

INGENIERÍA MECATRÓNICA



DI_CERO

DIEGO CERVANTES RODRÍGUEZ

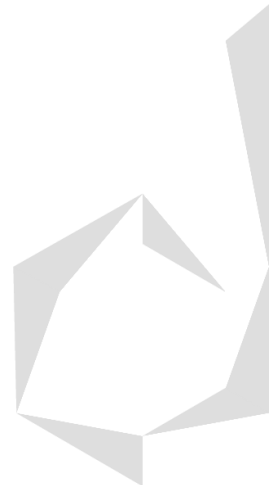
ELECTRÓNICA DE POTENCIA

CAPTURE CIS LITE

MOSFET Incremental Conmutador

Contenido

COMPETENCIA/OBJETIVO	2
PALABRAS CLAVE	2
INTRODUCCIÓN TEÓRICA.....	2
INVESTIGACIÓN PREVIA	3
EXPERIMENTOS	10
EXPERIMENTO 2. RESPUESTA A ALTA FRECUENCIA	13
[REFERENCIAS]	16



COMPETENCIA/OBJETIVO

Identificar los factores que afectan la frecuencia de conmutación del MOSFET incremental.

PALABRAS CLAVE

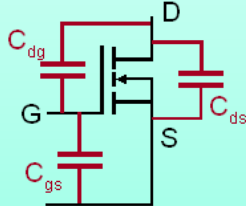
- Conmutación.
- MOSFET.
- Potencia.
- Tiempo.
- Reactancia.

INTRODUCCIÓN TEÓRICA

El MOSFET de potencia es más rápido que otros dispositivos usados en electrónica de potencia como lo son los tiristores, transistores bipolares, etc.:

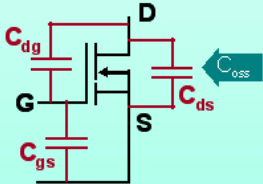
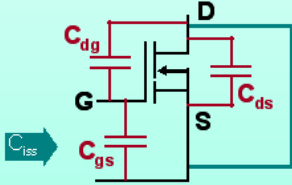
EL MOSFET DE POTENCIA

- Los MOSFET de potencia son dispositivos de conducción unipolar. En ellos, los niveles de corriente conducida no están asociados al aumento de la concentración de portadores minoritarios, que luego son difíciles de eliminar para que el dispositivo deje de conducir
- La limitación en la rapidez está asociada a la carga de las capacidades parásitas del dispositivo
- Hay, esencialmente tres:
 - C_{gs} , capacidad de lineal
 - C_{ds} , capacidad de transición $C_{ds} \approx k/(V_{DS})^{1/2}$
 - C_{dg} , capacidad Miller, no lineal, muy importante



EL MOSFET DE POTENCIA

- Los fabricantes de MOSFET de potencia suministran información de tres capacidades distintas de las anteriores, pero relacionadas con ellas:
 - $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$ con $V_{ds}=0$ (\approx capacidad de entrada)
 - $C_{rss} = C_{dg}$ (capacidad Miller)
 - $C_{oss} = C_{ds} + C_{dg}$ (\approx capacidad de salida)



INVESTIGACIÓN PREVIA

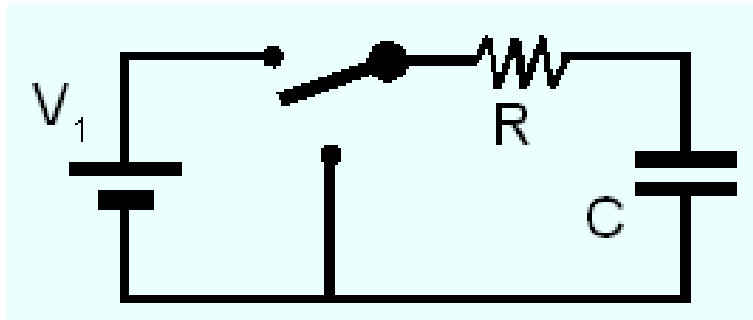
La carga y la descarga de estas capacidades parásitas generan pérdidas que condicionan las máximas frecuencias de conmutación de los MOSFET de potencia:

