



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ,  
FACULTAD DE CIENCIAS, INGENIERÍA EN  
NANOTECNOLOGÍA Y ENERGÍAS RENOVABLES**



**TRABAJO:**

“REPORTE: PRÁCTICA 3. Principio de operación del regulador reductor (parte 2)”

**ALUMNOS:**

IRVING ALEXIS FUENTES MÉNDEZ

JOSÉ ÁNGEL ROSTRO HERNANDEZ

ESTEBAN MARTÍNEZ REYES

CRISTHIAN LEONARDO ORTA JIMENEZ

EQUIPO: 3

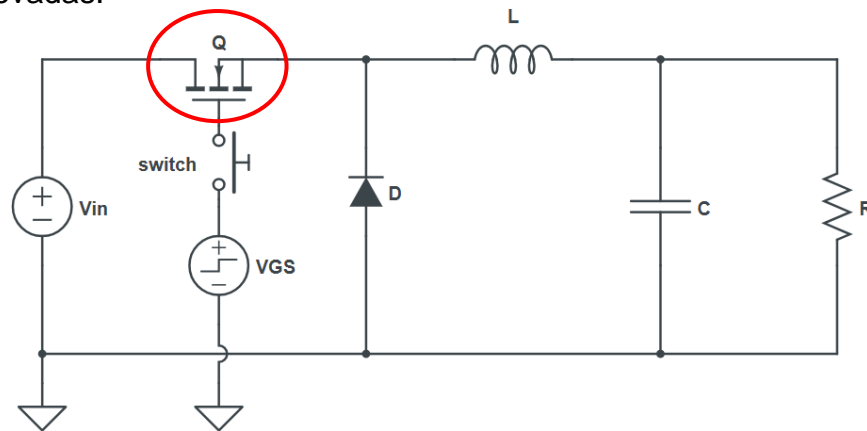
**ASIGNATURA:** DISEÑO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

**FECHA DE ENTREGA:**

30 / 03 / 25

# INTRODUCCIÓN

En la actualidad, los dispositivos electrónicos de potencia juegan un papel fundamental en la conversión y regulación de energía en diversas aplicaciones industriales, comerciales y de consumo. Entre estos dispositivos, los transistores MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) han demostrado ser una solución eficiente para el control de potencia, debido a sus características de alta velocidad de conmutación, baja resistencia de encendido y capacidad para operar a voltajes y corrientes elevadas.



Nosotros trabajamos con el MOSFET IRFP460A es un transistor de efecto de campo de potencia diseñado para manejar altos voltajes y corrientes en aplicaciones de conversión de energía. Su funcionamiento básico se puede resumir en los siguientes puntos:

## 1. Estructura y Terminales:

- Tiene tres terminales: **drenaje (D)**, **puerta (G)** y **fuente (S)**.
- Se basa en la modulación de una corriente entre drenaje y fuente mediante la aplicación de un voltaje en la puerta.

## 2. Modo de Operación:

- Cuando no hay voltaje en la puerta ( $G = 0V$ ), el MOSFET está **apagado** (no conduce corriente entre D y S).
- Cuando se aplica un voltaje positivo suficiente en la puerta (**umbral de encendido**,  $V_{GS\_th} \approx 2-4V$ ), el canal entre drenaje y fuente se activa, permitiendo el flujo de corriente.

## 3. Aplicación en Reguladores Reductores:

- En un **regulador buck**, el MOSFET actúa como un interruptor de alta velocidad.
- Cuando está **encendido**, permite el flujo de corriente desde la fuente de alimentación hacia la carga.
- Cuando está **apagado**, interrumpe el flujo, y la energía almacenada en el inductor mantiene la entrega de corriente a la carga.

#### 4. Características Claves:

- **Baja resistencia en conducción ( $R_{DS(on)}$ )**, lo que reduce la disipación de potencia.
- **Alta capacidad de conmutación**, permitiendo frecuencias de operación elevadas.
- **Manejo de altos voltajes y corrientes** (hasta 500V y 20A).



Dentro de este contexto, el transistor MOSFET IRFP460A se destaca como un componente clave en reguladores reductores (buck converters), donde su capacidad de manejar altos niveles de potencia y su eficiencia en la conmutación lo convierten en una opción óptima para sistemas de conversión de energía en aplicaciones de electrónica de potencia. Este dispositivo es ampliamente utilizado en fuentes de alimentación conmutadas, sistemas de energía renovable y circuitos de control de motores, debido a su capacidad para reducir pérdidas y mejorar la estabilidad operativa.

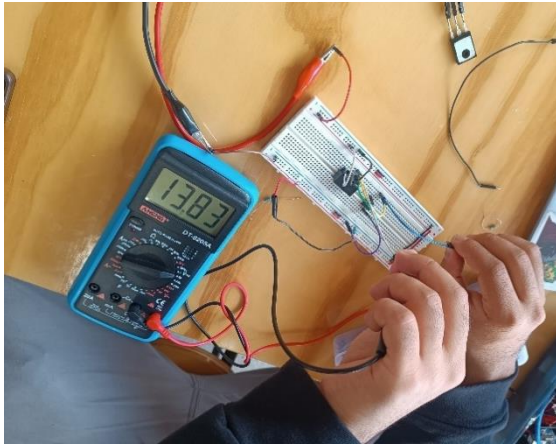
El presente trabajo se enfoca en el análisis del funcionamiento del MOSFET IRFP460A dentro de un regulador reductor, examinando sus parámetros eléctricos y térmicos, así como su impacto en la eficiencia del sistema. Para ello, se abordarán los principios de operación de los reguladores reductores y se evaluará el comportamiento del transistor en términos de disipación de potencia, conmutación y confiabilidad en distintas condiciones de carga.

## OBJETIVO

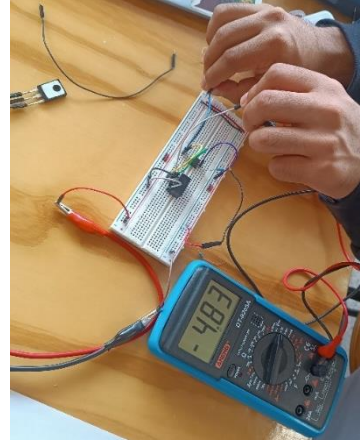
Implementar y validar experimentalmente el circuito del principio básico del regulador reductor, enfocándose en la operación del MOSFET, dado que el opto driver y la fuente de alimentación aislada ya fueron analizadas previamente a profundidad, esto para comprender su papel en el accionamiento del dispositivo de conmutación.

