regulación y extracción de energía a partir de paneles solares incorpora un seguidor del punto de máxima potencia del panel. El seguidor del punto de máxima potencia o MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) es el encargado de sensar la potencia entregada por el panel i variar la tensión en bornes del mismo para de este modo buscar el punto donde el panel entregue la máxima potencia para un nivel de irradiación solar dado. La potencia entregada por un panel solar viene dada por la figura 3.14 en función del voltaje, el cual puede verse afectado por cambios de la intensidad de irradiación solar o por factores como la temperatura.

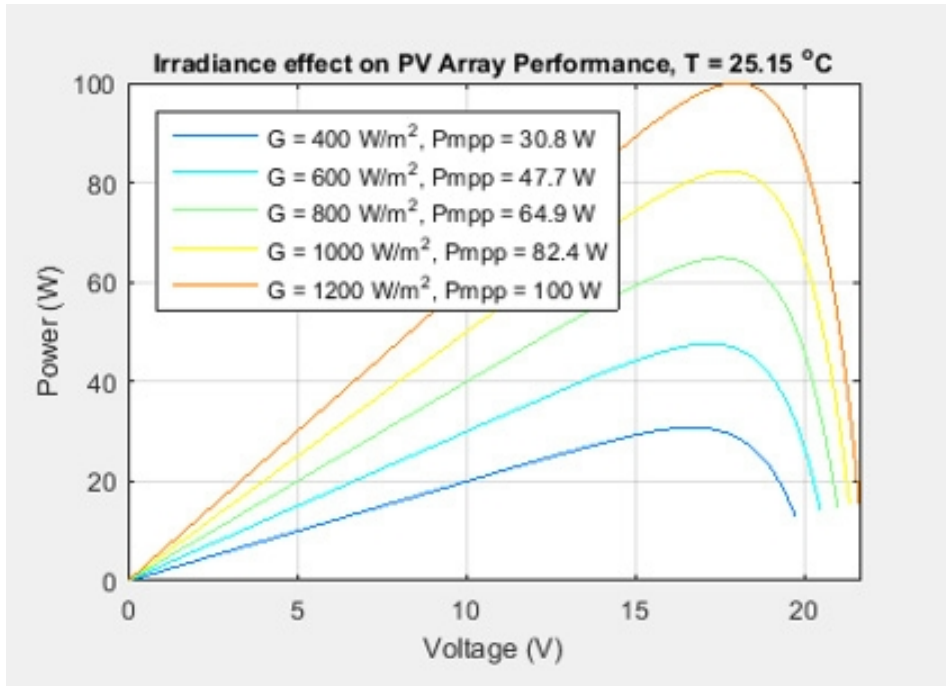


Figura 3.14: Curva característica de potencia de salida del panel solar (MathWorks® s.f.).

El seguidor del punto de máxima potencia se encarga de sensar la tensión y la corriente de entrada al microinversor y variar la tensión para verificar si el producto tensión-corriente aumenta, en este caso, continuará variando la tensión en ese sentido para buscar el punto donde el panel esté entregando la máxima potencia posible para una determinada irradiación solar. En el momento que la potencia baja, el seguidor cambia el sentido en que estaba variando la tensión para poder así encontrar el nuevo punto de máxima potencia. De este modo, el MPPT hará que el panel se encuentre oscilando en valores de tensión y corriente entregados entorno al punto de máxima potencia.

Este método de MPPT es uno de los más utilizados y consiste básicamente en perturbar la tensión y observar si aumenta o disminuye la potencia, de ahí su nombre en inglés *P&O* (*Perturb and observe*) también llamado *Hill-Climbing* aunque existen otros métodos de seguimiento del punto de máxima potencia como el *Incremental conductance*.

El algoritmo que utiliza el método de perturbar y observar se muestra en la figura 3.15. Donde $P(k)$ es la potencia instantánea medida y $P(k - 1)$ es la anterior medición de potencia.

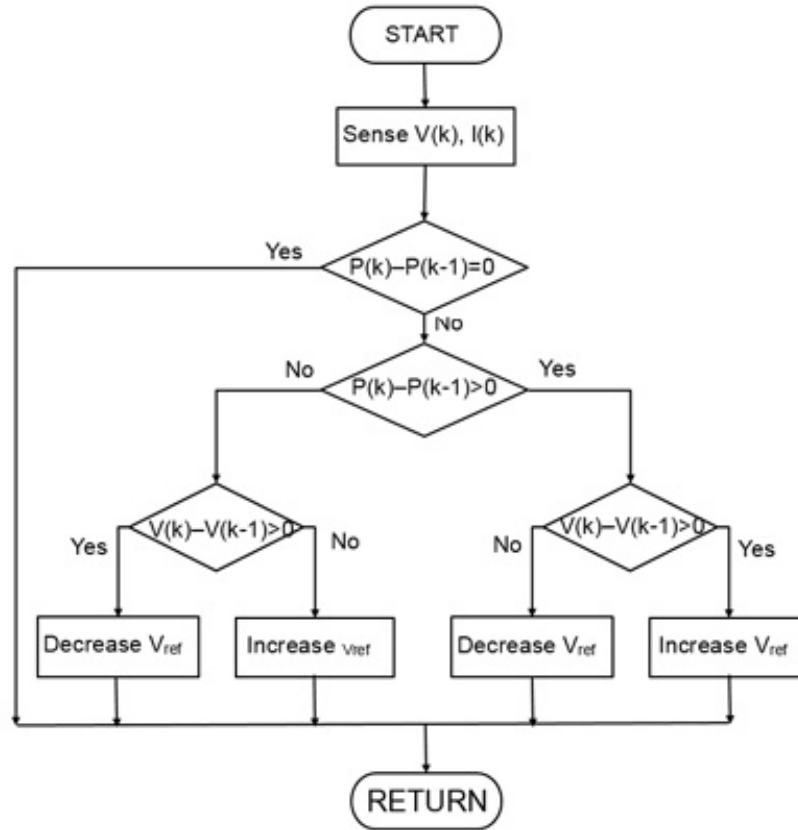


Figura 3.15: Algoritmo del seguidor del punto de máxima potencia (MathWorks® s.f.).

Gracias a este método, los paneles solares proporcionan la máxima potencia posible en el determinado punto de funcionamiento ya que parámetros como la irradiación solar, la temperatura u otros factores ambientales pueden afectar al punto de máxima potencia del panel alterando considerablemente la curva característica (figura 3.14). Con la implementación del MPPT nos aseguramos que el panel se encuentra entregando la máxima potencia para unos valores de irradiación y temperatura dados.

Diseño del transformador y selección de semiconductores

En este capítulo, en primer lugar en la sección 4.1, se detalla el diseño del transformador en alta frecuencia para el microinversor. Posteriormente, en la sección 4.2 se realiza la selección de los interruptores controlados que sería conveniente implementar en el prototipo.

4.1 Diseño del transformador

Los transformadores de alta frecuencia son de mucho menor tamaño y mayor rendimiento que los transformadores a frecuencias bajas. En muchas aplicaciones como filtros EMI o circuitos de electrónicos en general se utilizan transformadores de este tipo, los cuales poseen núcleos de ferrita combinada con diversos óxidos de metales como el magnesio, el zinc o el níquel con el fin de optimizar las características en función de la frecuencia. Además del material del núcleo, también es necesario elegir la forma del mismo, existen tantas formas constructivas del núcleo como aplicaciones, en la figura 4.1 se observan los núcleos más comunes.



Figura 4.1: Formas más comunes de los núcleos de los transformadores en alta frecuencia.

4.1.1 Elección del transformador

Para el diseño del transformador se deben tener en cuenta factores como la frecuencia de conmutación, la energía que debe almacenar el núcleo o las intensidades que deben soportar los devanados, además, este tipo de transformadores son los únicos que poseen un entrehierro de manera que se ajuste la inductancia magnetizante.

En primer lugar, se elige el material del núcleo según la frecuencia de conmutación deseada ya que cada material presenta una curva de pérdidas en función de la frecuencia. En este caso, se ha elegido un núcleo de ferrita con óxidos de magnesio y zinc (3C94) el cual presenta muy buenas características operando con frecuencias de hasta $0,3MHz$ y cuya ficha técnica se encuentra en el Apéndice A.

Por otra parte, se ha elegido un núcleo del tipo *ETD*. Este tipo de núcleos se caracteriza por la composición en forma de dos "E" en oposición. En la figura 4.2 se observa la sección de una mitad del núcleo del transformador. Los devanados se implantan en la columna central y se calculará el *gap* o entrehierro del transformador. El entrehierro en estos transformadores proporciona la inductancia magnetizante tan importante en estas aplicaciones.

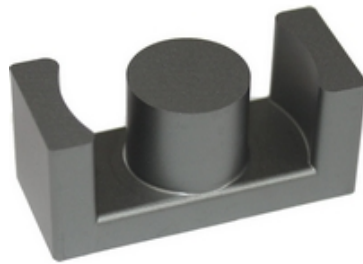


Figura 4.2: Sección transversal del núcleo del transformador.

Para la obtención de las dimensiones del núcleo se deben conocer una serie de datos del funcionamiento del transformador. Para este caso, el principal factor a tener en cuenta es que se deben implantar dos devanados secundarios con la ventaja de que son idénticos, por eso los valores más característicos como el factor de utilización de la ventana del transformador o la densidad de flujo magnético vienen recogidos en la tabla 4.1.

Según los datos de partida de la tabla 4.1, se puede conocer el área necesaria de utilización del transformador mediante la ecuación (4.1), donde A_e y A_w corresponden al área efectiva y al área de la ventana del transformador

$$AP = \frac{L_m I_{1,pico} I_{DC}}{k_u J_{max} B_{sat}}; \quad AP > A_e A_w \quad (4.1)$$

A continuación, sabiendo el área necesaria, se eligen unas dimensiones del transformador y se obtiene el número de vueltas del primario y la longitud del *gap* mediante las ecuaciones (4.2) y (4.3), respectivamente.

$$N_1 > \frac{L_m I_{1,pico}}{A_e B_{sat}} \quad (4.2)$$

Tabla 4.1: Características de funcionamiento para el diseño del transformador

Parámetro	Símbolo	Valor
Frecuencia de conmutación	f_s	70kHz
Inducción magnética	B_{sat}	0,25T
Inductancia magnetizante	L_m	11,6μH
Corriente en el primario	i_1	7,1A
Corriente en el secundario	i_2	1,12A
Corriente media	I_{DC}	3,65A
Relación de transformación	N	0,32
Densidad de corriente	J	4A/mm ²
Factor de utilización de la ventana o factor de llenado	k_u	0,26

$$l_g \simeq \frac{N_1^2 A_e \eta_0}{L_m} \quad (4.3)$$

Una vez determinados estos parámetros según el transformador elegido, se determina el número de vueltas de cada secundario mediante la relación de transformación y, posteriormente, se determinan las secciones necesarias para los devanados primario y secundarios mediante las ecuaciones (4.4) y (4.5).

$$S_1 \geq \frac{i_1}{J} \Rightarrow d_1 = \sqrt{\frac{4}{\pi} S_1} \quad (4.4)$$

$$S_2 \geq \frac{i_2}{J} \Rightarrow d_2 = \sqrt{\frac{4}{\pi} S_2} \quad (4.5)$$

Conocidas ambas secciones se verifica si la elección del transformador es la correcta mediante la ecuación (4.6).

$$N_1 S_1 + 2N_2 S_2 < k_u A_e \quad (4.6)$$

En caso de cumplirse esta condición, el transformador elegido es el adecuado. En este caso, seleccionando un núcleo del tipo *ETD39*, los parámetros resultantes se muestran en la tabla 4.2.

La ficha técnica del tipo de núcleo utilizado (*ETD39*) se encuentra en el Apéndice B.

Tabla 4.2: Parámetros del transformador *ETD39* en esta aplicación

Parámetro	Símbolo	Valor
Factor área necesaria	AP_n	$14810,9mm^4$
Área efectiva	A_e	$125,0mm^2$
Área de la ventana	A_w	$177,0mm^2$
Factor área disponible	AP_d	$22125,0mm^4$
Número de espiras del primario	N_1	<i>9espiras</i>
Número de espiras del secundario	N_2	<i>28espiras</i>
Longitud del <i>gap</i>	l_g	$1,51mm$
Diámetro del conductor primario	d_1	$1,5mm$
Diámetros de los conductores secundarios	d_2	$0,6mm$

4.1.2 Estimación de pérdidas en el transformador

Las pérdidas en el núcleo del transformador dependen en su mayoría de la frecuencia de conmutación y del material utilizado. Para determinar estas pérdidas recurrimos a la ficha técnica del material para obtener gráficamente, mediante la figura 4.3, la potencia perdida en función del volumen del núcleo y la frecuencia de conmutación.

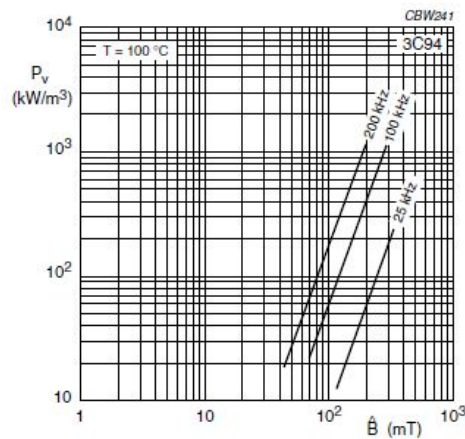


Figura 4.3: Característica de pérdidas del núcleo del transformador para un material dado en función de la frecuencia de conmutación y el volumen del núcleo.

En este caso, a $70kHz$ y $250mT$, el núcleo disipa alrededor de $600kW/m^3$, por tanto, se pueden determinar estas pérdidas mediante la ecuación (4.7), donde V_e es el volumen efectivo del núcleo.

$$P_{CORE} = 600kW/m^3 V_e = 600kW/m^3 11500mm^3 = 6,9W \quad (4.7)$$

Por otro lado, podemos obtener las pérdidas en el cobre de los devanados sabiendo la conductividad relativa del cobre según los diámetros obtenidos. Según la ficha técnica de los conductores (Apéndice C), el devanado primario con un diámetro $d_1 = 1,5mm$ presenta una resistencia de $R_{r,1} = 9,673m\Omega/m$ mientras que el devanado secundario con un diámetro de $0,6mm$ presenta una resistencia de $R_{r,2} = 60,46m\Omega/m$. De este modo, teniendo en cuenta que según el diámetro del núcleo cada espira medirá $l_e = 66,13mm$ de media, las pérdidas por efecto Joule de los devanados vendrá dada por la ecuación (4.8).

$$P_{cu} = \sum_{i=1}^n I_i^2 N_i l_e R_{r,i} \quad (4.8)$$

Aplicando la ecuación (4.8), como existen dos devanados secundarios pero únicamente conducen durante un semiperiodo, se consideran las pérdidas en uno de ellos como si condujera durante todo un ciclo. De este modo, se obtienen unas pérdidas en el cobre de primario de $P_{cu1} = 0,29W$ mientras que en el secundario se disipan $P_{cu2} = 0,14W$. Por tanto, las pérdidas totales estimadas en el transformador son obtenidas en la ecuación (4.9).

$$P_{Tot} = P_{CORE} + \sum_{i=1}^n P_{cu} = 7,3W \quad (4.9)$$

4.2 Selección de semiconductores

El microinversor necesita de un semiconductor en primario S_1 el cual presente buena respuesta a la frecuencia de conmutación dada y no aporte grandes pérdidas en el mismo. Por otro lado, los interruptores controlados S_2 y S_3 deben bloquear tensiones mucho mayores pero tienen la ventaja de que operan a una frecuencia mucho menor. Los tres interruptores junto con el circuito simplificado se muestran en la figura 4.4.

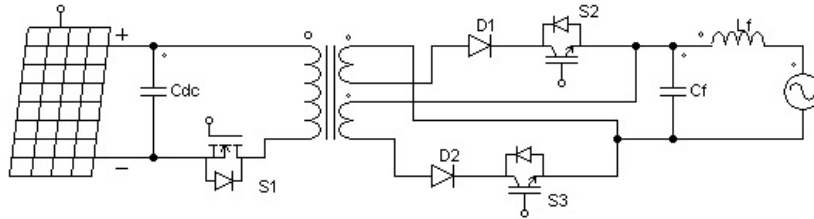


Figura 4.4: Esquema simplificado del microinversor propuesto.

Tal y como se ha utilizado en la simulación, el interruptor S_1 corresponde a un MOSFET y debe bloquear tensiones de hasta $600V$. Por eso el interruptor elegido sería el MOSFET $700V P7$ de *CoolMOSTM SJ MOSFETs*. El cual está optimizado para soportar potencias bajas y presenta mínimas pérdidas en este tipo de aplicaciones tal y como aparece en la ficha técnica en el Apéndice D.

Por otra parte, han de elegirse ambos IGBTs del lado de AC. Estos semiconductores deben soportar tensiones de hasta $1300V$ y trabajarán a frecuencia de red, es decir, a $50Hz$. Por tanto, los el transistor IGBT elegido para ambos secundarios es el *FGA30S120P 1300V 30A* de *FAIRCHILDTM* cuya ficha técnica se encuentra en el Apéndice E.

Finalmente, se eligen los diodos D_1 y D_2 encargados de bloquear tensiones cuando el interruptor S_1 se encuentra en conducción. Estos diodos bloquean tensiones de hasta $450V$ mientras el interruptor de la rama correspondiente se encuentra en conducción y el interruptor S_1 pasa por el máximo ciclo de trabajo. Por tanto los diodos elegidos para esta aplicación son los $800V$ tandem hyper fast diode de *STMicroelectronics*TM, mostrado en la figura 4.5 cuya ficha técnica se encuentra en el Apéndice F.

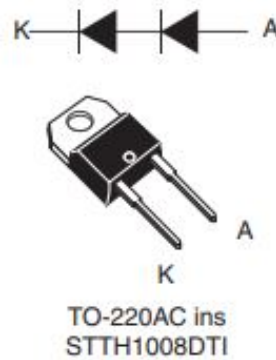


Figura 4.5: Diodo escogido para la aplicación

En el caso de implementar la red de ayuda a la conmutación, el calibre de los semiconductores se reduce considerablemente aunque el rendimiento real se ve afectado negativamente por la disipación de potencia de la red snubber.

Capítulo 5

Conclusión

En el presente trabajo se ha detallado el diseño y simulación de un microinversor flyback para aplicaciones fotovoltaicas. En este caso se han conectado dos paneles en serie de $61W$ cada uno de modo que el voltaje de entrada aumente al doble y el microinversor presente mejores prestaciones. La potencia máxima de salida del microinversor se estima en $125W$ antes de que exista saturación en el transformador de alta frecuencia. La saturación en el transformador es el motivo por el cual estos dispositivos no son capaces de proporcionar grandes densidades de potencia y son diseñados para potencias relativamente bajas.

En un futuro, este trabajo podría completarse realizando el diseño de la placa y el posterior montaje del prototipo con el fin de realizar simulaciones reales utilizando la instrumentación correspondiente y mejorar en los aspectos más críticos como el rizado de la corriente de salida o la inductancia magnetizante del transformador.

Durante la realización del trabajo, se ha comprobado el funcionamiento de un microinversor tipo flyback, el cual, al igual que otros microinversores de una etapa, está cada vez más involucrado en las instalaciones fotovoltaicas descentralizadas o de pequeña potencia, ya que, estos dispositivos presentan ventajas como la alta eficiencia, tamaño muy reducido y bajo coste, aunque una de las más importantes ventajas es la de poder absorber potencia de cada panel por separado e independiente, esto proporciona mayor versatilidad de la instalación y facilidad de mantenimiento además de un mejor rendimiento de cada panel.