En la carga de C:

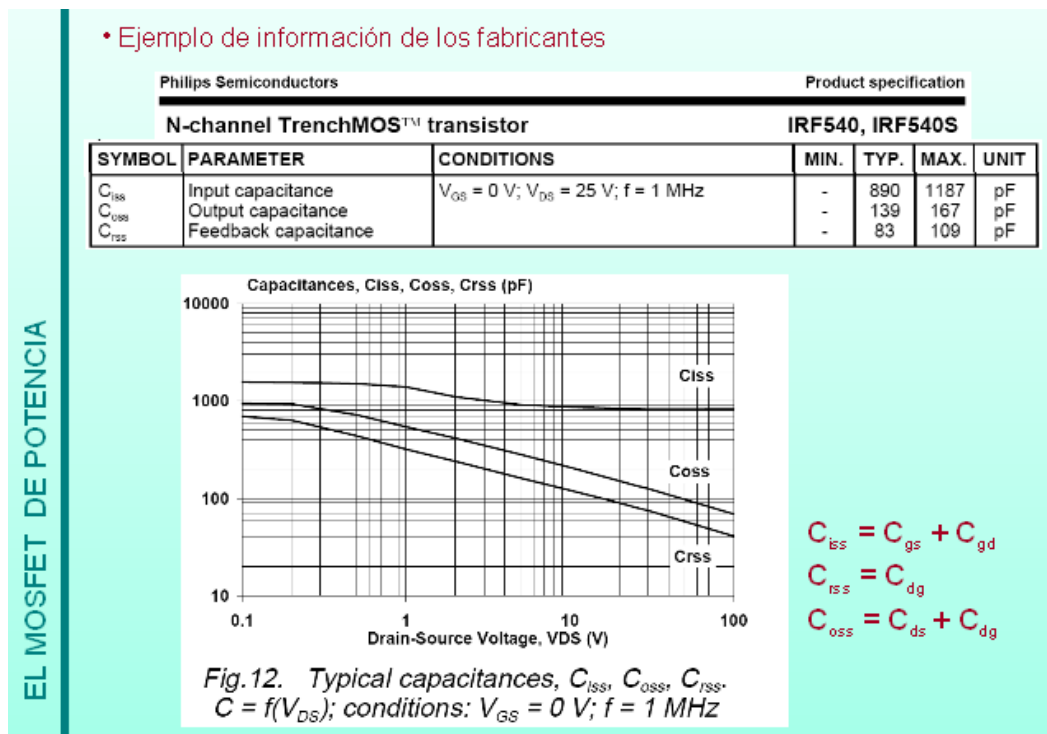
- Energía perdida en $R = 0.5 C(V1)^2$
- Energía almacenada en $C = 0.5 C(V1)^2$

En la descarga de C:

- Energía perdida en $R = 0.5 C(V1)^2$
- Energía total perdida: $C(V1)^2 = V1(QCV1)$