## DESARROLLO

Primero corroboramos que la fuente aislada marque la salida de voltaje correcta según la entrada

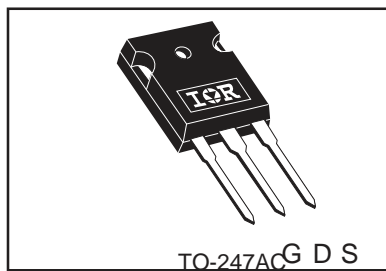


**Imagen 1.** Circuito sin el MOSFET conectado, comprobando salidas de optodriver (estado: ON)



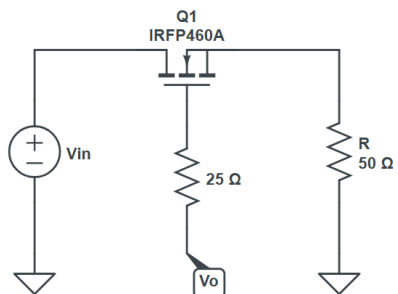
**Imagen 2.** Circuito sin el MOSFET conectado, comprobando salidas de optodriver (estado: OFF)

Consultamos y leemos las hojas de datos del transistor MOSFET indicado en la tabla.

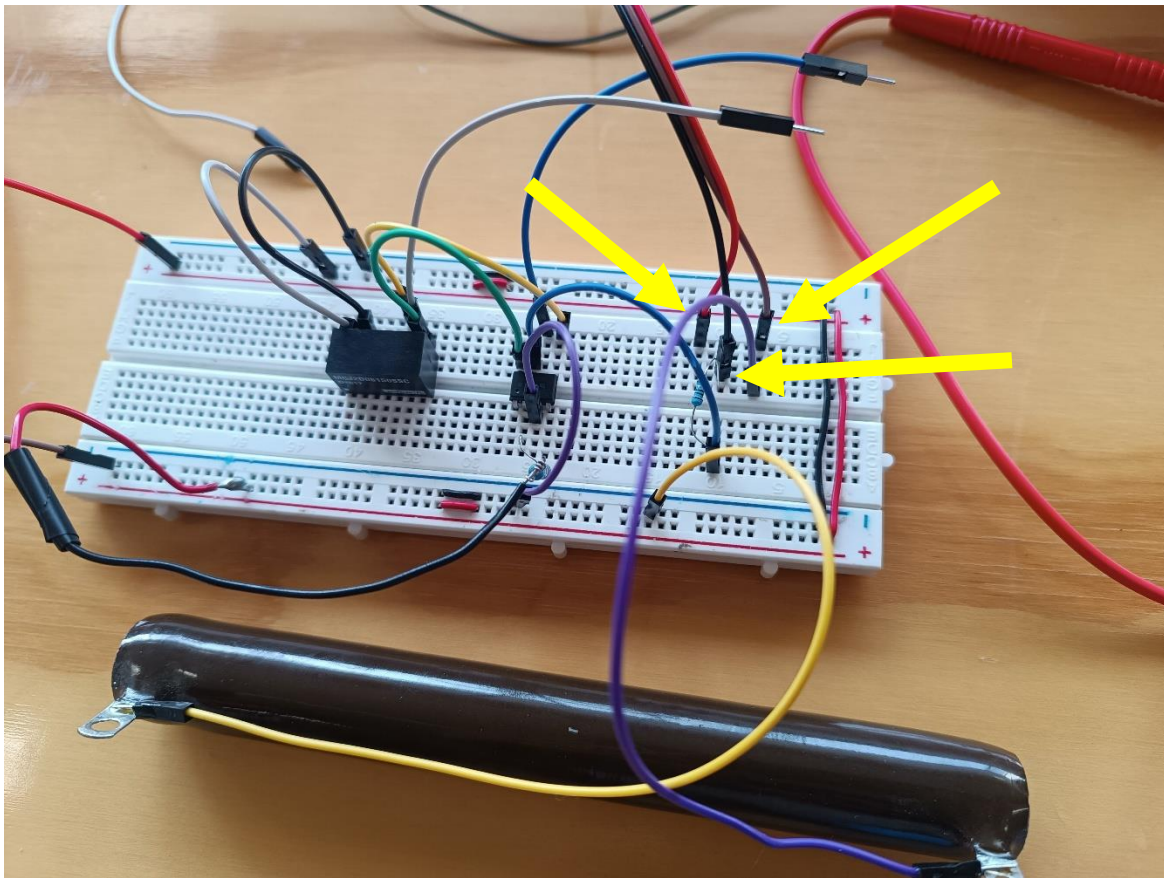


**Imagen 3.** Terminales del MOSFET

Luego conectamos el circuito del principio de regulador reductor mostrado en la Figura.

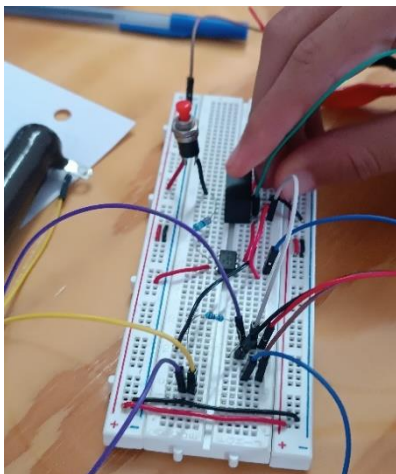


**Imagen 4.** Circuito simplificado del principio de operación del regulador reductor.



**Imagen 5.** Circuito completo. Las flechas indican los cables pertenecientes al MOSFET en el siguiente orden S, G, D

Una vez conectado el circuito, conectamos el Vo de la salida del driver (de la práctica anterior) al punto indicado en la imagen 4.