En definitiva, los microinversores así como todos los dispositivos encarados a la conversión de energía, poco a poco se abren paso hacia una sociedad cada vez más involucrada en las energías renovables y mentalizada de cara a un futuro abastecido con energía limpia y sostenible.

Bibliografía

- A. Ch. Kyritsis, E. C. Tatakis, N. P. Papanikolaou (2008). “Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems”. En:
- H. Akagi E. Hirokazu, M. Aredes. (s.f.). *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley.
- MathWorks® (s.f.). En: (vid. págs. 18, 19).
- Observatorio Industrial del Sector de la Electrónica, Tecnologías de la Información y Telecomunicaciones (2011). “SMART GRIDS Y LA EVOLUCIÓN DE LA RED ELÉCTRICA.” En: (vid. pág. 2).
- R. Teodorescu M. Liserre, P. Rodrigues. (s.f.). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley.
- “Real Decreto” (1955/2000). En: (vid. pág. 1).
- Red Eléctrica de España* (s.f.) (vid. pág. 1).
- Turki K. Hassan, Mustafa A. Fadel (2016). “Design and Implementation of Single-Stage Grid-Connected Flyback Microinverter Operates in DCM for Photovoltaic Applications”. En:
- UNE-EN 50160 (2011). “Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución.” En: (vid. pág. 1).

Índice alfabético

Buck-boost, 6

Control PWM, 8

Convertidores DC-DC

- Aislados, 5
- Básicos, 5

Diodo, 26

Filtro de salida, 14

Flyback, 7

IGBT, 16

Inversor en dos etapas, 3

Microinversor, 8

Modo de Conducción

- Continua, 6
- Discontinua, 6
- Límite, 6

MOSFET, 16

MPPT, 18

Semiconductor, 25

Snubber, 17

Transformador de alta frecuencia, 21

Apéndice

Apéndice A

Ficha técnica del material utilizado para el núcleo del transformador

DATA SHEET

3C94 Material specification

Supersedes data of September 2004

2008 Sep 01

Material specification

3C94

3C94 SPECIFICATIONS

A low frequency power material for use in power and general purpose transformers at frequencies up to 0.3 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	2300 $\pm 20\%$	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 $\pm 25\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 470 ≈ 380	mT
P_V	100 °C; 100 kHz; 100 mT 100 °C; 100 kHz; 200 mT	≈ 50 ≈ 350	kW/m ³
ρ	DC, 25 °C	≈ 5	Ωm
T_C		≥ 220	°C
density		≈ 4800	kg/m ³

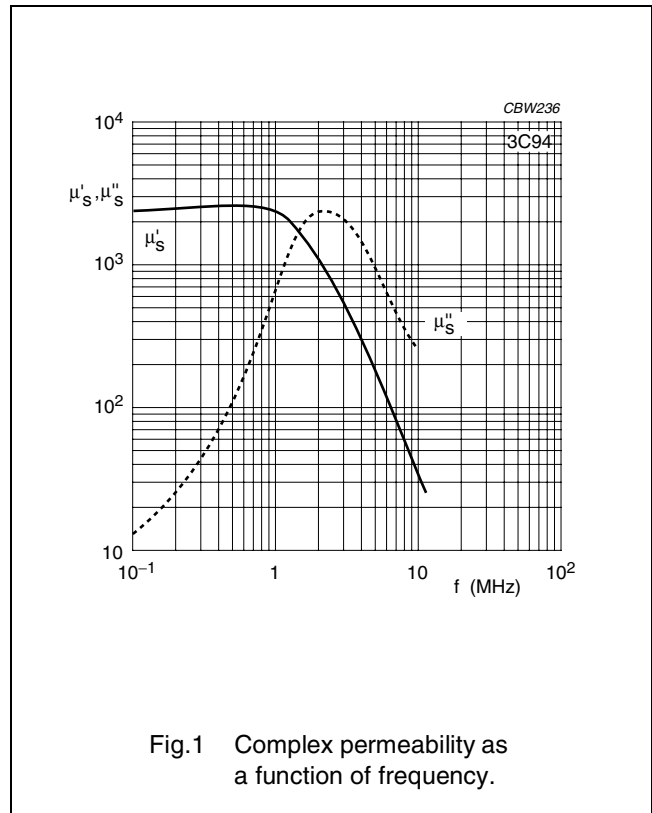


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

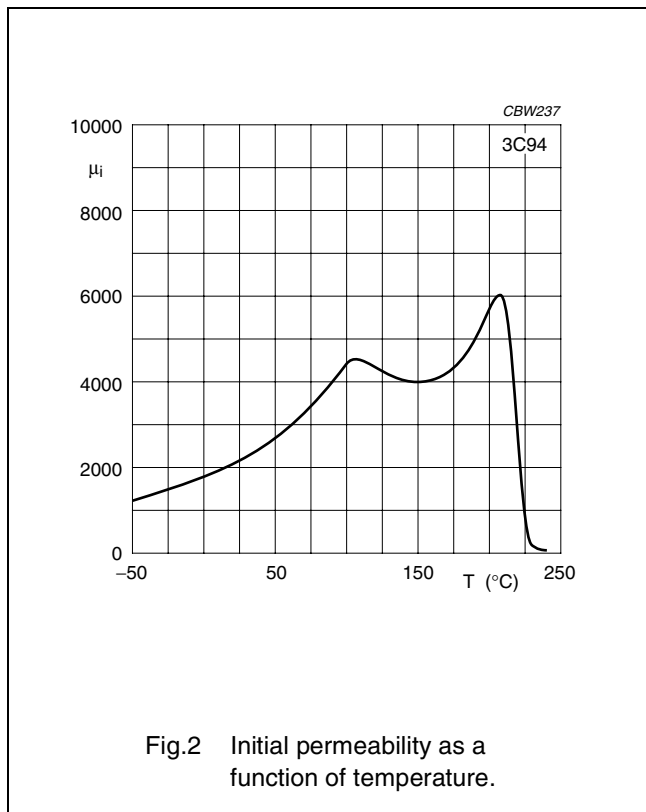


Fig.2 Initial permeability as a function of temperature.

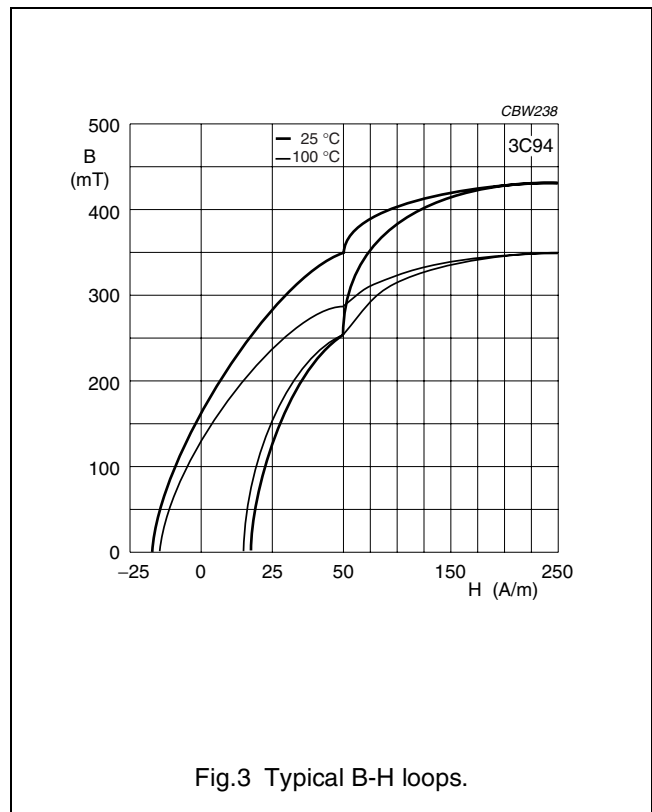
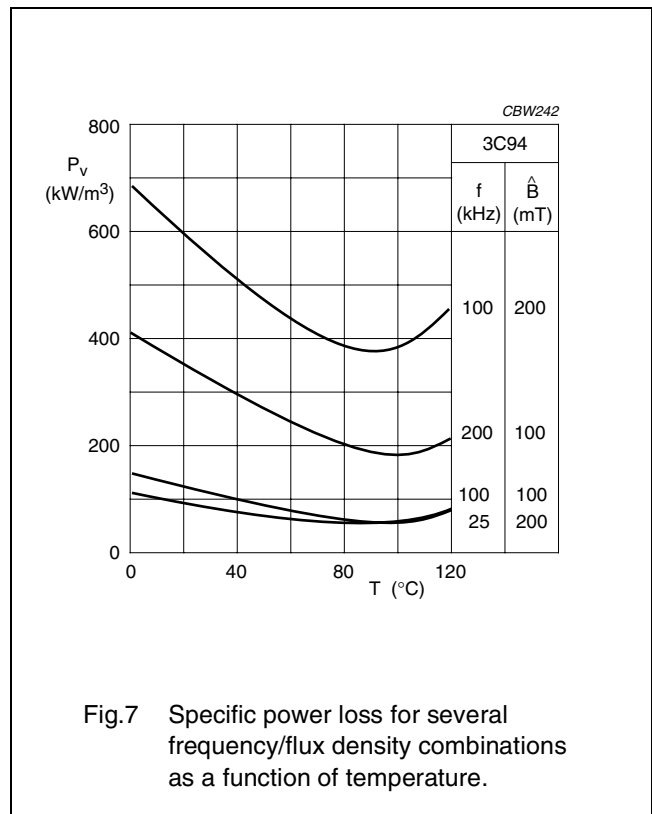
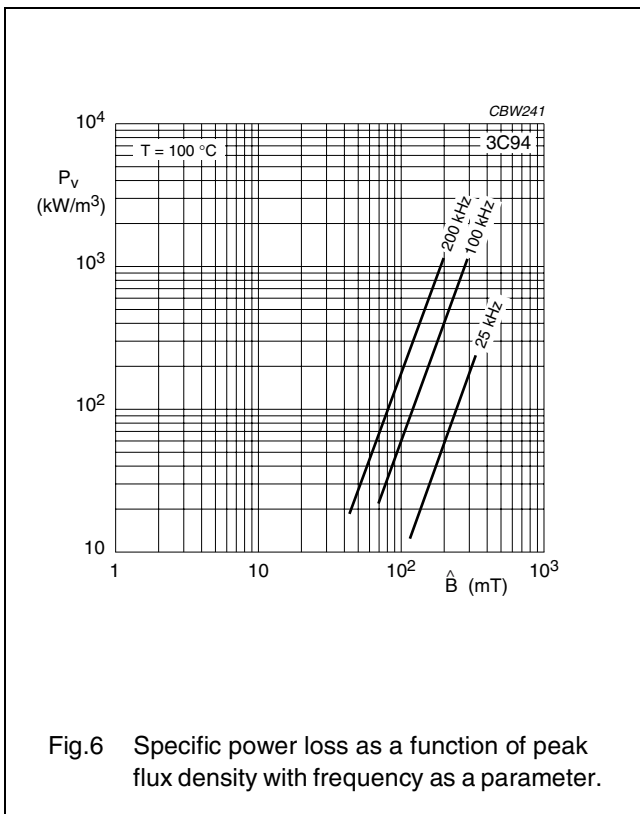
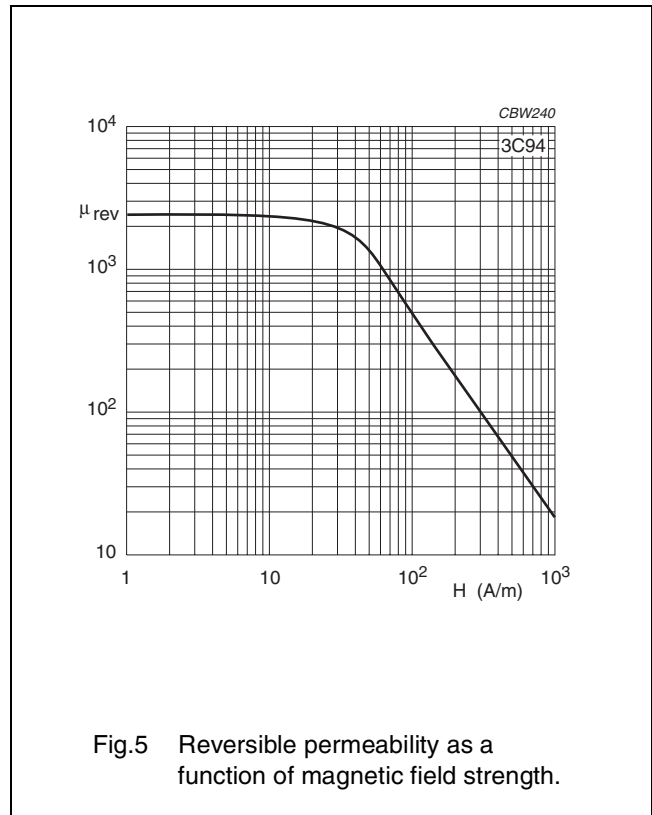
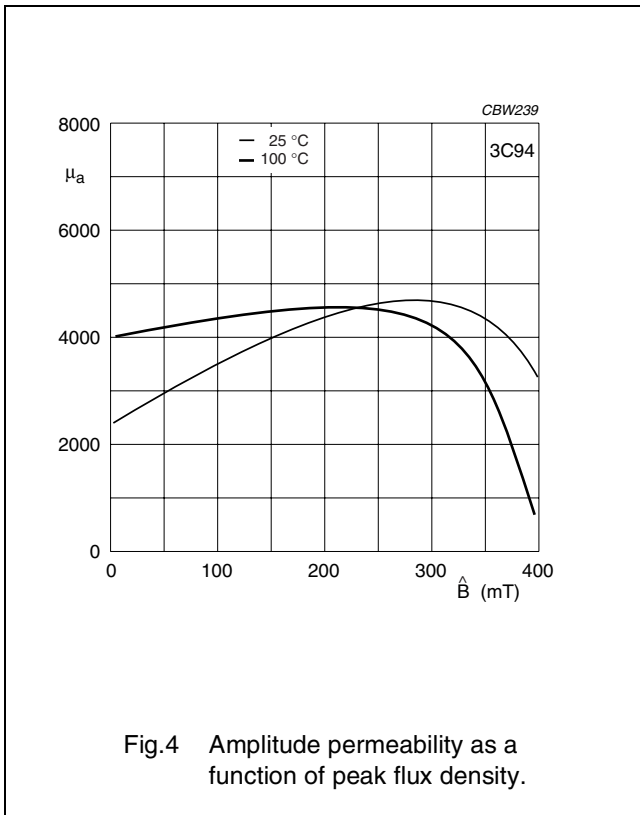


Fig.3 Typical B-H loops.






DATA SHEET STATUS DEFINITIONS

DATA SHEET STATUS	PRODUCT STATUS	DEFINITIONS
Preliminary specification	Development	This data sheet contains preliminary data. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.
Product specification	Production	This data sheet contains final specifications. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.

DISCLAIMER

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

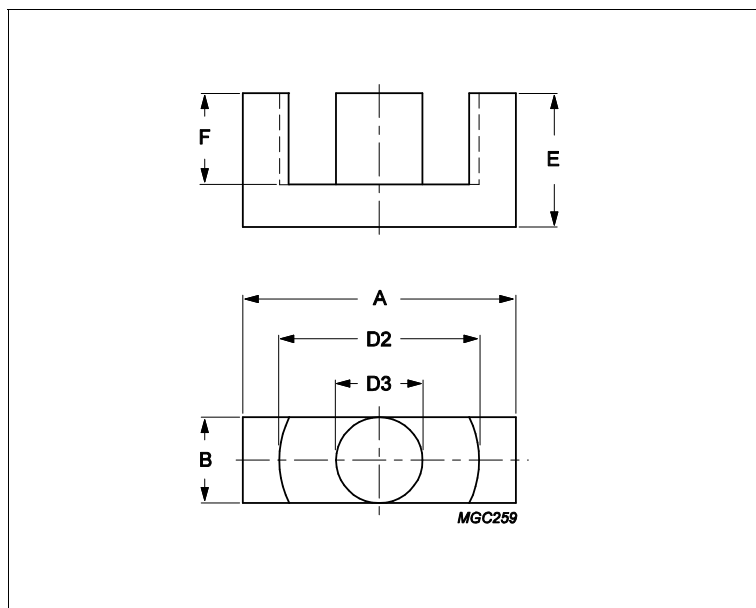
PRODUCT STATUS DEFINITIONS

STATUS	INDICATION	DEFINITION
Prototype		These are products that have been made as development samples for the purposes of technical evaluation only. The data for these types is provisional and is subject to change.
Design-in		These products are recommended for new designs.
Preferred		These products are recommended for use in current designs and are available via our sales channels.
Support		These products are not recommended for new designs and may not be available through all of our sales channels. Customers are advised to check for availability.