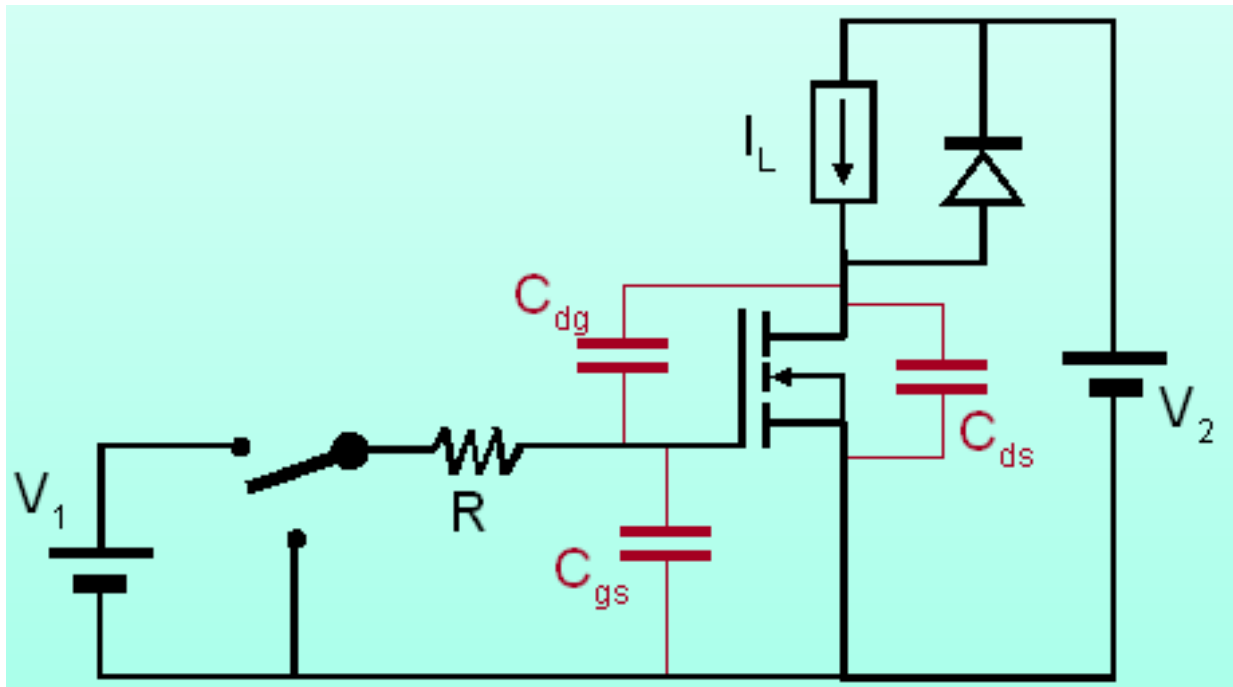


Además, en general estas capacidades parásitas retrasan las variaciones de tensión, ocasionando en muchos circuitos convivencia entre tensión y corriente, lo que implica pérdidas en el proceso de conmutación.



Análisis de una conmutación típica en conversión de energía:

- Con carga inductiva.
- Con diodo de enclavamiento.
- Suponiendo diodo ideal.



• Situación de partida:

- Transistor sin conducir (en bloqueo) y diodo en conducción

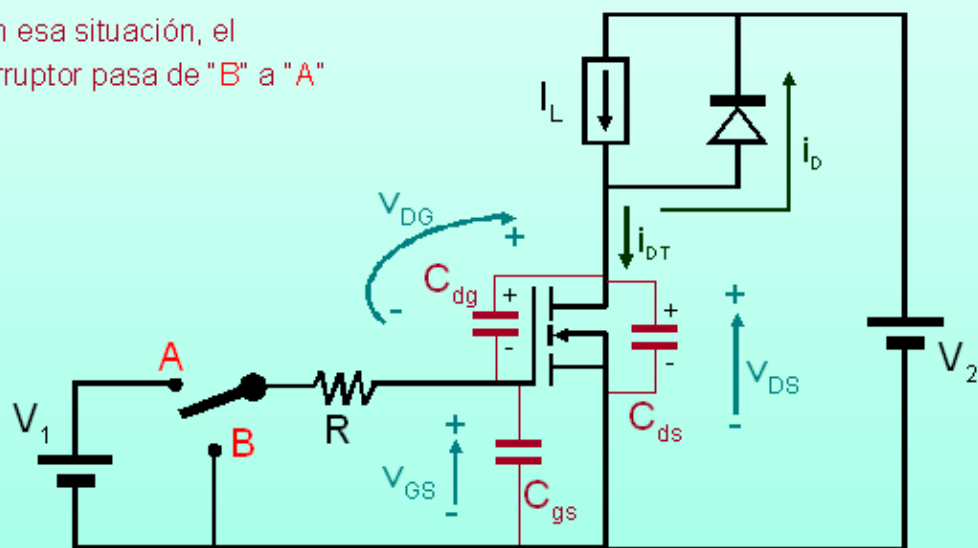
- Por tanto:

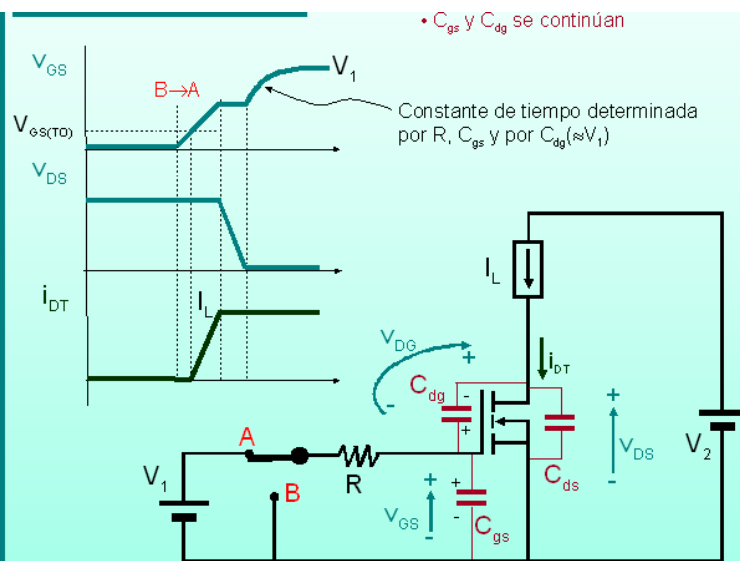
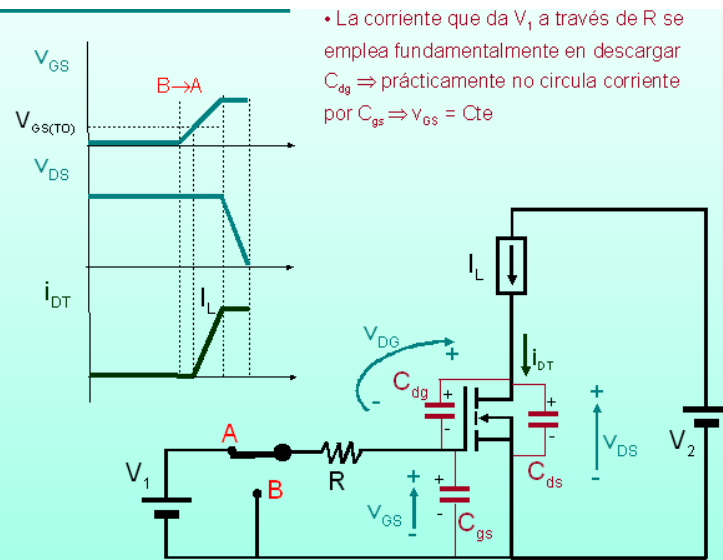
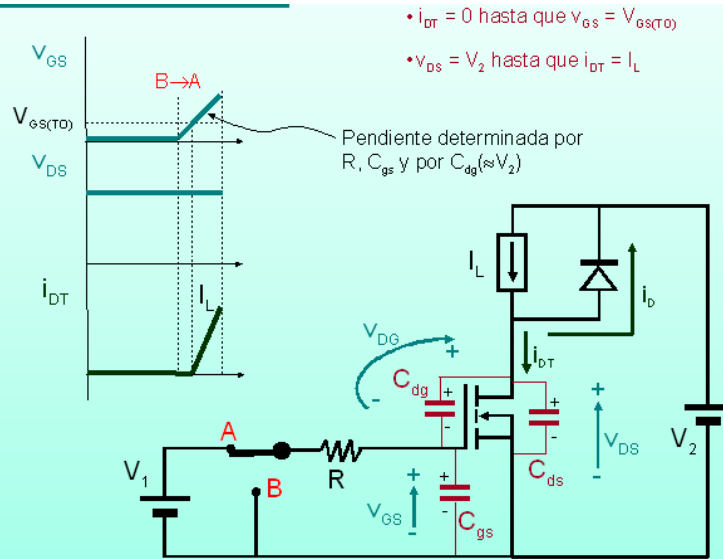
$$\triangleright V_{DG} = V_2, V_{DS} = V_2 \text{ y } V_{GS} = 0$$