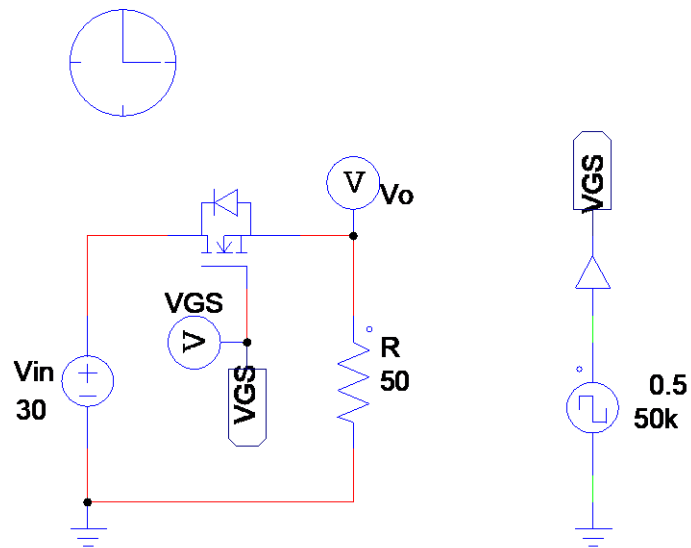
**Imagen 6.** Circuito con el MOSFET e interruptor integrados para modificar el  $V_{GS}$ .



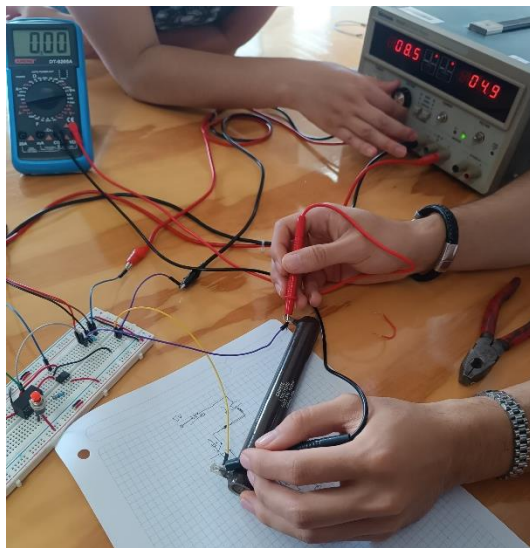
**Imagen 7.** Fuente de alimentación con 5V y 10V para comenzar las pruebas en la carga.



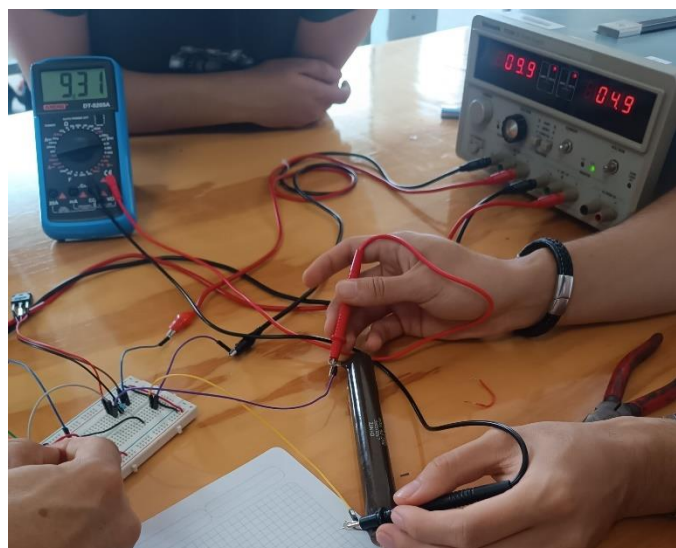
Simulamos el estado de conmutación del MOSFET en PSIM.



Comprobamos que este conmutando el MOSFET utilizando la fuente de alimentación y midiendo el voltaje en la carga.

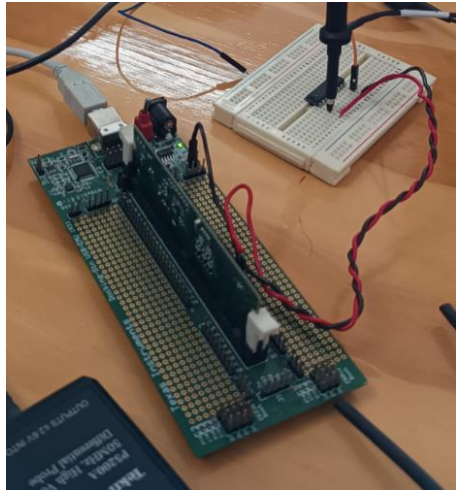


**Imagen 8.** Voltaje en la carga.  
MOSFET en estado: OFF



**Imagen 9.** Voltaje en la carga.  
MOSFET en estado: ON

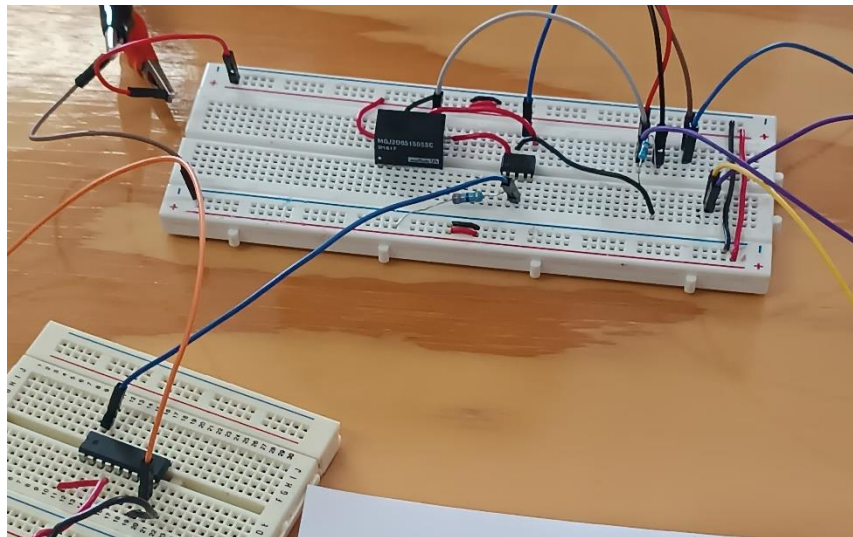
Por último, conectamos la señal de control a la entrada del driver la cual proporciono el profesor y esta precargada en un DSP. Una vez hecha la conexión, se verifico el funcionamiento del circuito usando un multímetro y el osciloscopio.