Apéndice B

Ficha técnica del tipo de núcleo elegido

Core **ETD39/20/13**



Effective parameters			
	Parameter	Value	Unit
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.737	mm ⁻¹
Ve	effective volume	11500	mm ³
Le	effective length	92.2	mm
Ae	effective area	125	mm ²
Amin	minimum area	123	mm ²
m	ETD39/20/13	≈ 30	g/pcs

Dimensions for product: ETD39/20/13						
	Nom	Tol +	Tol -	Max	Min	Unit
A	40.00	0.00	1.80	40.00	38.20	mm
B	12.80	0.00	0.60	12.80	12.20	mm
D2	29.30	1.60	0.00	30.90	29.30	mm
D3	12.80	0.00	0.60	12.80	12.20	mm
E	19.80	0.20	0.20	20.00	19.60	mm
F	14.20	0.80	0.00	15.00	14.20	mm

Inductance factor					
Material	Value	Tol +	Tol -	Unit	
3C94	2900	25%	25%	nH/turns ²	
3C95	3650	25%	25%	nH/turns ²	
3C97	3650	25%	25%	nH/turns ²	
3F36	2000	25%	25%	nH/turns ²	
3F46	1200	25%	25%	nH/turns ²	

Power loss: 3C94					
Measuring conditions			Max	Unit	
100 kHz	200 mT	100 °C	5.800	W/set	
Power loss: 3C95					
Measuring conditions			Max	Unit	
100 kHz	200 mT	100 °C	5.500	W/set	
100 kHz	200 mT	25 °C	6.000	W/set	
Power loss: 3C97					
Measuring conditions			Max	Unit	

Core **ETD39/20/13**

Power loss: 3C97				
Measuring conditions			Max	Unit
100 kHz	200 mT	60 °C	5.800	W/set
100 kHz	200 mT	120 °C	5.500	W/set
100 kHz	200 mT	140 °C	6.900	W/set
Power loss: 3F36				
Measuring conditions			Max	Unit
500 kHz	50 mT	100 °C	1.700	W/set
500 kHz	100 mT	100 °C	13.000	W/set
Power loss: 3F46				
Measuring conditions			Max	Unit
1000 kHz	50 mT	100 °C	6.500	W/set
3000 kHz	10 mT	100 °C	4.200	W/set

Bsat					
Measuring conditions			Material	Min	Unit
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C94	320	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C95	330	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3C97	330	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3F36	340	mT
25 kHz	250 A/m	100 °C	3F46	330	mT

Accessories		
Ordering name	Description	Ordering code
CLI-ETD39	Clip	432202133902
CPH-ETD39-1S-16P	Coil former, termoplastic, horizontal	432202133862
CPH-ETD39-1S-16P-C	Coil former, termoplastic, horizontal	432202101651

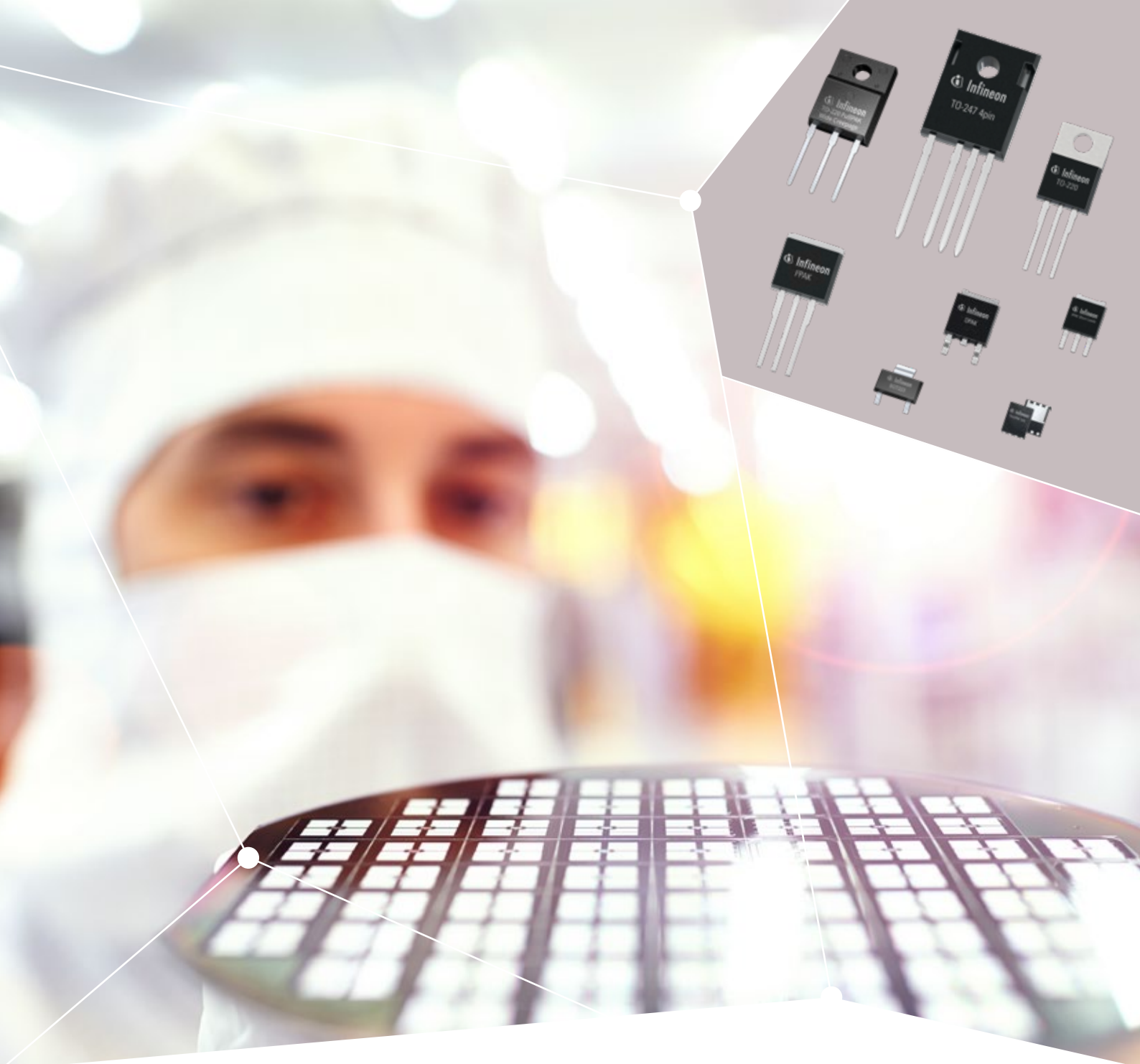
Apéndice C

Ficha técnica del hilo esmaltado

HILOS DE COBRE Y ALUMINIO ESMALTADOS: CARACTERÍSTICAS FÍSICAS Y ELÉCTRICAS													EWN ^{SL}																									
Equiv. Aprox. S.W.G.		Equiv. Aprox. A.W.G.		Estándar (ESSEX)		Tolerancia [± mm]		Sección [mm ²]		COBRE			ALUMINIO			DIMENSIONES HILO ESMALTADO (D)						HILO TERMOADHERENTE																
		Ø [mm]								Resistencia			Resistencia			GRADO 1						GRADO 2		Capa term.														
						Masa [g/m]																GRADO 1B		GRADO 2B														
									Minima [Ω/m]			Nominal [Ω/m]			Maxima [Ω/m]			(D-d)min. [mm]		Ø min. [mm]		Ø med. [mm]		Seccion med. [mm]		Ø max. [mm]		(D-d)min. [mm]		Ø min. [mm]		Ø med. [mm]		Ø max. [mm]				
49	48	*	0.032		0.0008	0.0071	19.13	21.25	23.38	32.95	34.68	36.42	0.003	0.035	0.037	0.00108	0.039	0.006	0.038	0.041	0.043																	
			0.034		0.00091	0.0081	16.94	18.83	20.71	29.23	30.72	32.21	0.003	0.037	0.039	0.00119	0.041	0.006	0.040	0.043	0.046																	
	47	*	0.036		0.00102	0.009	15.16	16.79	18.42	26.08	27.40	28.73	0.003	0.039	0.042	0.00135	0.044	0.006	0.042	0.046	0.049																	
			0.038		0.00113	0.0101	13.61	15.07	16.53	23.40	24.60	25.79	0.004	0.042	0.044	0.00152	0.046	0.008	0.046	0.049	0.051																	
	46	*	0.040		0.00126	0.0112	12.28	13.6	14.92	21.12	22.20	23.27	0.004	0.044	0.047	0.00170	0.049	0.008	0.048	0.051	0.054																	
			0.043		0.00145	0.0129	10.63	11.77	12.91	18.28	19.21	20.14	0.004	0.047	0.050	0.00192	0.052	0.008	0.051	0.055	0.058																	
	45	*	0.045		0.00159	0.0141	9.705	10.75	11.79	16.69	17.54	18.39	0.004	0.049	0.052	0.00212	0.055	0.008	0.053	0.057	0.061																	
			0.048		0.00181	0.0161	8.53	9.447	10.36	14.72	15.41	16.11	0.005	0.053	0.056	0.00246	0.059	0.010	0.058	0.062	0.066																	
	47	44	0.050		0.00196	0.0175	7.922	8.706	9.489	13.57	14.21	14.85	0.005	0.055	0.058	0.00260	0.060	0.010	0.060	0.063	0.066	0.005	0.068	0.074														
			0.053		0.00221	0.0196	7.051	7.748	8.446	12.07	12.64	13.21	0.005	0.058	0.061	0.00292	0.064	0.010	0.063	0.067	0.070	0.005	0.072	0.078														
	43	*	0.056		0.00246	0.0219	6.316	6.94	7.565	10.82	11.33	11.83	0.005	0.061	0.064	0.00322	0.067	0.010	0.066	0.070	0.074	0.005	0.075	0.082														
	46	*	0.060		0.00283	0.0251	5.502	6.046	6.59	9.471	9.865	10.26	0.006	0.066	0.069	0.00374	0.072	0.012	0.072	0.076	0.079	0.005	0.081	0.088														
	42	*	0.063		0.00312	0.0277	5.045	5.484	5.922	8.590	8.948	9.306	0.006	0.069	0.073	0.00413	0.076	0.012	0.075	0.079	0.083	0.005	0.085	0.092														
			0.067	0.003	0.00353	0.0313	4.461	4.848	5.236	7.545	7.912	8.334	0.007	0.074	0.077	0.00466	0.080	0.012	0.079	0.084	0.088	0.006	0.090	0.098														
	45	41	0.071	0.003	0.00396	0.0352	3.941	4.318	4.747	6.734	7.045	7.401	0.007	0.078	0.081	0.00515	0.084	0.012	0.083	0.087	0.091	0.006	0.094	0.101														
			0.075	0.003	0.00442	0.0393	3.547	3.869	4.235	6.048	6.314	6.616	0.007	0.082	0.086	0.00574	0.089	0.014	0.089	0.092	0.095	0.007	0.100	0.106														
	44	40	0.080	0.003	0.00503	0.0447	3.133	3.401	3.703	5.327	5.549	5.799	0.007	0.087	0.091	0.00643	0.094	0.014	0.094	0.098	0.101	0.007	0.105	0.112														
			0.085	0.003	0.00567	0.0504	2.787	3.012	3.265	4.729	4.916	5.125	0.008	0.093	0.097	0.00731	0.100	0.015	0.100	0.104	0.107	0.007	0.112	0.119														
	43	39	0.090	0.003	0.00636	0.0566	2.495	2.687	2.9	4.226	4.385	4.562	0.008	0.098	0.102	0.00809	0.105	0.015	0.105	0.109	0.113	0.007	0.117	0.125														
			0.095	0.003	0.00709	0.063	2.247	2.412	2.594	3.799	3.935	4.086	0.008	0.103	0.107	0.00899	0.111	0.016	0.111	0.115	0.119	0.007	0.123	0.131														
	42	38	0.100	0.003	0.00785	0.0698	2.034	2.176	2.333	3.433	3.552	3.682	0.008	0.108	0.113	0.00994	0.117	0.016	0.116	0.121	0.125	0.007	0.129	0.137														
			0.106	0.003	0.00882	0.0785	1.816	1.937	2.069	3.061	3.161	3.271	0.009	0.115	0.119	0.01112	0.123	0.017	0.123	0.128	0.132	0.008	0.136	0.145														
	41	37	0.112	0.003	0.00985	0.0876	1.632	1.735	1.848	2.745	2.831	2.925	0.009	0.121	0.126	0.01237	0.130	0.017	0.129	0.134	0.139	0.008	0.143	0.152														
			0.118	0.003	0.01094	0.0972	1.474	1.563	1.66	2.477	2.551	2.631	0.010	0.128	0.132	0.01368	0.136	0.019	0.137	0.141	0.145	0.009	0.150	0.159														
	40	36	0.125	0.003	0.01227	0.1091	1.317	1.393	1.475	2.210	2.273	2.341	0.010	0.135	0.140	0.01528	0.144	0.019	0.144	0.149	0.154	0.009	0.158	0.168														
	39		0.132	0.003	0.01368	0.1217	1.184	1.249	1.319	1.984	2.038	2.097	0.011	0.143	0.148	0.01709	0.152	0.021	0.153	0.158	0.162	0.010	0.167	0.177														
	35	*	0.140	0.003	0.01539	0.1368	1.055	1.11	1.17	1.766	1.812	1.861	0.011	0.151	0.156	0.01899	0.160	0.021	0.161	0.166	0.171	0.010	0.175	0.186														
	38		0.150	0.003	0.01767	0.1571	0.9219	0.9673	1.016	1.540	1.578	1.619	0.012	0.162	0.167	0.02177	0.171	0.023	0.173	0.178	0.182	0.010	0.186	0.197														
	34	*	0.160	0.003	0.02011	0.1787	0.8122	0.8502	0.8906	1.356	1.387	1.421	0.012	0.172	0.177	0.02461	0.182	0.023	0.183	0.191	0.199	0.010	0.197	0.209														
	37		0.170	0.003	0.0227	0.2018	0.7211	0.7531	0.7871	1.202	1.229	1.257	0.013	0.183	0.189	0.02791	0.194	0.025	0.195	0.200	0.205	0.010	0.210	0.221														
	33	*	0.180	0.003	0.02545	0.2262	0.6444	0.6718	0.7007	1.073	1.096	1.120	0.013	0.193	0.199	0.03095	0.204	0.025	0.205	0.211	0.217	0.010	0.220	0.233														
	36		0.190	0.003	0.02835	0.2521	0.5794	0.6029	0.6278	0.9640	0.9838	1.005	0.014	0.204	0.210	0.03464	0.216	0.027	0.217	0.223	0.228	0.011	0.233	0.245														
	32	*	0.200	0.003	0.03142	0.2793	0.5237	0.5441	0.5657	0.8707	0.8879	0.9060	0.014	0.214	0.220	0.03801	0.226	0.027	0.227	0.233	0.239	0.011	0.243	0.256														
	35		0.212	0.003	0.0353	0.3138	0.4669	0.4843	0.5026	0.7756	0.7902	0.8057	0.015	0.227	0.234	0.04282	0.240	0.029	0.241	0.248	0.254	0.012	0.258	0.272														
	31	*	0.224	0.003	0.03941	0.3503	0.4188	0.4338	0.4495	0.6952	0.7078	0.7211	0.015	0.239	0.246	0.04734	0.252	0.029	0.253	0.260	0.266	0.012	0.270	0.284														
	34		0.236	0.004	0.04374	0.3889	0.3747	0.3908	0.4079	0.6242	0.6377	0.6520</																										

Apéndice D

Ficha técnica del MOSFET elegido



CoolMOS™ SJ MOSFETs Selection Guide

Common CoolMOS™ applications and topologies



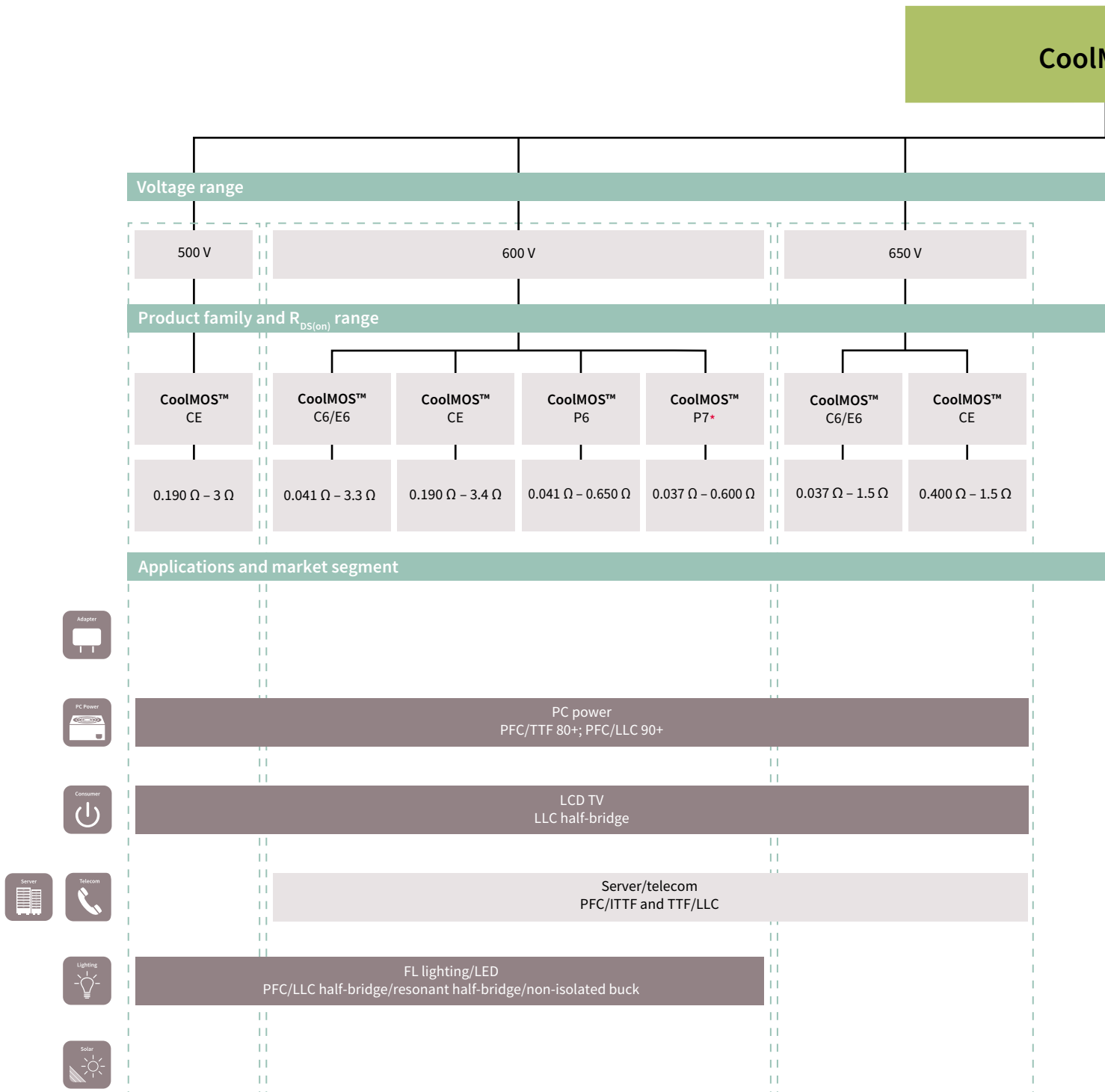
The revolutionary CoolMOS™ power MOSFET family sets new standards in the field of energy efficiency.