**Imagen 10.** Señal de control ( precargada en el DSP)



**Imagen 11.** Modulación por ancho de pulsos (PWM) programada en el DSP, es la grafica de color amarillo

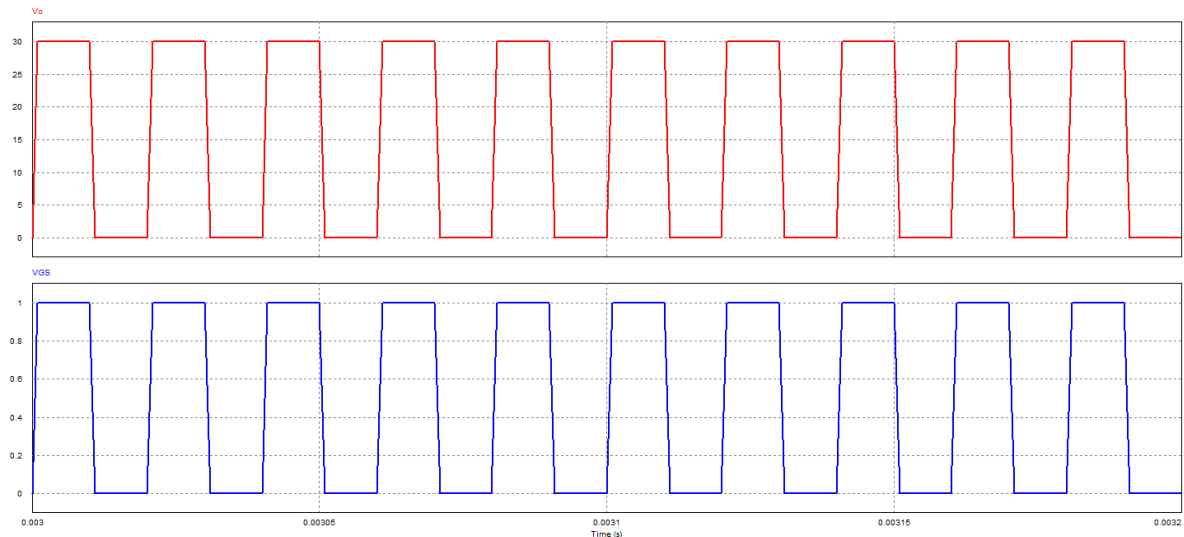


**Imagen 12.** Circuito completo. MOSFET con sistema integrado ULN2803 y DSP.



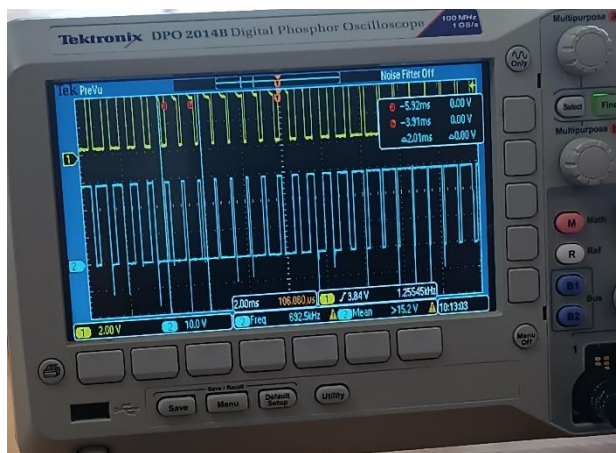
## RESULTADOS

En la simulación se utilizo un ciclo de trabajo de 0.5 para notar la conmutación en el circuito.



**Imagen 14.** Simulación PSIM Voltaje de entrada y salida (30V)

En la practica se utilizo el PWM pero el voltaje de salida es igual al de entrada tal cual obtuvimos en la simulación.



**Imagen 15.** Voltaje de salida en la carga (grafica azul).



**Imagen 16.** Fuente de Alimentación con 30V de entrada para el regulador buck

## CONCLUSIONES

Como sabemos, el regulador reductor presenta cambios en la tensión (conmutaciones), y gracias a la práctica, podemos darnos cuenta del funcionamiento de esto, que con ayuda de transistores, podemos entender más a fondo cómo es que actúa este sistema en aplicaciones electrónicas. Si bien los resultados obtenidos en las gráficas no son los esperados, el circuito mantiene el comportamiento esperado, por lo que habría que verificar parámetros del circuito (cableado, pérdidas, etc.) con tal de mejorar la efectividad de las conmutaciones y reducir las fallas.

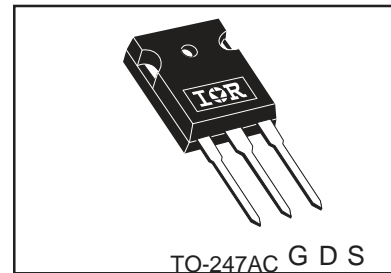
## BIBLIOGRAFÍA

- *irfp460apbf.pdf PDF datasheet. ALL TRANSISTORS DATASHEET. POWER MOSFET, IGBT, IC, TRIACS DATABASE. Electronic Supply. INNOVATION CATALOG. Service. 2025. Alltransistorscom. [accessed 2025 Mar 30]. [https://alltransistors.com/es/adv/pdfview.php?doc=irfp460apbf.pdf&dire=international\\_rectifier](https://alltransistors.com/es/adv/pdfview.php?doc=irfp460apbf.pdf&dire=international_rectifier).*
- **Universidad Autónoma de San Luis Potosí.** (2025). *Principio de operación del regulador reductor (Parte 2). Práctica 3.*

- ⑩ Switch Mode Power Supply ( SMPS )
- ⑩ Uninterruptable Power Supply
- ⑩ High speed power switching
- ⑩ Lead-Free

V <sub>DSS</sub>	R <sub>ds(on)</sub> max	I <sub>D</sub>
500V	0.27Ω	20A

- ⑩ Low Gate Charge Q<sub>g</sub> results in Simple Drive Requirement
- ⑩ Improved Gate, Avalanche and dynamic dv/dt Ruggedness
- ⑩ Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
- ⑩ Effective Coss specified (



	Parameter	Max.	Units
I <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Continuous Drain Current, V <sub>GS</sub> @ 10V	20	A
I <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Continuous Drain Current, V <sub>GS</sub> @ 10V	13	
I <sub>DM</sub>	Pulsed Drain Current	80	
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V <sub>GS</sub>	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	3.8	V/ns
T <sub>J</sub>	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Full Bridge  
PFC Boost

through are on page 8

#### Static @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V <sub>GS</sub> = 0V, I <sub>D</sub> = 250μA
ΔV <sub>(BR)DSS</sub> /ΔT <sub>J</sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.61	—		V/°C Reference to 25°C, I <sub>D</sub> = 1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 12A

V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250μA
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25 250	μA	V <sub>DS</sub> = 500V, V <sub>GS</sub> = 0V V <sub>DS</sub> = 400V, V <sub>GS</sub> = 0V, T <sub>J</sub> = 125°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> = 30V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V <sub>GS</sub> = -30V