Content

Price/performance series	4
Best-in-class efficiency series	6
Fast body diode series	7
EiceDRIVER™ application guide	8
CoolMOS™ for high and low power	9
CoolMOS™ portfolio	10
1EDN/2EDN EiceDRIVER™ families	17

Price/performance

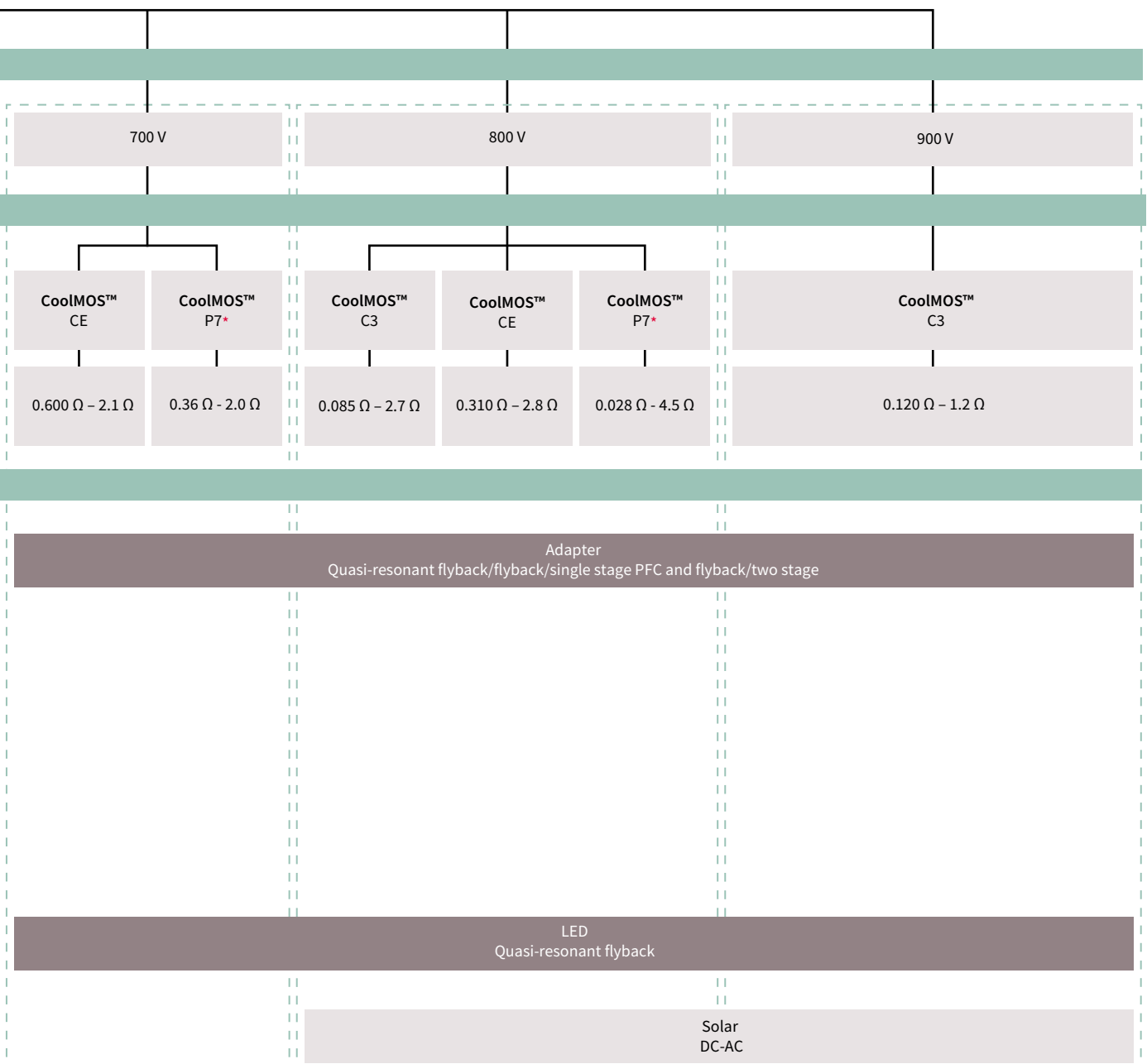
Optimum performance in the following more cost sensitive applications and topologies



For complete product portfolio, please check our homepage www.infineon.com/coolmos

Drive your CoolMOST™ to best performance with a cool EiceDRIVER™

MOS™



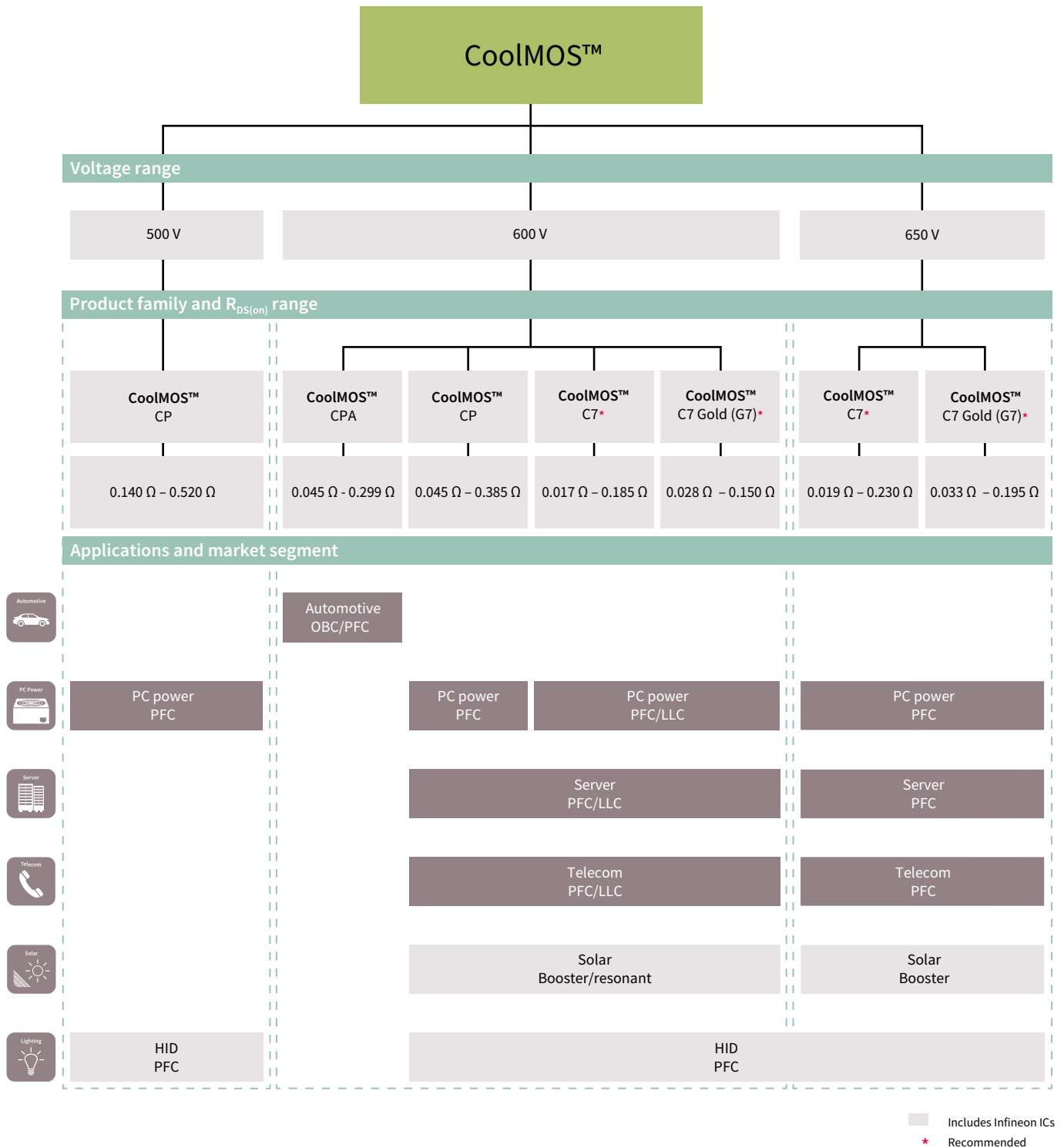
Includes Infineon ICs

* Recommended (for 600 V, CoolMOS™ P7 is recommended from 0.037 Ω to 0.6 Ω and CoolMOS™ C6 is recommended above 0.6 Ω)

Best-in-class efficiency and fast body diode series

Best-in-class efficiency

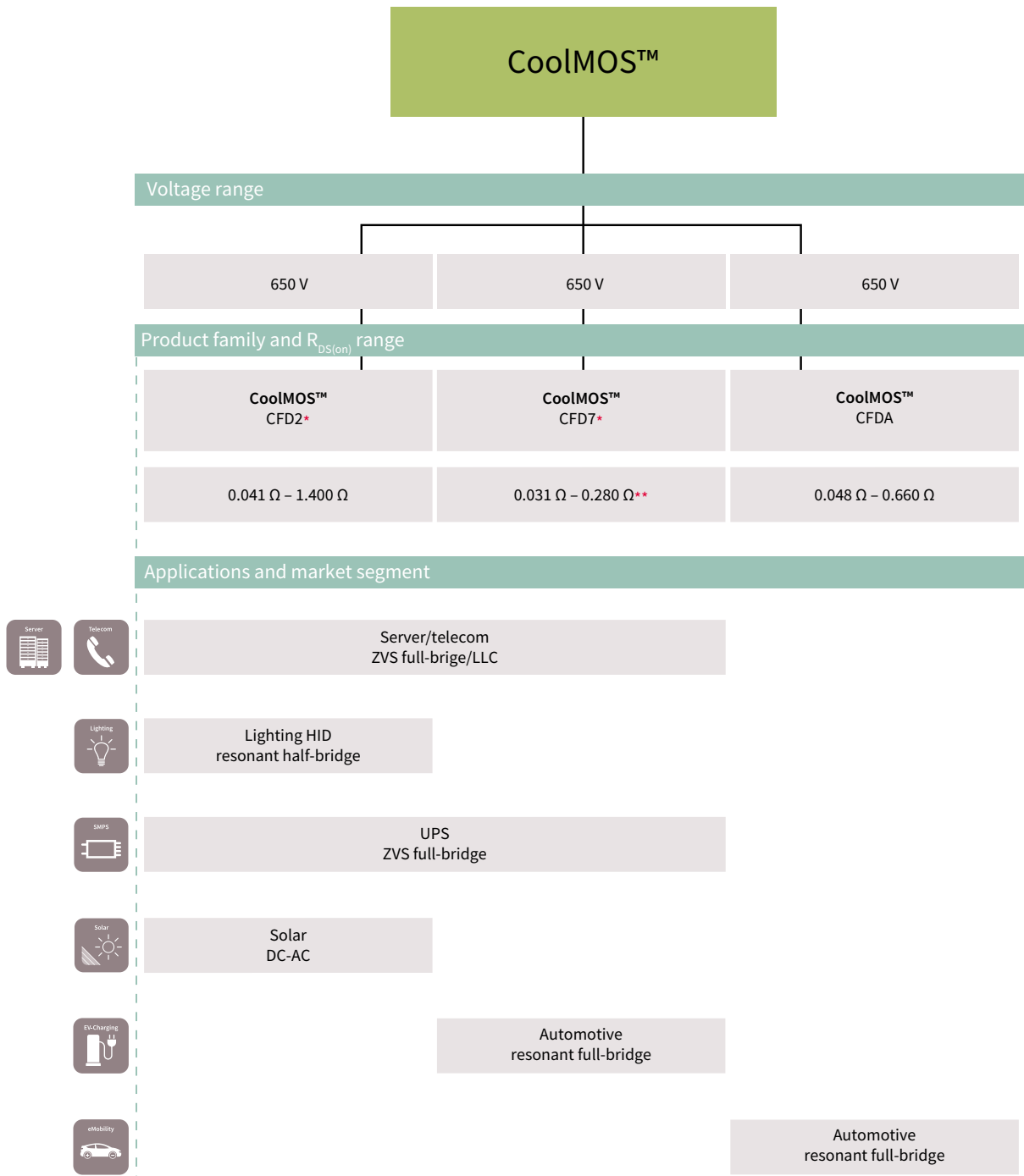
Highest performance CoolMOST™ recommended for the following applications and topologies



Drive your CoolMOST™ to best performance with a cool EiceDRIVER™

Fast body diode series

Optimum CoolMOS™ for resonant switching topologies in the following applications



■ Includes Infineon ICs

* Recommended (for 600 V, CoolMOS™ CFD7 is recommended for industrial and consumer applications)

** Further portfolio extension planned

Drive your CoolMOS™ to best performance with a cool EiceDRIVER™

EiceDRIVER™ application guide

		Industrial, server and telecom SMPS and inverters								
		PFC			High voltage DC-DC					
Functionality		Primary side controlled			Primary side controlled	Secondary side controlled			400 V DC-link	
Topology		Boost PFC ("classic": diode + FET)	Interleaved boost-PFC ("classic": diode + FET)	Bridgeless-PFC (Vienna)	LLC	LLC	ZVS	(i)TTF	Full-bridge	
Switching device	High-side	SiC diode Gen5	SiC diode Gen5	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ CFD2, P7	CoolMOS™ CFD2, P7	CoolMOS™ CFD2	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ C7 ²⁾ , P7 ³⁾	
	Low-side	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ CFD2, P7	CoolMOS™ CFD2, P7	CoolMOS™ CFD2	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ C7 ²⁾ , P7 ³⁾	
Gate driver IC	High-side	n.a.	n.a.	2EDL	1EDI	IR(S)21834 IR(S)2183 IR(S)2184	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾
	Low-side	2EDN 1EDN	2EDN 1EDN				2EDN 1EDN	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾	2EDN ¹⁾ 1EDN ¹⁾

¹⁾ Requires pulse-transformer²⁾ 600 V for soft and hard switching high performance, 650 V for hard switching³⁾ Rugged hard and soft switching

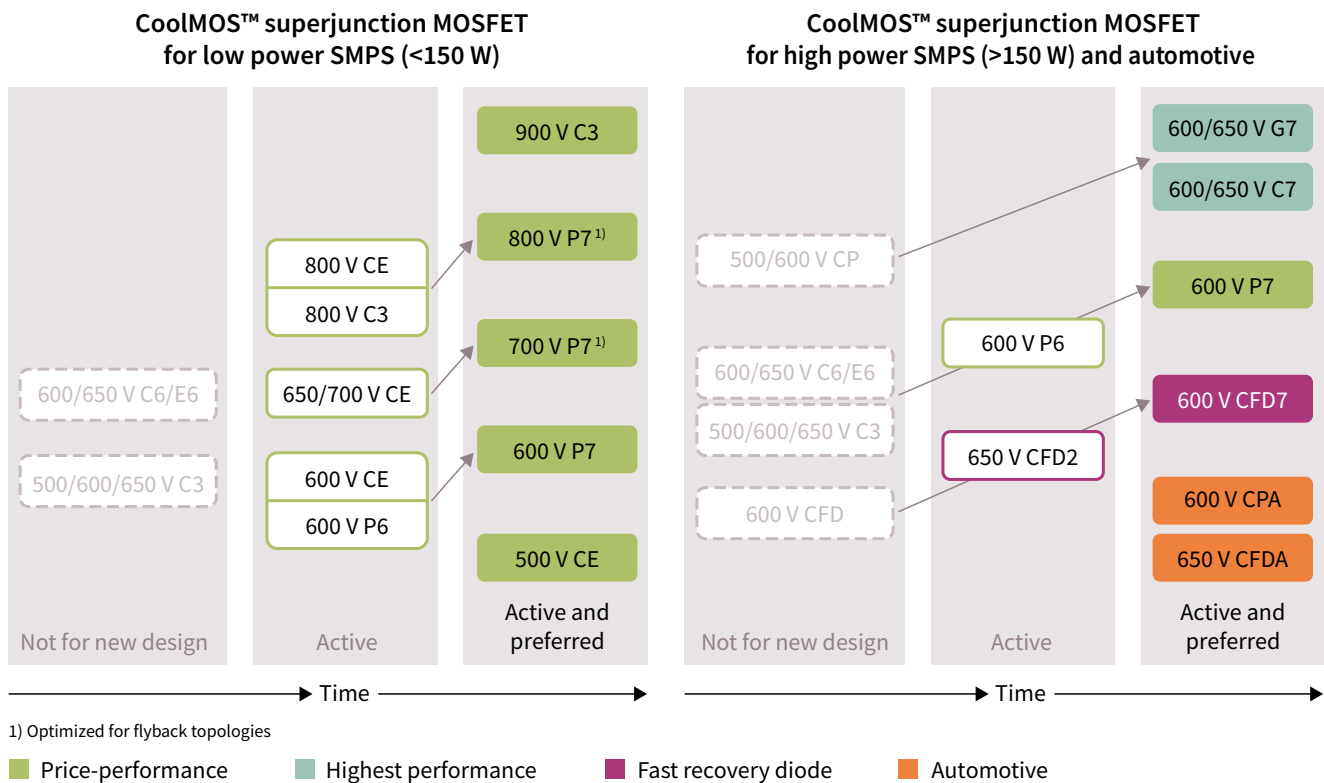
		EV charging stations			
		PFC		High voltage DC-DC	
Functionality					
Topology		Interleaved boost PFC	Vienna PFC	Phase-shift ZVS full-bridge	
Switching device	High-side	CoolSiC™ Schottky diode G6 ¹⁾	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ CFD7	
	Low-side	CoolMOS™ C7	CoolMOS™ C7, P7	CoolMOS™ CFD7	
Gate driver IC	High-side	n.a.	2EDL	1EDICompact	
	Low-side	2EDN 1EDN		2EDN 1EDN	2EDN1) 1EDN1)

¹⁾ Requires pulse-transformer

CoolMOS™ SJ MOSFETs

Trusted leader in high voltage MOSFETs

The revolutionary CoolMOS™ power MOSFET family sets new standards in the field of energy efficiency. Our CoolMOS™ products offer a significant reduction of conduction, switching and driving losses, and enable high power density and efficiency for superior power conversion systems.



In low power SMPS, high voltage superjunction MOSFETs address applications, such as smartphone/tablet chargers, notebook adapters, LED lighting, as well as audio and TV power supplies. Increasingly, customers replace standard MOSFETs by superjunction MOSFETs to benefit from higher efficiency and less power consumption for the end users. CoolMOS™ P7 sets a new benchmark by offering high performance and competitive price all at once.

Also for high power applications such as server, telecom, PC power, solar, UPS or industrial, Infineon's latest CoolMOS™ 7 superjunction MOSFET series with C7, G7, CFD7 and P7 product families offer what you need - from highest efficiency to best price performance.

Infineon's CoolMOS™ superjunction MOSFET offering is complemented by the automotive qualified series 600 V CPA, 650 V CFDA and 800 V C3A. Combining the broad experience from the industrial series, excellent performance and outstanding quality standards well beyond AEC Q101, these series are first choice, if you plan to grab share in the rapidly growing on-board charger and DC-DC converter markets.