### Dynamic @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	11	—	—	S	V <sub>DS</sub> = 50V, I <sub>D</sub> = 12A
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	105	nC	I <sub>D</sub> = 20A V <sub>DS</sub> = 400V V <sub>GS</sub> = 10V, See Fig. 6 and 13
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	26		
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	42		
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V <sub>DD</sub> = 250V I <sub>D</sub> = 20A R <sub>G</sub> = 4.3Ω R <sub>D</sub> = 13Ω, See Fig. 10
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	55	—		
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	45	—		
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	39	—		
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	3100	—	pF	V <sub>GS</sub> = 0V V <sub>DS</sub> = 25V f = 1.0MHz, See Fig. 5
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	480	—		
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	18	—		
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	4430	—		V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 1.0V, f = 1.0MHz
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	130	—		V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 400V, f = 1.0MHz
C <sub>oss eff.</sub>	Effective Output Capacitance	—	140	—		V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 0V to 400V

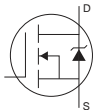
### Avalanche Characteristics

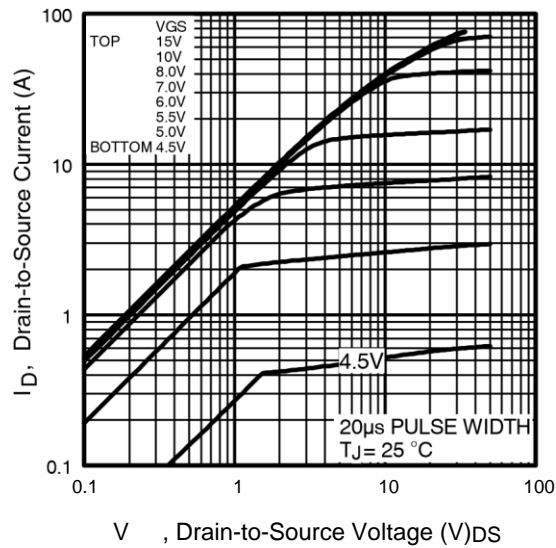
	Parameter	Typ.	Max.	Units
E <sub>AS</sub>	Single Pulse Avalanche Energy	—	960	mJ
I <sub>AR</sub>	Avalanche Current	—	20	A
E <sub>AR</sub>	Repetitive Avalanche Energy	—	28	mJ

### Thermal Resistance

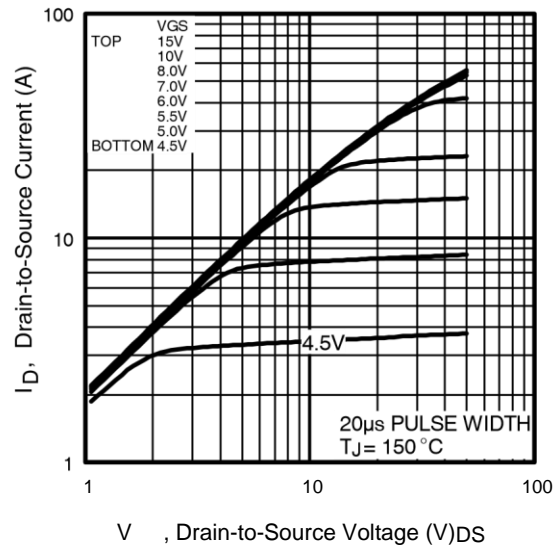
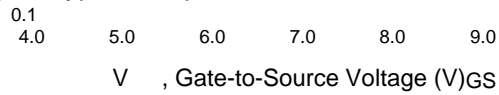
	Parameter	Typ.	Max.	Units
R <sub>θJC</sub>	Junction-to-Case	—	0.45	°C/W
R <sub>θCS</sub>	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-Ambient	—	40	

### Diode Characteristics

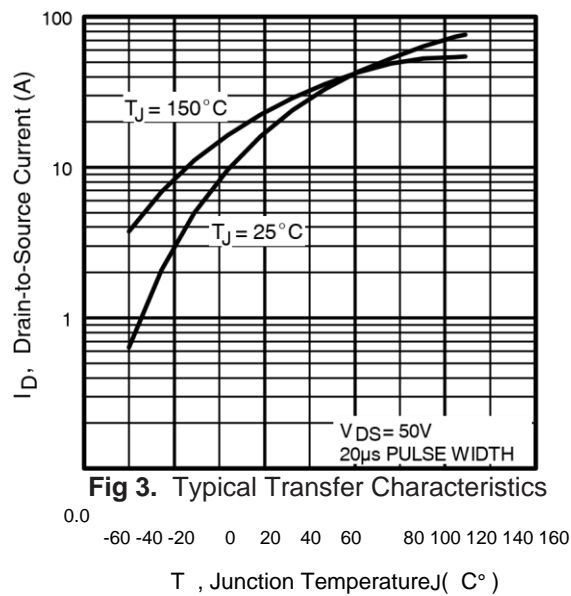
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20		MOSFET symbol showing the integral reverse junction diode. 
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode)	—	—	80		
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>S</sub> = 20A, V <sub>GS</sub> = 0V
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	480	710	ns	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 20A di/dt = 100A/μs
Q <sub>rr</sub>	Reverse RecoveryCharge	—	5.0	7.5	μC	
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				



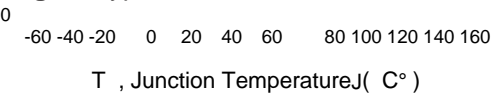
**Fig 1.** Typical Output Characteristics



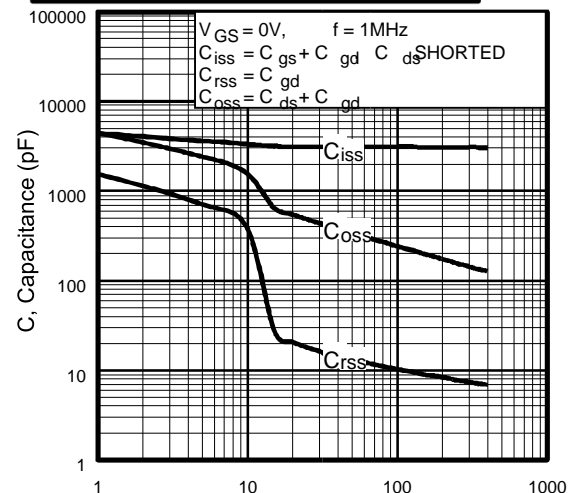
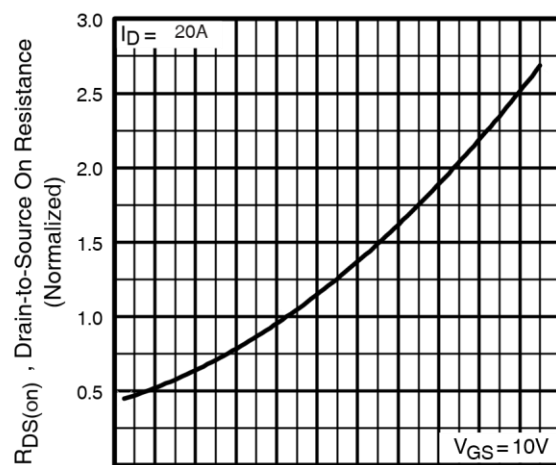
**Fig 2.** Typical Output Characteristics



**Fig 3.** Typical Transfer Characteristics



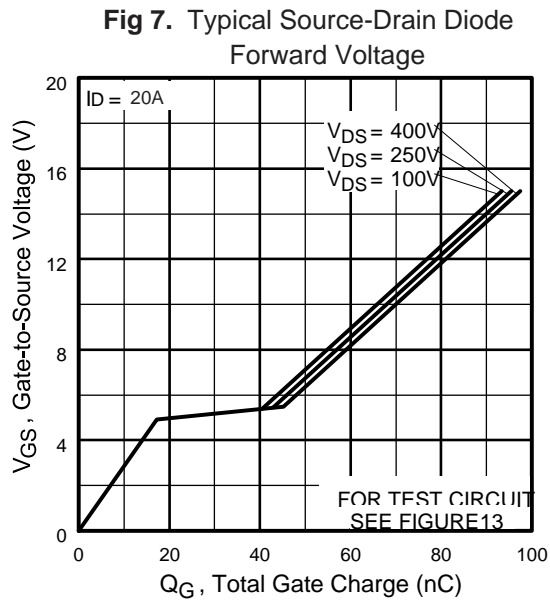
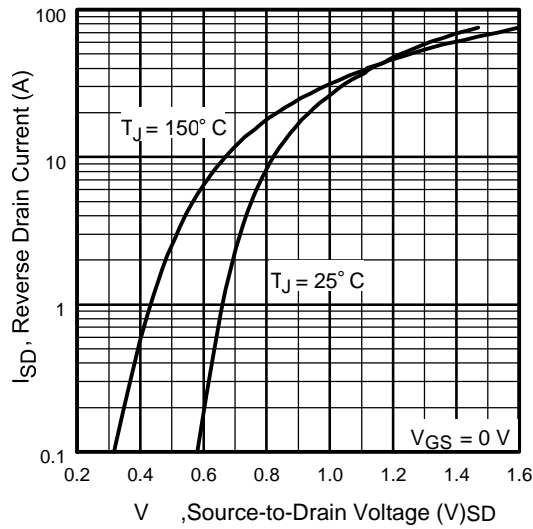
**Fig 4.** Normalized On-Resistance Vs. Temperature



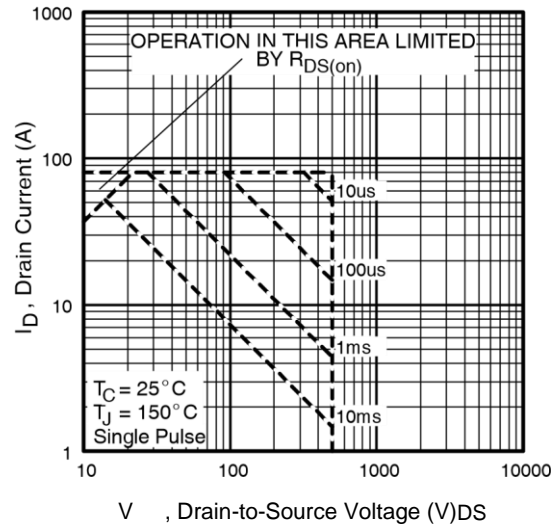


$V_{DS}$ , Drain-to-Source Voltage (V)<sub>DS</sub>

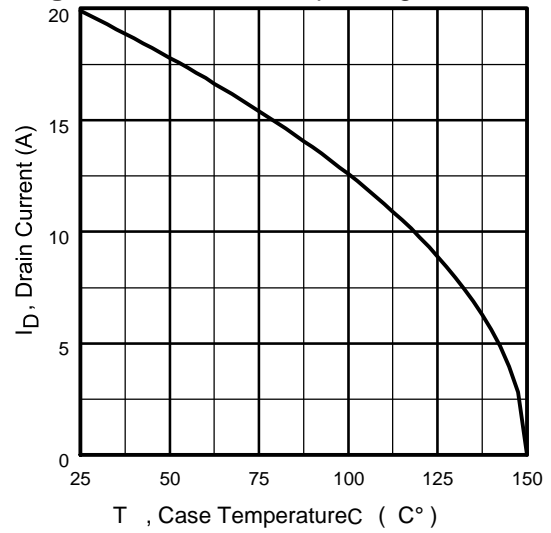
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs.  
Drain-to-Source Voltage



**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs.  
Gate-to-Source Voltage

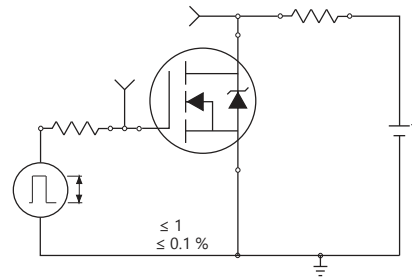
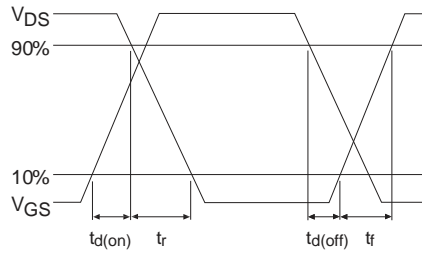