CoolMOS™ product list

	CoolMOS™ series	Launch date	Position/characteristics	Applications
Price/performance	C3	2001	General purpose, easy to use series	Cost/performance PFC, PWM hard switching topologies and soft switching resonant topologies
	P6	2012	Price/performance technology with highest efficiency	Price/performance PFC PWM hard switching and soft switching resonant topologies
	CE	2012	Cost optimized platform conceived for price sensitive applications such as consumer (LCD, LED, PDP TV), lighting and PC power	Price/performance PFC and PWM stage in LLC topologies (resonant switching) and TTF topologies (hard switching)
	600 V P7	2017	Price/performance technology with highest efficiency	Price/performance PFC PWM hard switching and soft switching resonant topologies
	700 V P7	2017	Best-in-class performance, state-of-the-art in ease-of-use and designed for consumer applications	Price/performance technology for low power SMPS market optimized for flyback topologies
	800 V P7	2017	Best-in-class performance, state-of-the-art in ease-of-use and designed for consumer applications	Price/performance technology for low power SMPS market optimized for flyback topologies
Fast body diodes series	CFD2	2011	Replacement for CFD series Improved cost performance, light load efficiency and ease-of-use in EMI and low voltage overshoot	Soft switching resonant topologies with hard commutation requirements requiring a fast body diode
	CFD7	2017	Successor to CFD2 offering improved efficiency, BiC Q_{rr} and enabling highest power density.	Soft switching resonant topologies with hard commutation requirements requiring a fast body diode
	CFDA	2012	Automotive qualified fast body diode part. Same performance as CFD2	Unidirectional and bidirectional DC-DC converter, battery charger, HID lighting
Best-in-class	CP	2005	Aimed at high efficiency hard switching topologies	High efficiency PFC
	650 V C7	2012	Best-in-class $R_{DS(on)}$ /package, for hard switching topologies such as PFC with highest efficiency	Best-in-class efficiency SMPS PFC and solar boost
	600 V C7	2015	Best-in-class $R_{DS(on)}$ /packages, for hard and soft switching topologies such as PFC and high-end LLC	Best-in-class efficiency SMPS PFC/ LLC and solar boost/resonant
	650 V G7	2016	Benefits in efficiency, power density and manufacturing cost reduction with high quality and easy to use part	High quality and easy to use for hard switching topologies
	600 V G7	2017	Benefits in efficiency, power density and manufacturing cost reduction with high quality and easy to use part	High quality and easy to use for hard switching topologies and excellent performance in resonant topologies such as LLC

500 V CoolMOS™ CP



$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-220 FullIPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-262 (I ² PAK)	TO-263 (D ² PAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)
140	IPP50R140CP	IPA50R140CP	IPW50R140CP			IPB50R140CP	
199	IPP50R199CP	IPA50R199CP				IPB50R199CP	
250	IPP50R250CP	IPA50R250CP	IPW50R250CP				
299	IPP50R299CP						
350	IPP50R350CP	IPA50R350CP			IPI50R350CP		
399	IPP50R399CP			IPD50R399CP	IPI50R399CP		
520	IPP50R520CP			IPD50R520CP			IPSS50R520CP

500 V CoolMOS™ CE **ACTIVE & PREFERRED**

$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-220 FullIPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-251 (IPAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)	SOT-223	TO-220 FullIPAK Narrow Lead
190	IPP50R190CE	IPA50R190CE						
280	IPP50R280CE	IPA50R280CE		IPD50R280CE				
380	IPP50R380CE	IPA50R380CE		IPD50R380CE				
500		IPA50R500CE		IPD50R500CE				IPAN50R500CE
650				IPD50R650CE			IPN50R650CE	
800		IPA50R800CE		IPD50R800CE			IPN50R800CE	
950		IPA50R950CE		IPD50R950CE			IPN50R950CE	
1400				IPD50R1K4CE			IPN50R1K4CE	
2000				IPD50R2K0CE			IPN50R2K0CE	
3000				IPD50R3K0CE			IPN50R3K0CE	

www.infineon.com/coolmos-500V

www.infineon.com/500v-ce

600 V CoolMOS™ CE



R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220 FullPAK	TO-220 FullPAK Wide Creepage	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-251 (IPAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)	SOT-223	TO-220 FullPAK Narrow Lead
190		IPAW60R190CE						
280		IPAW60R280CE						
380		IPAW60R380CE						
400	IPA60R400CE			IPD60R400CE		IPS60R400CE		
460	IPA60R460CE			IPD60R460CE		IPS60R460CE		
600		IPAW60R600CE						
650	IPA60R650CE			IPD60R650CE		IPS60R650CE		IPAN60R650CE
800				IPD60R800CE		IPS60R800CE		IPAN60R800CE
1000	IPA60R1K0CE			IPD60R1K0CE	IPU60R1K0CE	IPS60R1K0CE	IPN60R1K0CE	
1500	IPA60R1K5CE			IPD60R1K5CE	IPU60R1K5CE	IPS60R1K5CE	IPN60R1K5CE	
2100				IPD60R2K1CE	IPU60R2K1CE	IPS60R2K1CE	IPN60R2K1CE	
3400				IPD60R3K4CE		IPS60R3K4CE	IPN60R3K4CE	

600 V CoolMOS™ P6



R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-247 4pin	TO-252 (DPAK)	ThinPAK 5x6	ThinPAK 8x8
41				IPW60R041P6				
70				IPW60R070P6	IPZ60R070P6			
99	IPP60R099P6		IPA60R099P6	IPW60R099P6	IPZ60R099P6			
125	IPP60R125P6		IPA60R125P6	IPW60R125P6				
160	IPP60R160P6	IPB60R160P6	IPA60R160P6	IPW60R160P6				
180								IPL60R180P6
190	IPP60R190P6		IPA60R190P6	IPW60R190P6				
210								IPL60R210P6
230		IPB60R230P6	IPA60R230P6					
255								
280	IPP60R280P6	IPB60R280P6	IPA60R280P6	IPW60R280P6				
330/360		IPB60R330P6					IPL60R360P6S	
380			IPA60R380P6			IPD60R380P6		
600		IPB60R600P6	IPA60R600P6			IPD60R600P6		
650							IPL60R650P6S	

600 V CoolMOS™ C7 **ACTIVE & PREFERRED**

R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-247 4pin	TO-252 (DPAK)	ThinPAK 8x8
17				IPW60R017C7	IPZ60R017C7		
40	IPP60R040C7	IPB60R040C7		IPW60R040C7	IPZ60R040C7		
60	IPP60R060C7	IPB60R060C7	IPA60R060C7	IPW60R060C7	IPZ60R060C7		
65							IPL60R065C7
99	IPP60R099C7	IPB60R099C7	IPA60R099C7	IPW60R099C7	IPZ60R099C7		
104							IPL60R104C7
120	IPP60R120C7	IPB60R120C7	IPA60R120C7	IPW60R120C7			
125							IPL60R125C7
180	IPP60R180C7	IPB60R180C7	IPA60R180C7	IPW60R180C7		IPD60R180C7	
185							IPL60R185C7

600 V CoolMOST™ C7 Gold (G-series) **ACTIVE & PREFERRED**

R _{DS(on)} [mΩ]	TO -220	TO-Leadless (TOLL)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (Quadruple DPAK)	TO-247 4 pin	TO-252 (Double DPAK)	ThinPAK 8x8
28		IPT60R028G7			IPDQ60R028G7*			
50		IPT60R050G7			IPDQ60R050G7*		IPDD60R050G7*	
80		IPT60R080G7			IPDQ60R080G7*		IPDD60R080G7*	
102		IPT60R102G7			IPDQ60R102G7*		IPDD60R102G7*	
125		IPT60R125G7					IPDD60R125G7*	
150		IPT60R150G7					IPDD60R150G7*	
190							IPDD60R190G7*	

600 V CoolMOST™ P7 **ACTIVE & PREFERRED**

Industrial grade



R _{DS(on)} [mΩ]	TO -220	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-247 4pin asymmetric leads	TO-252 (DPAK)	TO-220 FullPAK Wide Creepage	ThinPAK 8x8	D ² PAK
37			IPW60R037P7	IPZA60R037P7				
60	IPP60R060P7	IPA60R060P7	IPW60R060P7	IPZA60R060P7				IPB60R060P7
65							IPL60R065P7	
80	IPP60R080P7	IPA60R080P7	IPW60R080P7	IPZA60R080P7			IPL60R085P7	IPB60R080P7
99	IPP60R099P7	IPA60R099P7	IPW60R099P7	IPZA60R099P7				IPB60R099P7
105							IPL60R105P7	
120	IPP60R120P7	IPA60R120P7	IPW60R120P7	IPZA60R120P7				IPB60R120P7
125							IPL60R125P7	
180	IPP60R180P7	IPA60R180P7	IPW60R180P7	IPZA60R180P7	IPD60R180P7			IPB60R180P7
185							IPL60R185P7	
280	IPP60R280P7	IPA60R280P7			IPD60R280P7			IPB60R280P7
285							IPL60R285P7	
360	IPP60R360P7	IPA60R360P7			IPD60R360P7			IPB60R360P7
365							IPL60R365P7	
600	IPP60R600P7	IPA60R600P7			IPD60R600P7			

600 V CoolMOST™ P7 **ACTIVE & PREFERRED**

Standard grade



R _{DS(on)} [mΩ]	TO -220	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-247 4pin	TO-252 (DPAK)	TO-220 FullPAK Wide Creepage	ThinPAK 8x8	SOT-223
180		IPA60R180P7S			IPD60R180P7S	IPAW60R180P7S		
280		IPA60R280P7S			IPD60R280P7S	IPAW60R280P7S		
360		IPA60R360P7S			IPD60R360P7S	IPAW60R360P7S		IPN60R360P7S
600		IPA60R600P7S			IPD60R600P7S	IPAW60R600P7S		IPN60R600P7S

600 V CoolMOST™ CFD7 **ACTIVE & PREFERRED**

R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-247 4pin	TO-252 (DPAK)	ThinPAK 8x8
31				IPW60R31CFD7			
40				IPW60R40CFD7			
55				IPW60R55CFD7			
70	IPP60R70CFD7			IPW60R70CFD7			
75							IPL60R75CFD7
90	IPP60R90CFD7			IPW60R90CFD7			
125	IPP60R125CFD7		IPA60R125CFD7	IPW60R125CFD7			
170	IPP60R170CFD7		IPA60R170CFD7	IPW60R170CFD7		IPD60R170CFD7	
185							IPL60R185CFD7
280	IPP60R280CFD7		IPA60R280CFD7			IPD60R280CFD7	

www.infineon.com/c7-gold-toll
www.infineon.com/600v-p7

650 V CoolMOS™ CFD2



$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-262 (I ² PAK)	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	ThinPAK 8x8
41					IPW65R041CFD		
80					IPW65R080CFD		
110	IPP65R110CFD	IPI65R110CFD	IPB65R110CFD	IPA65R110CFD	IPW65R110CFD		
150	IPP65R150CFD	IPI65R150CFD	IPB65R150CFD	IPA65R150CFD	IPW65R150CFD		
165							IPL65R165CFD
190	IPP65R190CFD	IPI65R190CFD	IPB65R190CFD	IPA65R190CFD	IPW65R190CFD		
210							IPL65R210CFD
310	IPP65R310CFD	IPI65R310CFD	IPB65R310CFD	IPA65R310CFD	IPW65R310CFD		
340							IPL65R340CFD
420	IPP65R420CFD	IPI65R420CFD	IPB65R420CFD	IPA65R420CFD	IPW65R420CFD	IPD65R420CFD	
460							IPL65R460CFD
660	IPP65R660CFD	IPI65R660CFD	IPB65R660CFD	IPA65R660CFD	IPW65R660CFD	IPD65R660CFD	
725							IPL65R725CFD
950						IPD65R950CFD	
1400						IPD65R1K4CFD	

650 V CoolMOS™ CE **ACTIVE & PREFERRED**

$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-251 (IPAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)	SOT-223	TO-220 FullPAK Narrow Lead
400		IPA65R400CE		IPD65R400CE		IPS65R400CE		
650		IPA65R650CE		IPD65R650CE		IPS65R650CE		IPAN65R650CE
1000		IPA65R1K0CE		IPD65R1K0CE		IPS65R1K0CE		
1500		IPA65R1K5CE		IPD65R1K5CE			IPN65R1K5CE	

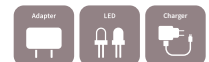
650 V CoolMOST™ C7 **ACTIVE & PREFERRED**

R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-247 4pin	TO-252 (DPAK)	ThinPAK 8x8
19				IPW65R019C7	IPZ65R019C7		
33							
45	IPP65R045C7	IPB65R045C7	IPA65R045C7	IPW65R045C7	IPZ65R045C7		
65	IPP65R065C7	IPB65R065C7	IPA65R065C7	IPW65R065C7	IPZ65R065C7		
70							IPL65R070C7
95	IPP65R095C7	IPB65R095C7	IPA65R095C7	IPW65R095C7	IPZ65R095C7		
99							IPL65R099C7
105							
125	IPP65R125C7	IPB65R125C7	IPA65R125C7	IPW65R125C7			
130							IPL65R130C7
190	IPP65R190C7	IPB65R190C7	IPA65R190C7	IPW65R190C7		IPD65R190C7	
195							IPL65R195C7
225	IPP65R225C7	IPB65R225C7	IPA65R225C7			IPD65R225C7	
230							IPL65R230C7

650 V CoolMOST™ C7 Gold (G-series) **ACTIVE & PREFERRED**

R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-Leadless (TOLL)	TO-263 (D2PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)
33		IPT65R033G7				
105		IPT65R105G7				
195		IPT65R195G7				

700 V CoolMOST™ CE



R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-220 FullPAK Wide Creepage	TO-262 (I ² PAK)	TO-251 (IPAK Short Lead with ISO Standoff)	TO-252 (DPAK)	TO-251 (IPAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)	SOT-223
600		IPAW70R600CE		IPSA70R600CE	IPD70R600CE			
950		IPAW70R950CE	IPI70R950CE	IPSA70R950CE	IPD70R950CE		IPS70R950CE	
1000								IPN70R1K0CE
1400				IPSA70R1K4CE	IPD70R1K4CE		IPS70R1K4CE	
1500								IPN70R1K5CE
2000				IPSA70R2K0CE	IPD70R2K0CE		IPS70R2K0CE	IPN70R2K0CE
2100								

700 V CoolMOST™ P7 **ACTIVE & PREFERRED**

R _{DS(on)} [mΩ]	TO-220	TO-262 (I ² PAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-220 FullPAK narrow lead	TO-251 (IPAK Short Lead w/ ISO Standoff)	SOT-223
360			IPS70R360P7S	IPA70R360P7S		IPD70R360P7S	IPAN70R360P7S	IPSA70R360P7S	IPN70R360P7S
450				IPA70R450P7S			IPAN70R450P7S	IPSA70R450P7S	IPN70R450P7S
600			IPS70R600P7S	IPA70R600P7S		IPD70R600P7S	IPAN70R600P7S	IPSA70R600P7S	IPN70R600P7S
750				IPA70R750P7S			IPAN70R750P7S	IPSA70R750P7S	IPN70R750P7S
900			IPS70R900P7S	IPA70R900P7S		IPD70R900P7S	IPAN70R900P7S	IPSA70R900P7S	IPN70R900P7S
1200								IPSA70R1K2P7S	IPN70R1K2P7S
1400			IPS70R1K4P7S			IPD70R1K4P7S		IPSA70R1K4P7S	IPN70R1K4P7S
2000								IPSA70R2K0P7S	IPN70R2K0P7S

www.infineon.com/c7

www.infineon.com/c7-gold-toll

www.infineon.com/coolmos-700v

www.infineon.com/ce

www.infineon.com/700v-p7

800 V CoolMOS™ C3



$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-262 (I ² PAK)	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)
85						SPW55N80C3
290	SPP17N80C3		SPB17N80C3	SPA17N80C3	SPW17N80C3	
450	SPP11N80C3			SPA11N80C3	SPW11N80C3	
650	SPP08N80C3			SPA08N80C3		
900	SPP06N80C3			SPA06N80C3		SPD06N80C3
1300	SPP04N80C3			SPA04N80C3		SPD04N80C3
2700				SPA02N80C3		SPD02N80C3

800 V CoolMOS™ CE



$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-251 (IPAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)
310		IPA80R310CE				
460		IPA80R460CE				
650		IPA80R650CE				
1000		IPA80R1K0CE		IPD80R1K0CE	IPU80R1K0CE	
1400		IPA80R1K4CE		IPD80R1K4CE		
2800				IPD80R2K8CE		

800 V CoolMOS™ P7 **ACTIVE & PREFERRED**

$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)	TO-251 (IPAK)	TO-251 (IPAK Short Lead)	SOT-223	TO-220 FullPAK narrow lead
280	IPP80R280P7	IPA80R280P7	IPW80R280P7	IPD80R280P7				IPAN80R280P7
360	IPP80R360P7	IPA80R360P7	IPW80R360P7	IPD80R360P7				IPAN80R360P7
450	IPP80R450P7	IPA80R450P7		IPD80R450P7				IPAN80R450P7
600	IPP80R600P7	IPA80R600P7		IPD80R600P7	IPU80R600P7	IPS80R600P7	IPN80R600P7	
750	IPP80R750P7	IPA80R750P7		IPD80R750P7	IPU80R750P7	IPS80R750P7	IPN80R750P7	
900/950	IPP80R900P7	IPA80R900P7		IPD80R900P7	IPU80R900P7	IPS80R900P7	IPN80R950P7	
1200	IPP80R1K2P7	IPA80R1K2P7		IPD80R1K2P7	IPU80R1K2P7	IPS80R1K2P7	IPN80R1K2P7	
1400	IPP80R1K4P7	IPA80R1K4P7		IPD80R1K4P7	IPU80R1K4P7	IPS80R1K4P7	IPN80R1K4P7	
2000				IPD80R2K0P7	IPU80R2K0P7	IPS80R2K0P7	IPN80R2K0P7	
2400				IPD80R2K4P7	IPU80R2K4P7	IPS80R2K4P7	IPN80R2K4P7	
3300				IPD80R3K3P7	IPU80R3K3P7		IPN80R3K3P7	
4500				IPD80R4K5P7	IPU80R4K5P7		IPN80R4K5P7	

900 V CoolMOS™ C3 **ACTIVE & PREFERRED**

$R_{DS(on)}$ [mΩ]	TO-220	TO-262 (I ² PAK)	TO-263 (D ² PAK)	TO-220 FullPAK	TO-247	TO-252 (DPAK)
120						IPW90R120C3
340	IPP90R340C3	IPI90R340C3	IPB90R340C3	IPA90R340C3	IPW90R340C3	
500		IPI90R500C3		IPA90R500C3	IPW90R500C3	
800	IPP90R800C3			IPA90R800C3		
1000	IPP90R1K0C3			IPA90R1K0C3		
1200	IPP90R1K2C3	IPI90R1K2C3		IPA90R1K2C3		IPD90R1K2C3

www.infineon.com/c3
www.infineon.com/ce
www.infineon.com/800v-p7

www.infineon.com/coolmos-800v
www.infineon.com/coolmos-900v

CoolMOS™ automotive



650 V CoolMOS™ CFDA ACTIVE & PREFERRED

Product type	$R_{DS(on)}$ @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ [mΩ]	$I_{D,max.}$ @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ [A]	$I_{D,puls,max.}$ [A]	$V_{GS(th),min.-max.}$ [V]	$Q_G,typ.$ [nC]	$R_{thJC,max.}$ [K/W]	Package
IPD65R420CFDA	420	8.7	27	3.5...4.5	32	1.5	TO-252
IPD65R660CFDA	660	6	17	3.5...4.5	20	2	TO-252
IPB65R110CFDA	110	31.2	99.6	3.5...4.5	11	0.45	TO-263
IPB65R150CFDA	150	22.4	72	3.5...4.5	86	0.64	TO-263
IPB65R190CFDA	190	17.5	57.2	3.5...4.5	68	0.83	TO-263
IPB65R310CFDA	310	11.4	34.4	3.5...4.5	41	1.2	TO-263
IPB65R660CFDA	660	6	17	3.5...4.5	20	2	TO-263
IPP65R110CFDA	110	31.2	99.6	3.5...4.5	11	0.45	TO-220
IPP65R150CFDA	150	22.4	72	3.5...4.5	86	0.64	TO-220
IPP65R190CFDA	190	17.5	57.2	3.5...4.5	68	0.83	TO-220
IPP65R310CFDA	310	11.4	34.4	3.5...4.5	41	1.2	TO-220
IPP65R660CFDA	660	6	17	3.5...4.5	20	2	TO-220
IPW65R048CFDA	48	63.3	228	3.5...4.5	27	0.25	TO-247
IPW65R080CFDA	80	43.3	127	3.5...4.5	16	0.32	TO-247
IPW65R110CFDA	110	31.2	99.6	3.5...4.5	11	0.45	TO-247
IPW65R150CFDA	150	22.4	72	3.5...4.5	86	0.64	TO-247
IPW65R190CFDA	190	17.5	57.2	3.5...4.5	68	0.83	TO-247



600 V CoolMOS™ CPA ACTIVE & PREFERRED

Product type	$R_{DS(on)}$ @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ [mΩ]	$I_{D,max.}$ @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ [A]	$I_{D,puls,max.}$ [A]	$V_{GS(th),min.-max.}$ [V]	$Q_G,typ.$ [nC]	$R_{thJC,max.}$ [K/W]	Package
IPB60R099CPA	99	31	93	-20 ... 20	60	0.5	TO-263
IPB60R199CPA	199	16	51	-20 ... 20	32	0.9	TO-263
IPB60R299CPA	299	11	34	-20 ... 20	22	1.3	TO-263
IPP60R099CPA	99	31	93	-20 ... 20	60	0.5	TO-220
IPW60R045CPA	45	60	230	-20 ... 20	150	0.29	TO-247
IPW60R075CPA	75	39	130	-20 ... 20	87	0.4	TO-247
IPW60R099CPA	99	31	93	-20 ... 20	60	0.5	TO-247
IPI60R099CPA	99	31	93	-20 ... 20	60	0.5	TO-262

www.infineon.com/coolmos-600v

www.infineon.com/coolmos-650v

www.infineon.com/coolmos-automotive

www.infineon.com/cfda

1EDN MOSFET EiceDRIVER™ family

Rugged, cool and fast, 1-channel low-side 4/8 A gate driver ICs

1EDN family overview

1-channel MOSFET gate driver ICs are the crucial link between control ICs and powerful MOSFET and GaN switching devices. Gate driver ICs enable high system level efficiencies, excellent power density and consistent system robustness.

1EDN family: Fast, precise, strong and compatible

- › Highly efficient SMPS enabled by 5 ns short slew rates and ± 5 ns propagation delay precision for fast MOSFET and GaN switching
- › Separate source and sink outputs simplify the application design
- › Industry standard packages and pinout ease system design upgrades

1EDN family: The new reference in ruggedness and low power dissipation

- › -10 V robustness of control and enable inputs provides crucial safety margin when driving pulse transformers
- › 5 A reverse output current robustness eliminates the need for Schottky switching diodes when driving MOSFETs in TO-220 and TO-247 packages
- › Cool driver ICs thanks to true rail-to-rail low impedance output stages
- › 4 V and 8 V UVLO (Under Voltage Lock Out) options for instant MOSFET protection during start-up and under abnormal conditions

Applications

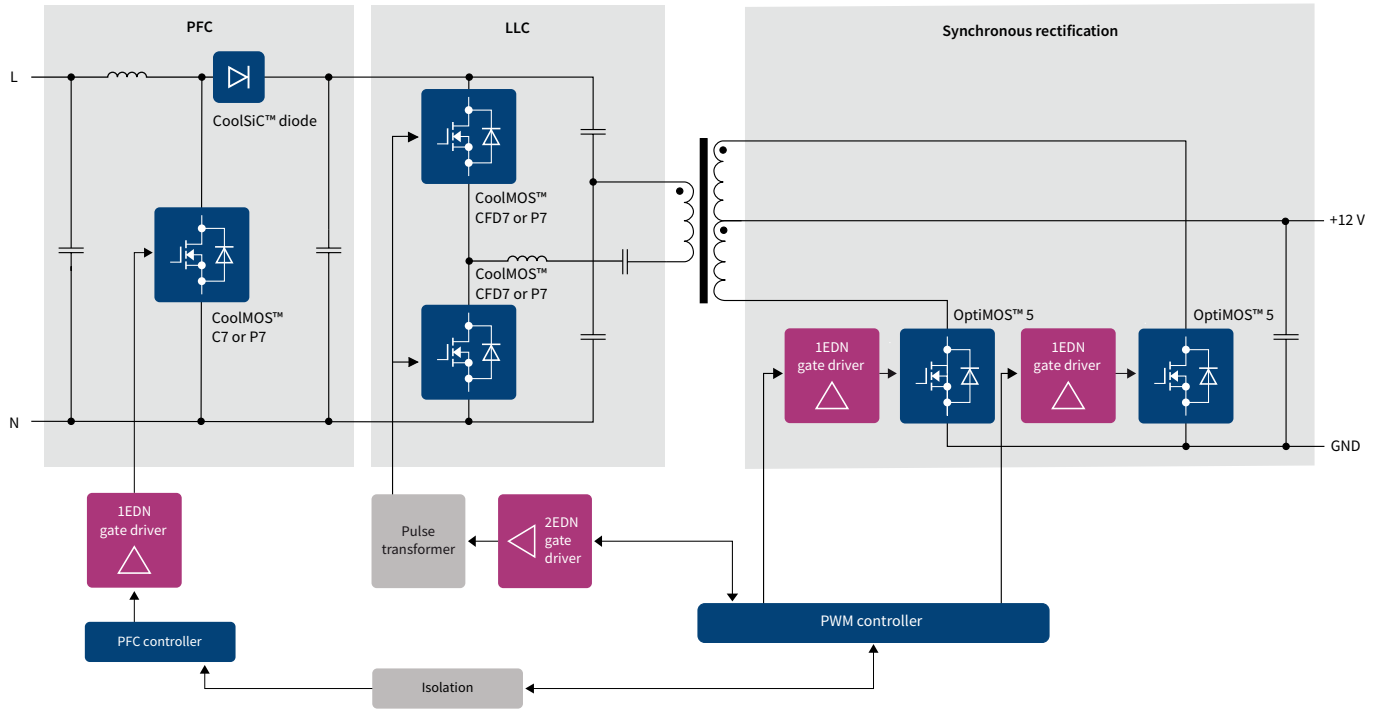
- › PFC
- › Synchronous rectification
- › DC-DC converters
- › Telecom bricks
- › Power tools
- › Industrial SMPS
- › Motor control
- › Wireless charging



Product features	Product benefits	System benefits
<ul style="list-style-type: none"> › 4 A source/8 A sink current › 6 ns rise/5 ns fall times › ± 5 ns propagation delay precision 	<ul style="list-style-type: none"> › Fast Miller plateau transition › Precise timing 	<ul style="list-style-type: none"> › High power efficiency <ul style="list-style-type: none"> - in hard switching PFC with SiC diode - in half-bridges and synchronous rectifications
<ul style="list-style-type: none"> › True rail-to-rail low impedance output stages 	<ul style="list-style-type: none"> › Low power dissipation in driver IC 	<ul style="list-style-type: none"> › Cooler driver IC operation › Higher MOSFET drive capability
<ul style="list-style-type: none"> › 4 V and 8 V UVLO options › 19 ns propagation delay 	<ul style="list-style-type: none"> › Fast and reliable MOSFET turn-off, independent of control IC 	<ul style="list-style-type: none"> › Instant MOSFET protection during start-up and under abnormal operation
<ul style="list-style-type: none"> › -10 V robustness of inputs 	<ul style="list-style-type: none"> › Increased GND-bounce robustness 	<ul style="list-style-type: none"> › Crucial safety margin to drive pulse transformer
<ul style="list-style-type: none"> › 5 A reverse output current robustness 	<ul style="list-style-type: none"> › Saves switching diodes 	<ul style="list-style-type: none"> › Increases power density › BOM savings
<ul style="list-style-type: none"> › Industry standard pinout and packages 	<ul style="list-style-type: none"> › Straight forward design upgrades 	<ul style="list-style-type: none"> › Short time-to-market



Application overview 800 W switched mode power supply



2EDN MOSFET EiceDRIVER™ family

Rugged, cool and fast, 2-channel low-side 5 A driver ICs

2EDN family overview

- › 2-channel MOSFET driver ICs are the crucial link between control ICs and powerful MOSFET and GaN switching devices. MOSFET driver ICs enable high system level efficiencies, excellent power density and consistent system robustness.

2EDN family: Fast, precise, strong and compatible

- › Highly efficient SMPS enabled by 5 ns short slew rates and 10 ns propagation delay precision for fast MOSFET and GaN switching
- › Numerous deployment options due to two 5 A channels. 1 ns channel-to-channel accuracy to use two channels in parallel
- › Industry standard packages and pinout ease system design upgrades

2EDN family: The new reference in ruggedness and low power dissipation

- › 4 V and 8 V UVLO (Under Voltage Lock Out) options for instant MOSFET protection under abnormal conditions
- › -10 V robustness of control and enable inputs provides crucial safety margin when driving pulse transformers or driving MOSFETs in TO-220 and TO-247 packages
- › 5 A reverse output current robustness eliminates the need for Schottky switching
- › Diodes and reduces bill-of-material
- › Cool driver ICs from true rail-to-rail low impedance output stages

Applications

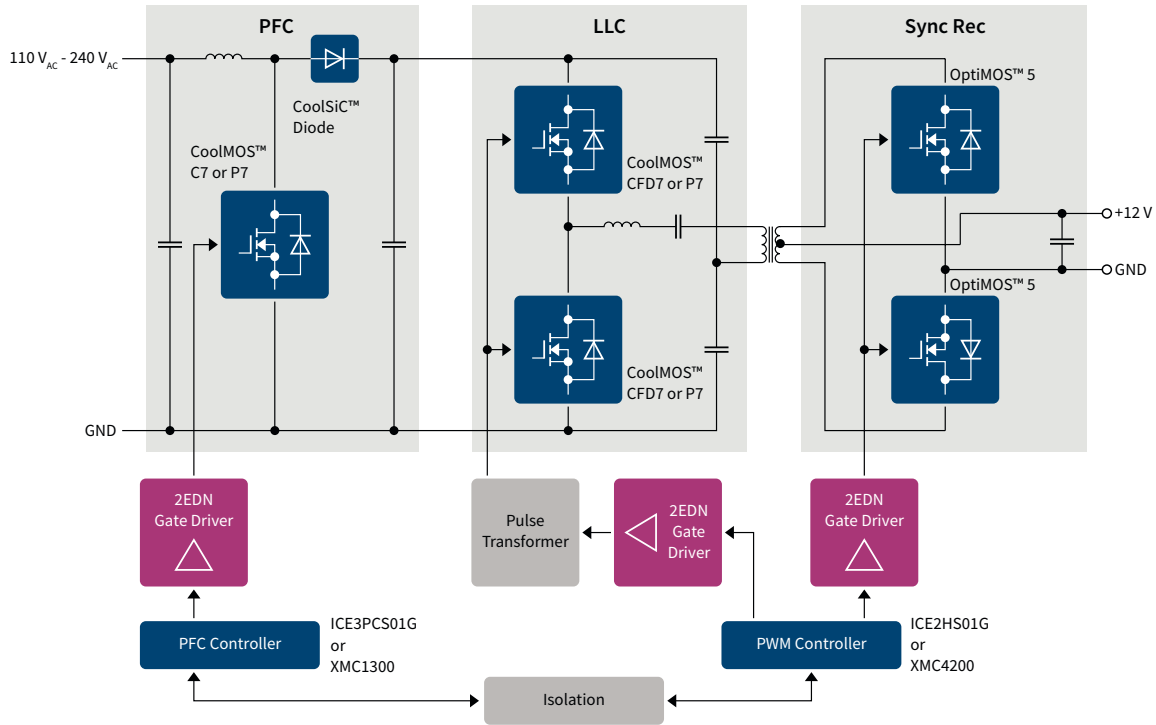
- › Server
- › Telecom
- › DC-DC converters
- › Bricks
- › Power tools
- › Industrial SMPS
- › Motor control
- › Solar



Product features	Product benefits	System benefits
<ul style="list-style-type: none"> › 5 A source/sink current › 5 ns rise/fall times › <10 ns propagation delay precision 	<ul style="list-style-type: none"> › Fast Miller plateau transition › Precise timing 	<ul style="list-style-type: none"> › High power efficiency <ul style="list-style-type: none"> – in hard switching PFC with SiC Diode – in half-bridges and synchronous rectifications
<ul style="list-style-type: none"> › True rail-to-rail low impedance output stages 	<ul style="list-style-type: none"> › Low power dissipation in Driver IC 	<ul style="list-style-type: none"> › Cooler driver IC operation › Higher MOSFET drive capability
<ul style="list-style-type: none"> › 4 V and 8 V UVLO options › 19 ns propagation delay for both control and enable inputs 	<ul style="list-style-type: none"> › Fast and reliable MOSFET turn-off, independent of control IC 	<ul style="list-style-type: none"> › Instant MOSFET protection under abnormal operation
<ul style="list-style-type: none"> › -10 V robustness of control and enable inputs 	<ul style="list-style-type: none"> › Increased GND-bounce robustness 	<ul style="list-style-type: none"> › Crucial safety margin to drive pulse transformer
<ul style="list-style-type: none"> › 5 A reverse output current robustness 	<ul style="list-style-type: none"> › Saves switching diodes 	<ul style="list-style-type: none"> › Increases power density › BOM savings
<ul style="list-style-type: none"> › 2 independent channels › Excellent 1 ns channel-to-channel accuracy 	<ul style="list-style-type: none"> › Option to increase drive current by truly ncurrent switching of 2 channels 	<ul style="list-style-type: none"> › One IC covering many applications
<ul style="list-style-type: none"> › Industry standard pinout and packages 	<ul style="list-style-type: none"> › Straight forward design upgrades 	<ul style="list-style-type: none"> › Short time-to-market




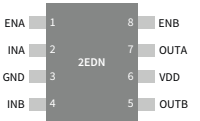


Application overview 800 W 130 kHz switched mode power supply



1EDN Product portfolio

Package		UVLO	Product name	Orderable part number	Pinout
	SOT-23 6pin	4 V	1EDN7511B	1EDN7511BXUSA1	
		8 V	1EDN8511B	1EDN8511BXUSA1	
	SOT-23 5pin	4 V	1EDN7512B	1EDN7512BXTSA1	
	WSON 6pin	4 V	1EDN7512G	1EDN7512GXTMA1	

2EDN Product portfolio

Package		UVLO	Inputs	Product name	Orderable part number	Industry standard pinout configuration
	SOT-23 6pin	4 V	Direct	2EDN7524F	2EDN7524FXTMA1	
			Inverted	2EDN7523F	2EDN7523FXTMA1	
		8 V	Direct	2EDN8524F	2EDN8524FXTMA1	
			Inverted	2EDN8523F	2EDN8523FXTMA1	
	SOT-23 5pin	4 V	Direct	2EDN7524R	2EDN7524RXUMA1	
			Inverted	2EDN7523R	2EDN7523RXUMA1	
		8 V	Direct	2EDN8524R	2EDN8524RXUMA1	
			Inverted	2EDN8523R	2EDN8523RXUMA1	
	WSON 6pin	4 V	Direct	2EDN7524G	2EDN7524GXTMA1	
			Inverted	2EDN7523G	2EDN7523GXTMA1	



Infineon support for high voltage MOSFETs and industrial gate driver ICs

Useful links and helpful information

Further information, datasheets and documents

www.infineon.com/coolmos

www.infineon.com/coolmos-latest-packages

www.infineon.com/coolmos-automotive

Evaluationboards and simulation models

www.infineon.com/coolmos-boards

www.infineon.com/powermosfet-simulationmodels

Videos

www.infineon.com/mediacenter



Where to buy

Infiniteon distribution partners and sales offices:

www.infineon.com/WhereToBuy

Service hotline

Infiniteon offers its toll-free 0800/4001 service hotline as one central number, available 24/7 in English, Mandarin and German.

- > Germany 0800 951 951 951 (German/English)
- > China, mainland 4001 200 951 (Mandarin/English)
- > India 000 800 4402 951 (English)
- > USA 1-866 951 9519 (English/German)
- > Other countries 00* 800 951 951 951 (English/German)
- > Direct access +49 89 234-0 (interconnection fee, German/English)

* Please note: Some countries may require you to dial a code other than "00" to access this international number.
Please visit www.infineon.com/service for your country!



Mobile product catalog

Mobile app for iOS and Android.

www.infineon.com

Published by
Infineon Technologies Austria AG
9500 Villach, Austria

© 2018 Infineon Technologies AG.
All rights reserved.

Order number: B152-I0458-V3-7600-EU-EC
Date: 02/2018

Please note!

THIS DOCUMENT IS FOR INFORMATION PURPOSES ONLY AND ANY INFORMATION GIVEN HEREIN SHALL IN NO EVENT BE REGARDED AS A WARRANTY, GUARANTEE OR DESCRIPTION OF ANY FUNCTIONALITY, CONDITIONS AND/OR QUALITY OF OUR PRODUCTS OR ANY SUITABILITY FOR A PARTICULAR PURPOSE. WITH REGARD TO THE TECHNICAL SPECIFICATIONS OF OUR PRODUCTS, WE KINDLY ASK YOU TO REFER TO THE RELEVANT PRODUCT DATA SHEETS PROVIDED BY US. OUR CUSTOMERS AND THEIR TECHNICAL DEPARTMENTS ARE REQUIRED TO EVALUATE THE SUITABILITY OF OUR PRODUCTS FOR THE INTENDED APPLICATION.

WE RESERVE THE RIGHT TO CHANGE THIS DOCUMENT AND/OR THE INFORMATION GIVEN HEREIN AT ANY TIME.

Additional information

For further information on technologies, our products, the application of our products, delivery terms and conditions and/or prices, please contact your nearest Infineon Technologies office (www.infineon.com).

Warnings

Due to technical requirements, our products may contain dangerous substances. For information on the types in question, please contact your nearest Infineon Technologies office.

Except as otherwise explicitly approved by us in a written document signed by authorized representatives of Infineon Technologies, our products may not be used in any life-endangering applications, including but not limited to medical, nuclear, military, life-critical or any other applications where a failure of the product or any consequences of the use thereof can result in personal injury.

Apéndice E

Ficha técnica del IGBT elegido



Is Now Part of



ON Semiconductor®

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com

Please note: As part of the Fairchild Semiconductor integration, some of the Fairchild orderable part numbers will need to change in order to meet ON Semiconductor's system requirements. Since the ON Semiconductor product management systems do not have the ability to manage part nomenclature that utilizes an underscore (_), the underscore (_) in the Fairchild part numbers will be changed to a dash (-). This document may contain device numbers with an underscore (_). Please check the ON Semiconductor website to verify the updated device numbers. The most current and up-to-date ordering information can be found at www.onsemi.com. Please email any questions regarding the system integration to Fairchild_questions@onsemi.com.

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.



FGA30S120P

1300 V, 30 A Shorted-anode IGBT

Features

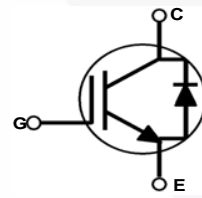
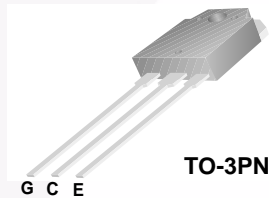
- High Speed Switching
- Low Saturation Voltage: $V_{CE(sat)} = 1.75\text{ V @ } I_C = 30\text{ A}$
- High Input Impedance
- RoHS Compliant

Applications

- Induction Heating, Microwave Oven

General Description

Using advanced field stop trench and shorted-anode technology, Fairchild's shorted-anode Trench IGBTs offer superior conduction and switching performances for soft switching applications. The device can operate in parallel configuration with exceptional avalanche capability. This device is designed for induction heating and microwave oven.