**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

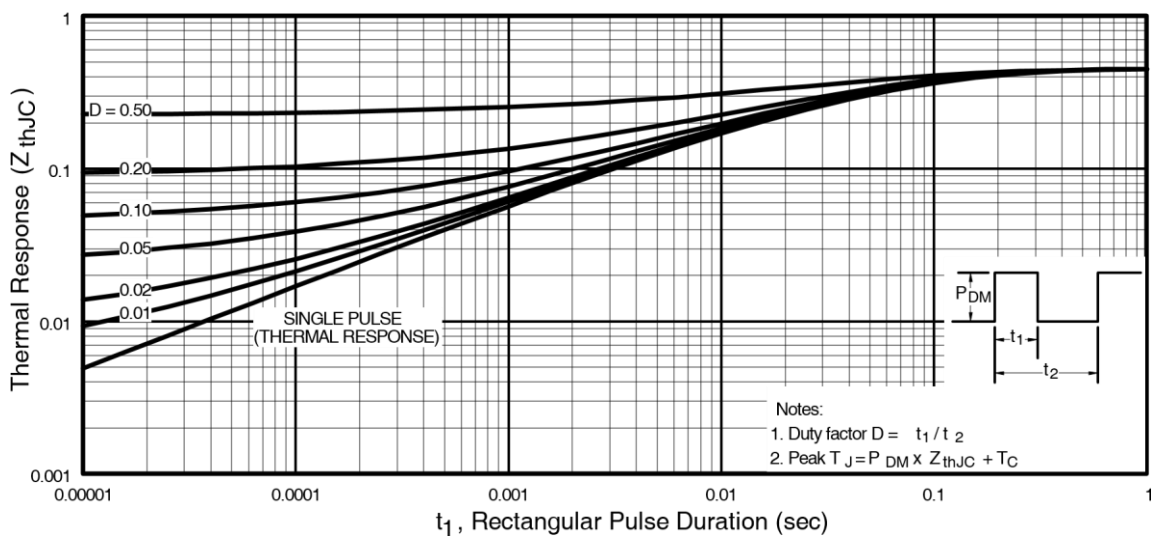


**Fig 9.** Maximum Drain Current Vs.  
Case Temperature

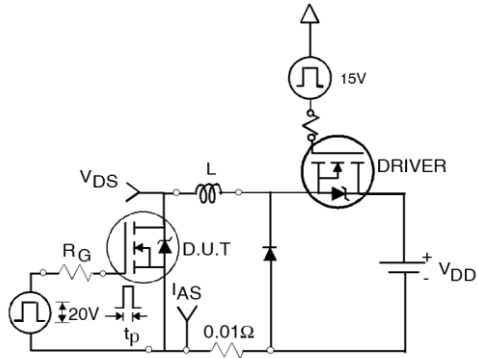
**Fig 10a. Switching Time Test Circuit**



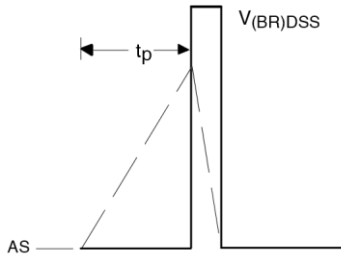
**Fig 10b. Switching Time Waveforms**



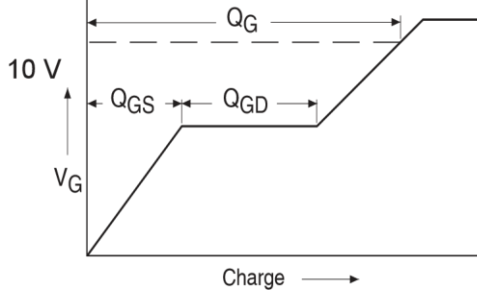
**Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case**



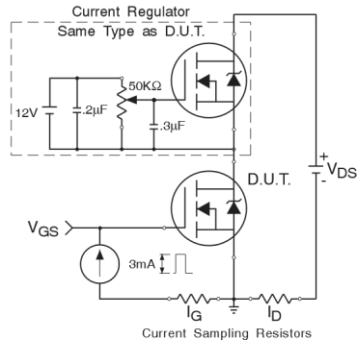
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



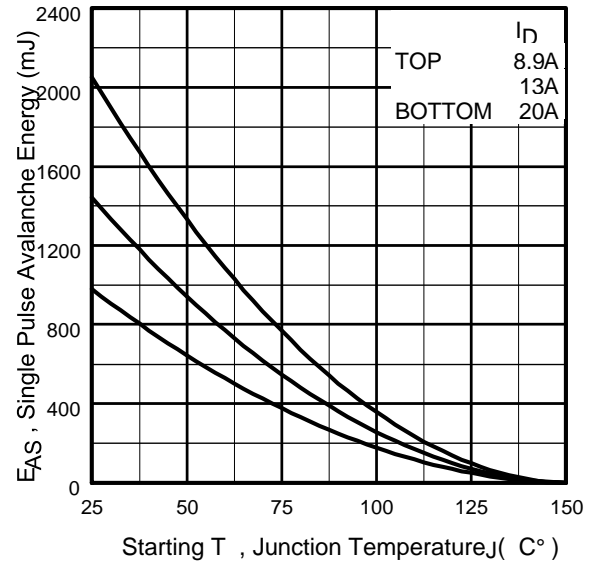
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