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Description	Ratings	Unit
V_{CES}	Collector to Emitter Voltage	1300	V
V_{GES}	Gate to Emitter Voltage	± 25	V
I_C	Collector Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	60	A
	Collector Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	30	A
$I_{CM(1)}$	Pulsed Collector Current	150	A
I_F	Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	60	A
I_F	Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	30	A
P_D	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	348	W
	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	174	W
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit
$R_{\theta JC}(\text{IGBT})$	Thermal Resistance, Junction to Case	--	0.43	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	--	40	$^\circ\text{C/W}$

Notes:
1: Limited by T_{jmax}

Package Marking and Ordering Information

Part Number	Top Mark	Package	Packing Method	Reel Size	Tape Width	Quantity
FGA30S120P	FGA30S120P	TO-3P	Tube	N/A	N/A	30

Electrical Characteristics of the IGBT T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Off Characteristics						
BV_{CES}	Collector to Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0\text{ V}, I_C = 1\text{ mA}$	1300	-	-	V
$\frac{\Delta BV_{CES}}{\Delta T_J}$	Temperature Coefficient of Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0\text{ V}, I_C = 1\text{ mA}$	-	1.3	-	V/°C
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = 1300, V_{GE} = 0\text{ V}$	-	-	1	mA
I_{GES}	G-E Leakage Current	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0\text{ V}$	-	-	±500	nA
On Characteristics						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 30\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}$	4.5	6.0	7.5	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 30\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}, T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.75	2.3	V
		$I_C = 30\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	-	1.85	-	V
		$I_C = 30\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}, T_C = 175^\circ\text{C}$	-	1.9	-	V
V_{FM}	Diode Forward Voltage	$I_F = 30\text{ A}, T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.7	2.2	V
		$I_F = 30\text{ A}, T_C = 175^\circ\text{C}$	-	2.1	-	V
Dynamic Characteristics						
C_{ies}	Input Capacitance	$V_{CE} = 30\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	-	3345	-	pF
C_{oes}	Output Capacitance		-	75	-	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		-	60	-	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600\text{ V}, I_C = 30\text{ A}, R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ Resistive Load, $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	39	-	ns
t_r	Rise Time		-	360	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	620	-	ns
t_f	Fall Time		-	160	-	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		-	1.3	-	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		-	1.22	-	mJ
E_{ts}	Total Switching Loss	-	2.52	-	mJ	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600\text{ V}, I_C = 30\text{ A}, R_G = 10\ \Omega, V_{GE} = 15\text{ V},$ Resistive Load, $T_C = 175^\circ\text{C}$	-	38	-	ns
t_r	Rise Time		-	375	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	635	-	ns
t_f	Fall Time		-	270	-	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		-	1.59	-	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		-	1.78	-	mJ
E_{ts}	Total Switching Loss	-	3.37	-	mJ	
Q_g	Total Gate Charge	$V_{CE} = 600\text{ V}, I_C = 30\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	-	78	-	nC
Q_{ge}	Gate to Emitter Charge		-	4.2	-	nC
Q_{gc}	Gate to Collector Charge		-	33.3	-	nC

Typical Performance Characteristics

Figure 1. Typical Output Characteristics

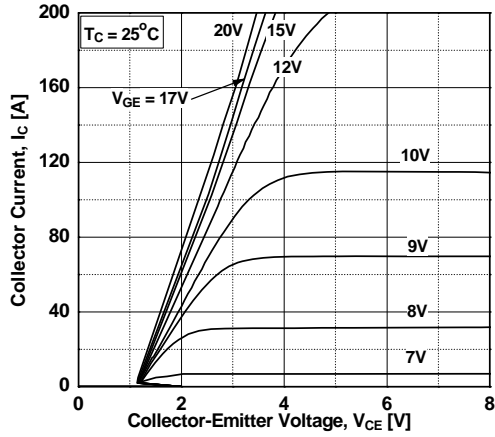


Figure 2. Typical Output Characteristics

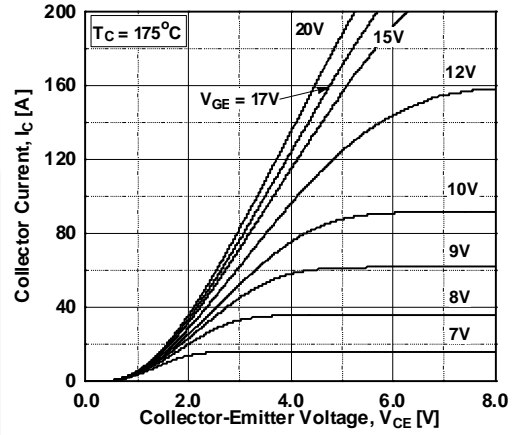


Figure 3. Typical Saturation Voltage Characteristics

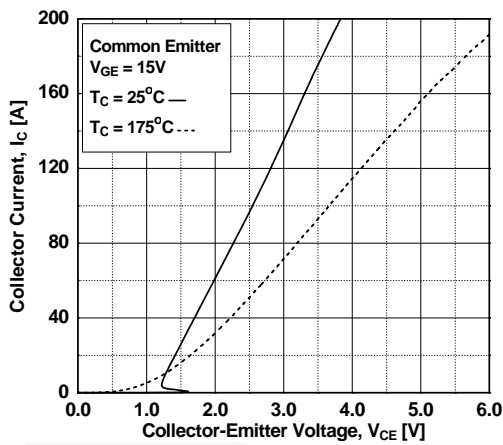


Figure 4. Transfer Characteristics

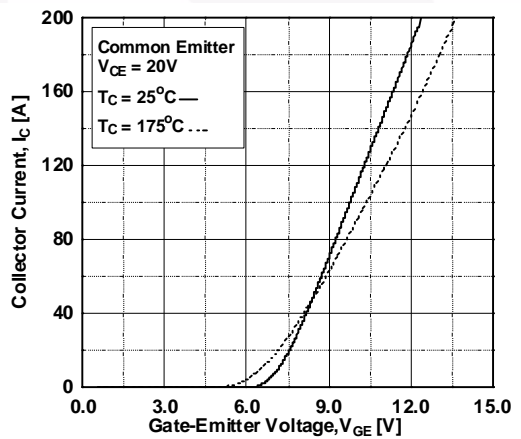


Figure 5. Saturation Voltage vs. Case Temperature at Variant Current Level

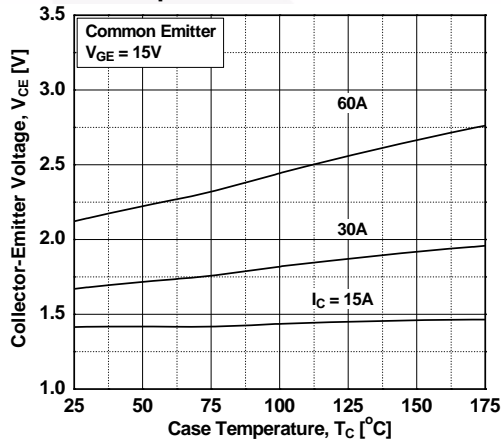
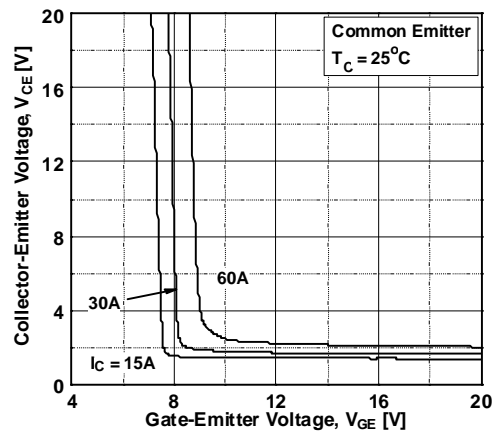


Figure 6. Saturation Voltage vs. Vge



Typical Performance Characteristics

Figure 7. Saturation Voltage vs. V_{GE}

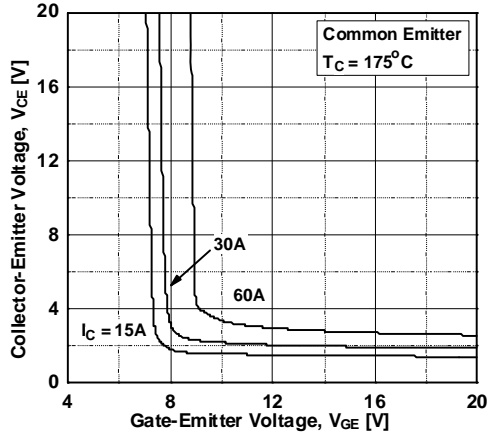


Figure 8. Capacitance Characteristics

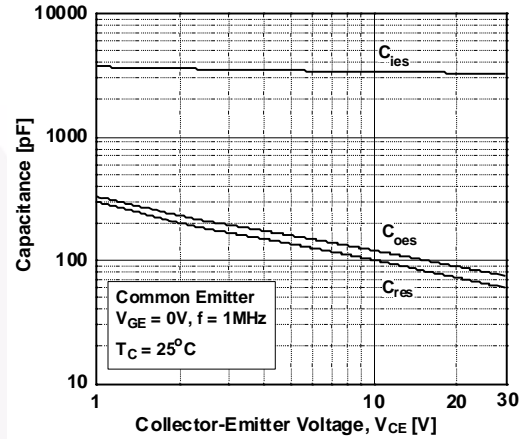


Figure 9. Gate Charge Characteristics

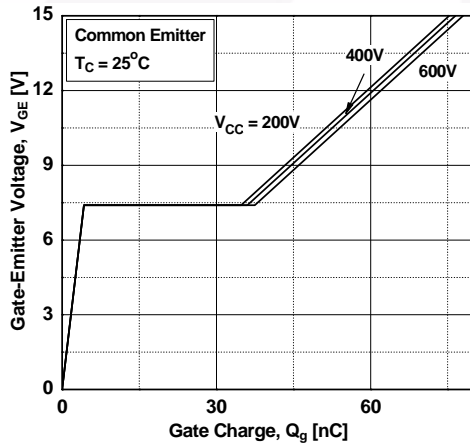


Figure 10. SOA Characteristics

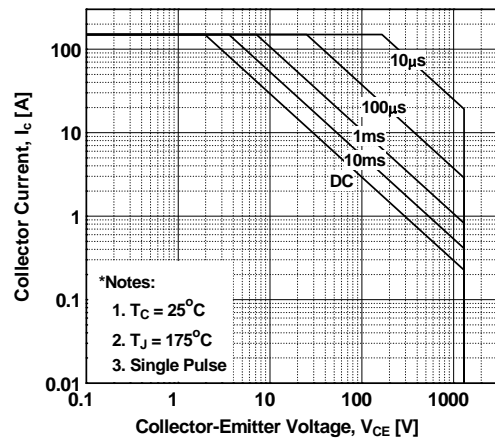


Figure 11. Turn-On Characteristics vs Gate Resistance

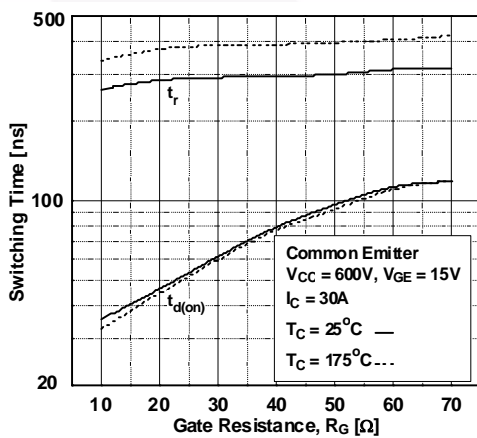
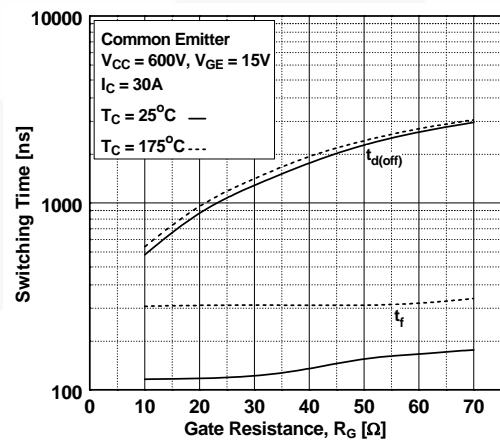


Figure 12. Turn-off Characteristics vs. Gate Resistance



Typical Performance Characteristics

Figure 13. Turn-on Characteristics VS. Collector Current

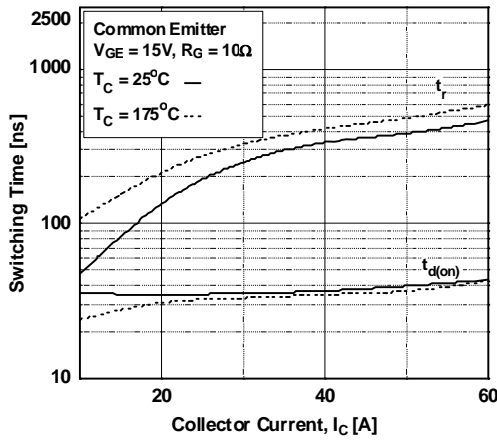


Figure 14. Turn-off Characteristics VS. Collector Current

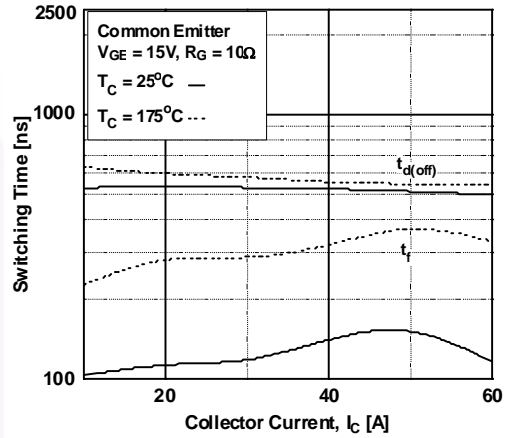


Figure 15. Switching Loss VS. Gate Resistance

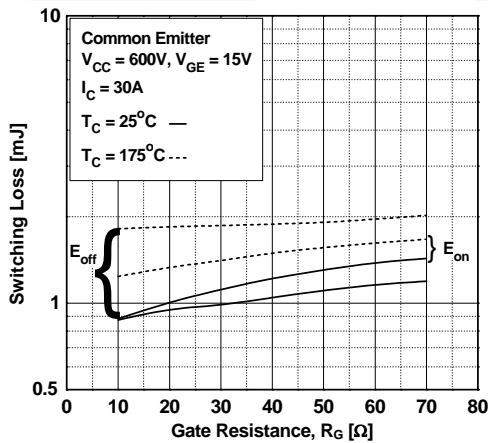


Figure 16. Switching Loss VS. Collector Current

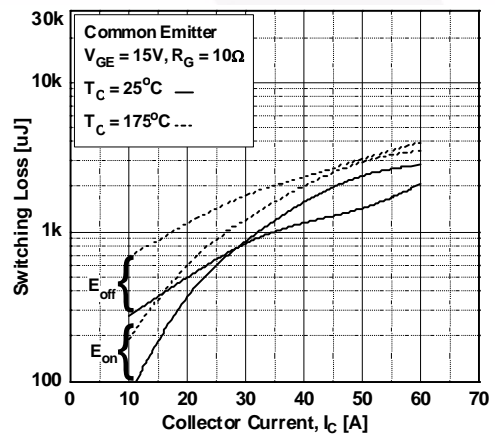


Figure 17. Turn off Switching SOA Characteristics

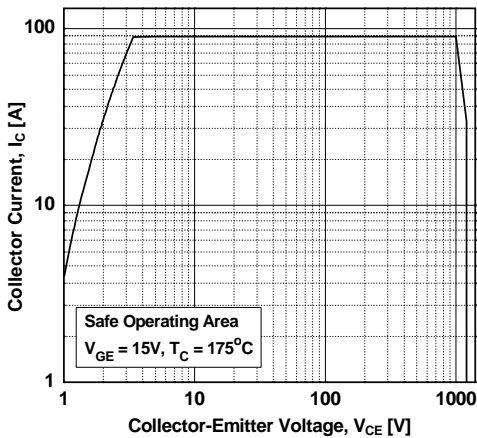


Figure 18. Forward Characteristics

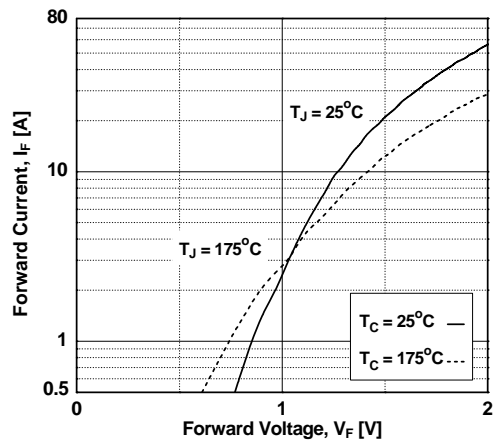
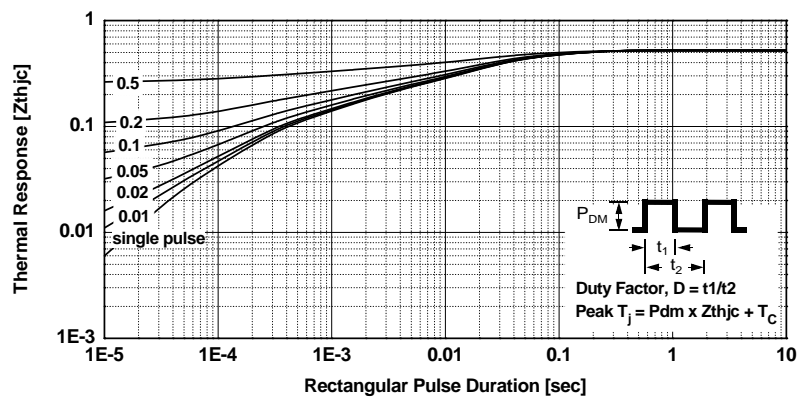
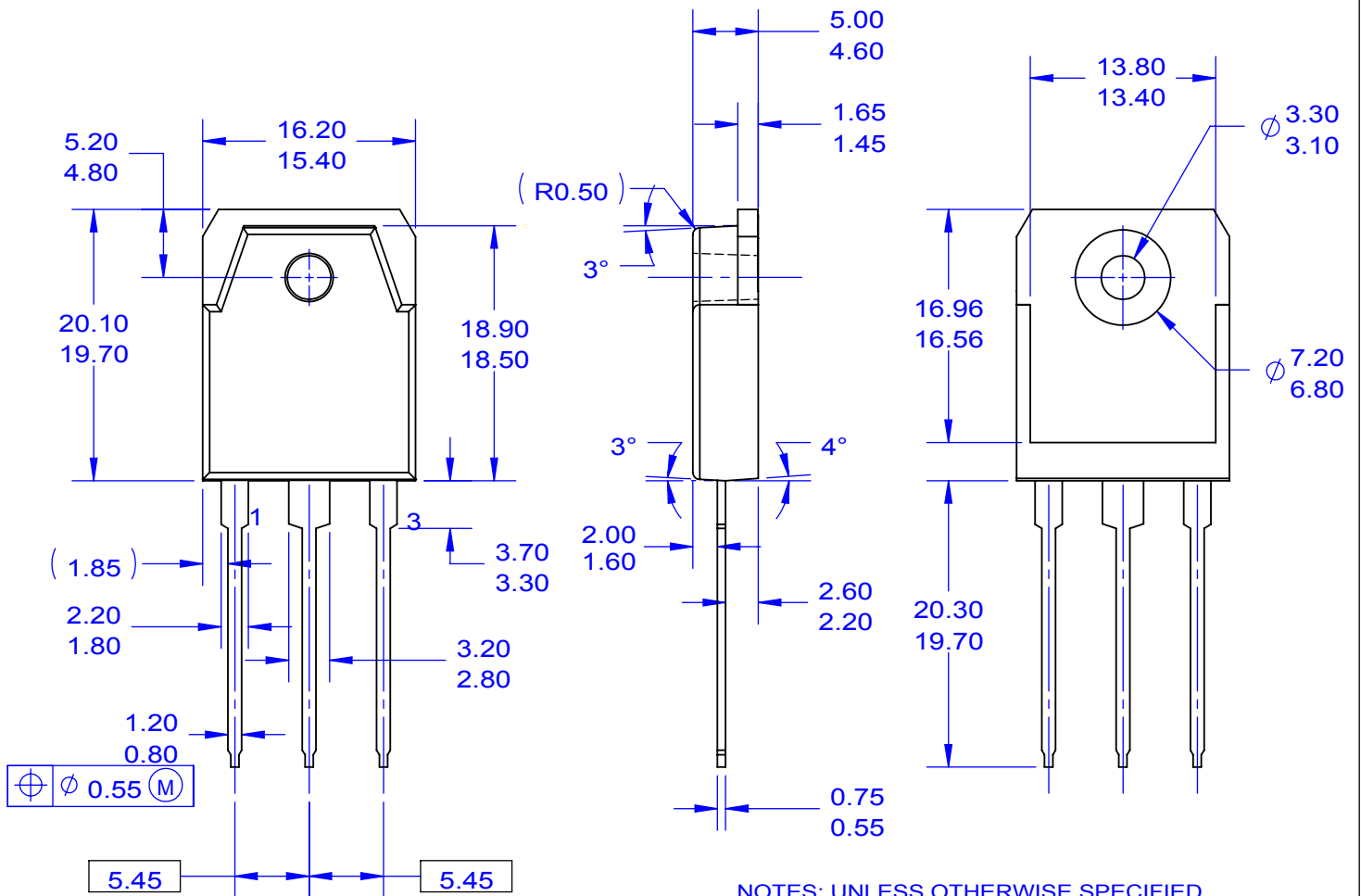


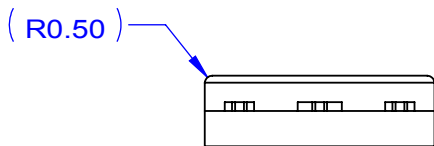
Figure 19. Transient Thermal Impedance of IGBT






NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

- A) THIS PACKAGE CONFORMS TO EIAJ SC-65 PACKAGING STANDARD.
- B) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C) DIMENSION AND TOLERANCING PER ASME14.5-2009.
- D) DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLD FLASH, AND TIE BAR EXTRUSSIONS.
- E) DRAWING FILE NAME: TO3PN03AREV2.
- F) FAIRCHILD SEMICONDUCTOR.



ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada

Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910

Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local
Sales Representative

Apéndice F

Ficha técnica del diodo elegido

800 V tandem hyperfast diode

Datasheet – production data

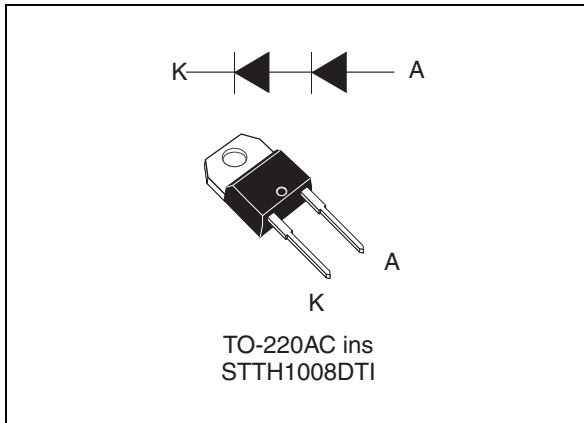


Table 1. Device summary

$I_{F(AV)}$	10 A
I_{FRM}	20 A
V_{RRM}	800 V
t_{rr}	40 ns
I_{RM}	8.5 A
V_F	1.7 V
T_j	150 °C

Features

- High voltage rectifier
- Tandem diodes in series
- Very low switching losses
- Insulated device with internal ceramic
- Equal thermal conditions for both 400 V diodes
- Static and dynamic equilibrium of internal diodes are warranted by design

Description

The STTH1008DTI is an ultrahigh performance diode composed of two 400 V dice in series.

1 Characteristics

Table 2. Absolute ratings (limiting values per diode at 25 °C, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	800	V
$I_{F(RMS)}$	Forward rms current	16	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current, $\delta = 0.5$	$T_c = 85\text{ °C}$	A
I_{FRM}	Repetitive peak forward current	$T_c = 135\text{ °C}, \delta = 0.3$	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10\text{ ms sinusoidal}$	A
T_{stg}	Storage temperature range	-65 to +175	°C
T_j	Maximum junction temperature	150	°C

Table 3. Thermal resistance

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction to case	2.5	°C/W

Table 4. Static electrical characteristics

Symbol	Parameters	Test conditions	Min.	Typ	Max.	Unit	
$I_R^{(1)}$	Reverse leakage current	$T_j = 25\text{ °C}$	$V_R = V_{RRM}$		20	μA	
		$T_j = 150\text{ °C}$		20	200		
$V_F^{(2)}$	Forward voltage drop	$T_c = 25\text{ °C}$	$I_F = 10\text{ A}$		2.15	2.5	V
		$T_c = 150\text{ °C}$		1.7	2.05		
		$T_c = 25\text{ °C}$	$I_F = 20\text{ A}$		2.45	2.85	
		$T_c = 150\text{ °C}$		2.05	2.45		

1. Pulse test: $t_p = 5\text{ ms}, \delta < 2\%$
2. Pulse test: $t_p = 380\text{ }\mu\text{s}, \delta < 2\%$

To evaluate the conduction losses use the following equation:

$$P = 1.65 \times I_{F(AV)} + 0.04 \times I_{F(RMS)}^2$$

Table 5. Dynamic electrical characteristics

Symbol	Parameters	Test conditions		Min.	Typ	Max.	Unit
I_{RM}	Reverse recovery current	$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 10\text{ A}, V_R = 400\text{ V},$ $di_F/dt = -200\text{ A}/\mu\text{s}$		8.5	11.5	A
S_{factor}	Softness factor				0.8		
t_{rr}	Reverse recovery time	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 1\text{ A}, V_R = 30\text{ V},$ $di_F/dt = -50\text{ A}/\mu\text{s}$		40	55	ns
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 10\text{ A}, V_R = 400\text{ V},$ $di_F/dt = -200\text{ A}/\mu\text{s}$		80		
t_{fr}	Forward recovery time	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 10\text{ A}, V_{FR} = 3\text{ V},$ $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$			180	ns
V_{FP}	Forward recovery voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$			4.5	7	V

Figure 1. Conduction losses versus average current

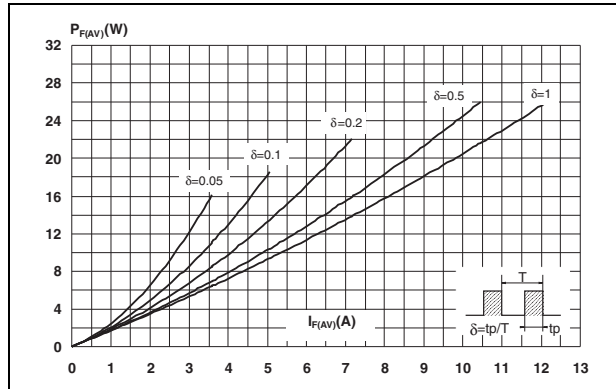


Figure 2. Forward voltage drop versus forward current (typical values)

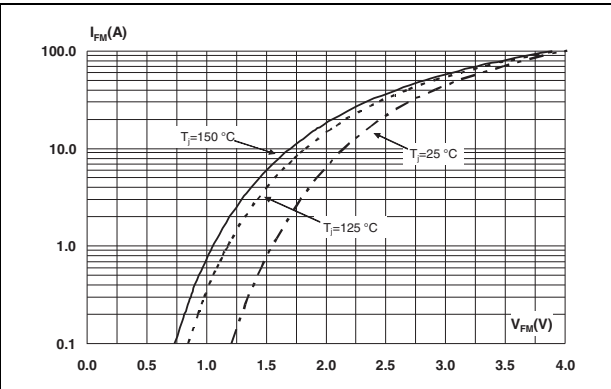


Figure 3. Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration

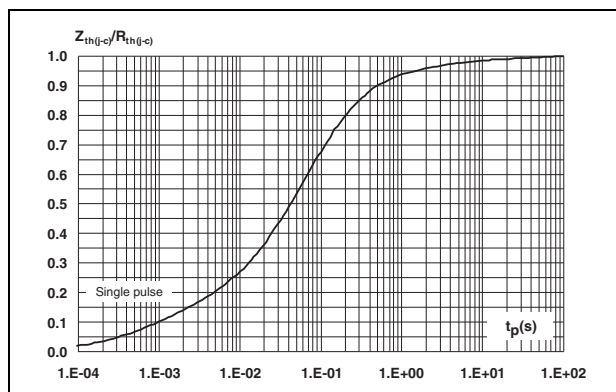


Figure 4. Peak reverse recovery current versus di_F/dt (typical values)

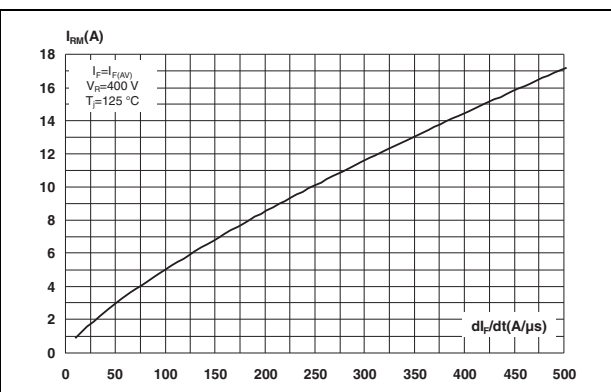


Figure 5. Reverse recovery time versus dl_F/dt (typical values)

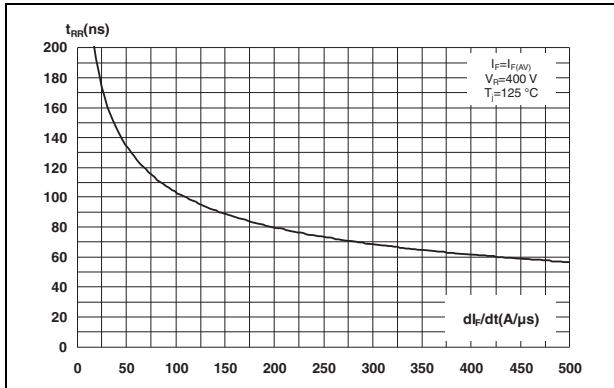


Figure 6. Reverse recovery charges versus dl_F/dt (typical values)

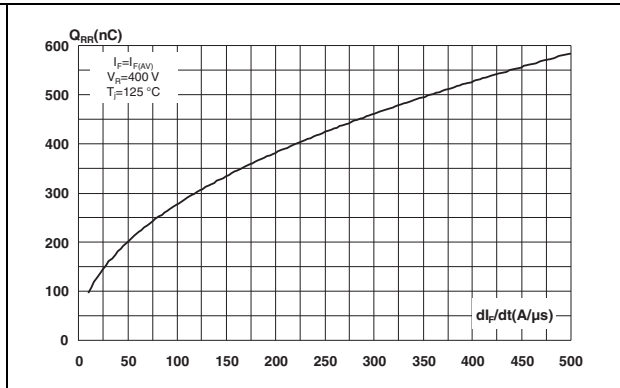


Figure 7. Reverse recovery softness factor versus dl_F/dt (typical values)

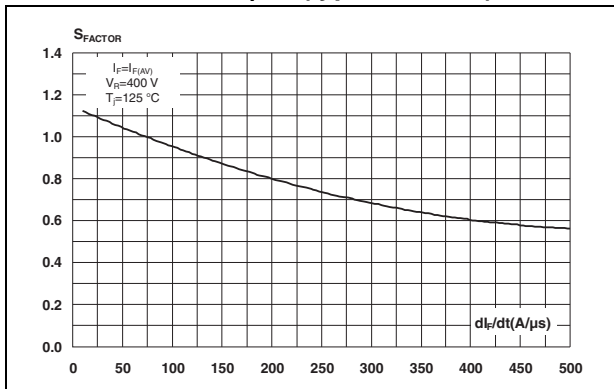


Figure 8. Relative variations of dynamic parameters versus junction temperature

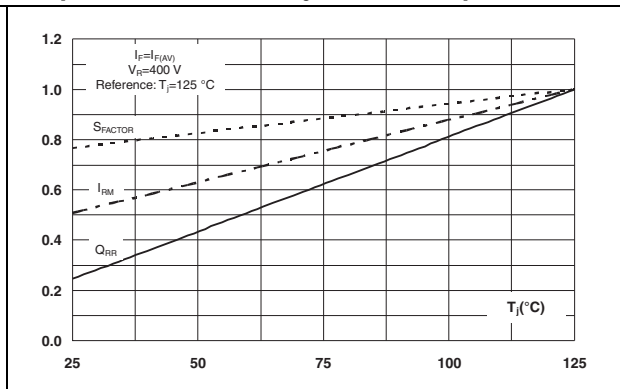


Figure 9. Transient peak forward voltage versus dl_F/dt (typical values)

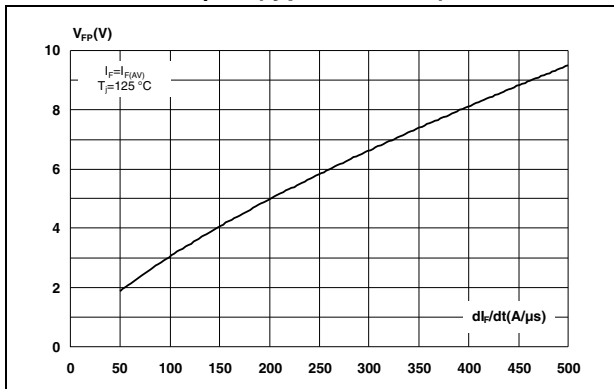


Figure 10. Forward recovery time versus dl_F/dt (typical values)

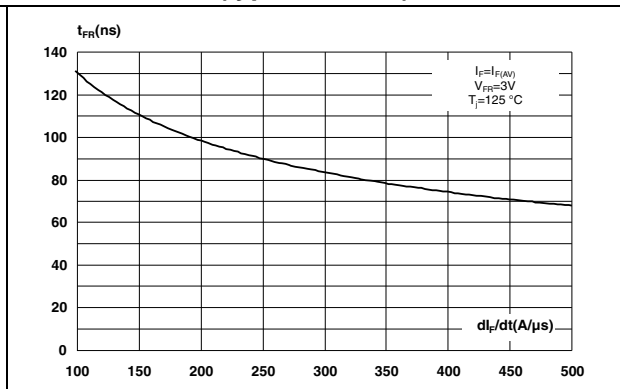
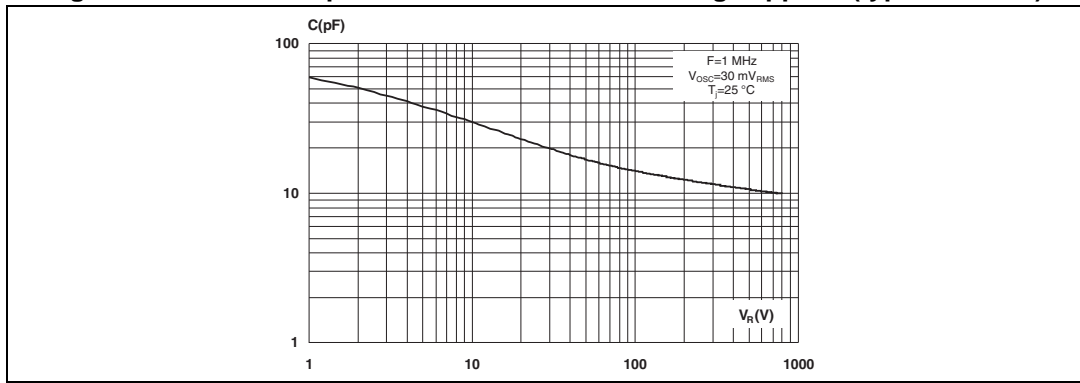


Figure 11. Junction capacitance versus reverse voltage applied (typical values)



2 Package information

- Epoxy meets UL94, V0
- Cooling method: by conduction (C)
- Recommended torque: 0.4 to 0.6 N·m

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in different grades of ECOPACK® packages, depending on their level of environmental compliance. ECOPACK® specifications, grade definitions and product status are available at: www.st.com. ECOPACK® is an ST trademark.

Figure 12. TO-220AC ins dimension definitions

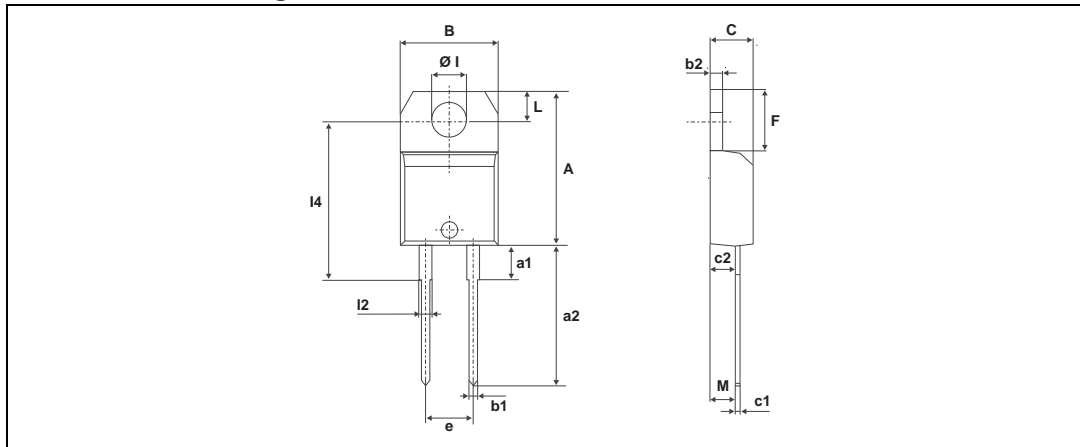


Table 6. TO-220AC ins dimension values

Ref.	Dimensions					
	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A	15.20		15.90	0.598		0.625
a1		3.75			0.147	
a2	13.00		14.00	0.511		0.551
B	10.00		10.40	0.393		0.409
b1	0.61		0.88	0.024		0.034
b2	1.23		1.32	0.048		0.051
C	4.40		4.60	0.173		0.181
c1	0.49		0.70	0.019		0.027
c2	2.40		2.72	0.094		0.107
e	4.80		5.40	0.189		0.212
F	6.20		6.60	0.244		0.259
ØI	3.75		3.85	0.147		0.151
I4	15.80	16.40	16.80	0.622	0.646	0.661
L	2.65		2.95	0.104		0.116
I2	1.14		1.70	0.044		0.066
M		2.60			0.102	

3 Ordering information

Table 7. Ordering information

Ordering code	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
STTH1008DTI	STTH1008DTI	TO-220AC insulated	2.3 g	50	Tube

4 Revision history

Table 8. Document revision history

Date	Revision	Changes
05-Mar-2013	1	Initial release.

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

ST PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE IN WEAPONS. NOR ARE ST PRODUCTS DESIGNED OR AUTHORIZED FOR USE IN: (A) SAFETY CRITICAL APPLICATIONS SUCH AS LIFE SUPPORTING, ACTIVE IMPLANTED DEVICES OR SYSTEMS WITH PRODUCT FUNCTIONAL SAFETY REQUIREMENTS; (B) AERONAUTIC APPLICATIONS; (C) AUTOMOTIVE APPLICATIONS OR ENVIRONMENTS, AND/OR (D) AEROSPACE APPLICATIONS OR ENVIRONMENTS. WHERE ST PRODUCTS ARE NOT DESIGNED FOR SUCH USE, THE PURCHASER SHALL USE PRODUCTS AT PURCHASER'S SOLE RISK, EVEN IF ST HAS BEEN INFORMED IN WRITING OF SUCH USAGE, UNLESS A PRODUCT IS EXPRESSLY DESIGNATED BY ST AS BEING INTENDED FOR "AUTOMOTIVE, AUTOMOTIVE SAFETY OR MEDICAL" INDUSTRY DOMAINS ACCORDING TO ST PRODUCT DESIGN SPECIFICATIONS. PRODUCTS FORMALLY ESCC, QML OR JAN QUALIFIED ARE DEEMED SUITABLE FOR USE IN AEROSPACE BY THE CORRESPONDING GOVERNMENTAL AGENCY.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2013 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 - Philippines - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com