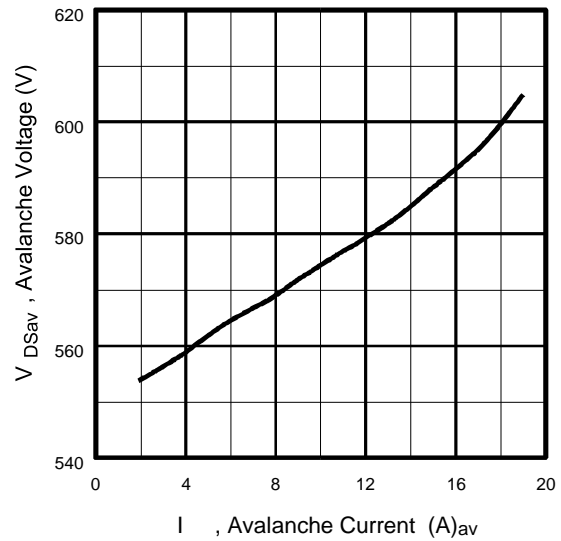
**Fig 13a.** Basic Gate Charge Waveform



**Fig 13b.** Gate Charge Test Circuit

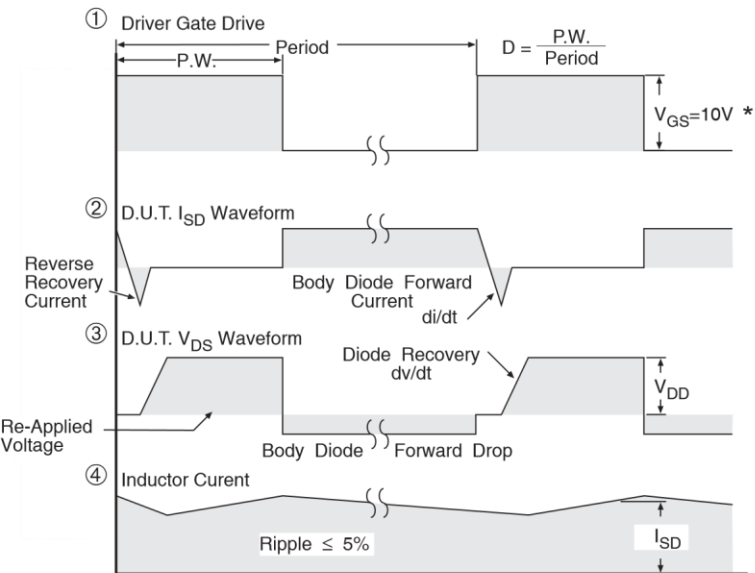
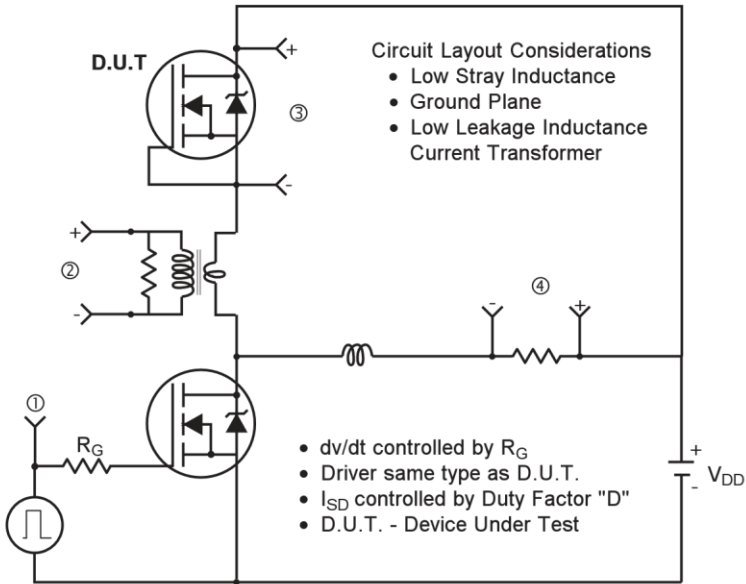


**Fig 12c.** Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current



**Fig 12d.** Typical Drain-to-Source Voltage Vs. Avalanche Current

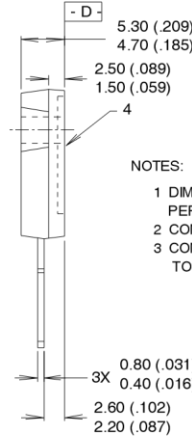
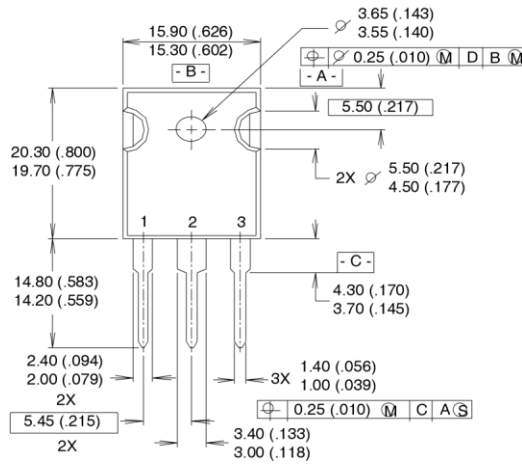
## Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\*  $V_{GS} = 5V$  for Logic Level Devices

**Fig 14.** For N-Channel HEXFETs

## LEAD



### NOTES:

- 1 DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- 2 CONTROLLING DIMENSION : INCH.
- 3 CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247-AC.

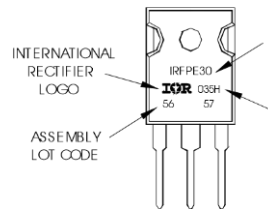
- 1 - Gate
- 2 - Drain
- 3 - Source
- 4 - Drain
- Gate
- Drain
- Source
- Drain

### ASSIGNMENTS

Hexfet IGBT

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30  
WITH ASSEMBLY PART NUMBER  
LOT CODE 5657  
ASSEMBLED ON WW 35, 2000  
IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line  
position indicates "Lead-Free"YEAR 0



= 2000

DATE CODE

WEEK 35  
LINE H

Repetitive rating; pulse width limited by  
max. junction temperature. ( See fig. 11 )

Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 4.3\text{mH}$

$R_G = 25\Omega$ ,  $I_{AS} = 20\text{A}$ . (See Figure 12)

$I_{SD} \leq 20\text{A}$ ,  $di/dt \leq 125\text{A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J \leq 150^\circ\text{C}$

Pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

$C_{oss}$  eff. is a fixed capacitance that gives the same charging time as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 80%  $V_{DSS}$

Data and specifications subject to change without notice.

International  
**IR** Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
TAC Fax: (310) 252-7903 11/03





### **Notice**

The products described herein were acquired by Vishay Intertechnology, Inc., as part of its acquisition of International Rectifier's Power Control Systems (PCS) business, which closed in April 2007. Specifications of the products displayed herein are pending review by Vishay and are subject to the terms and conditions shown below.

Specifications of the products displayed herein are subject to change without notice. Vishay Intertechnology, Inc., or anyone on its behalf, assumes no responsibility or liability for any errors or inaccuracies.

Information contained herein is intended to provide a product description only. No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document. Except as provided in Vishay's terms and conditions of sale for such products, Vishay assumes no liability whatsoever, and disclaims any express or implied warranty, relating to sale and/or use of Vishay products including liability or warranties relating to fitness for a particular purpose, merchantability, or infringement of any patent, copyright, or other intellectual property right.

The products shown herein are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications. Customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Vishay for any damages resulting from such improper use or sale.

International Rectifier®, IR®, the IR logo, HEXFET®, HEXSense®, HEXDIP®, DOL®, INTERO®, and POWIRTRAIN® are registered trademarks of International Rectifier Corporation in the U.S. and other countries. All other product names noted herein may be trademarks of their respective owners.