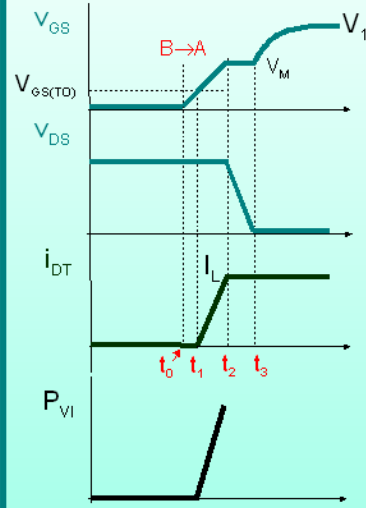
$$\triangleright i_{DT} = 0 \text{ y } i_D = I_L$$

- En esa situación, el interruptor pasa de "B" a "A"

EL MOSFET DE POTENCIA

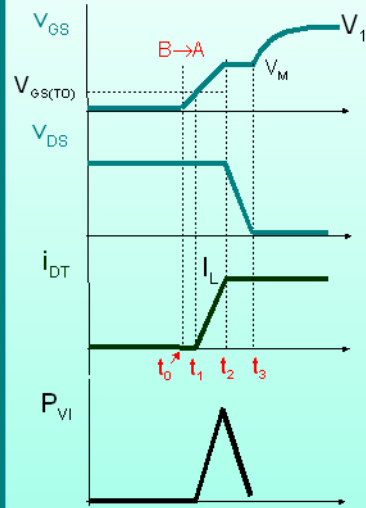
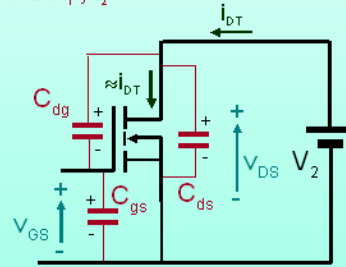






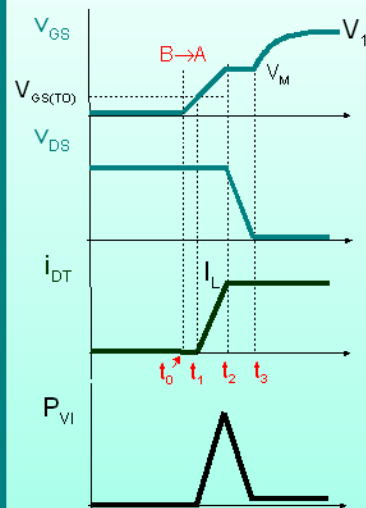
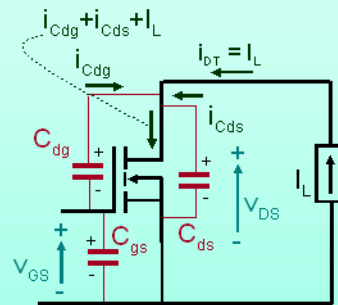
• Valoración de pérdidas entre t_0 y t_2 :

- Hay que cargar C_{gs} (grande) y descargar C_{dg} (pequeña) V_M voltios
- Hay convivencia tensión corriente entre t_1 y t_2



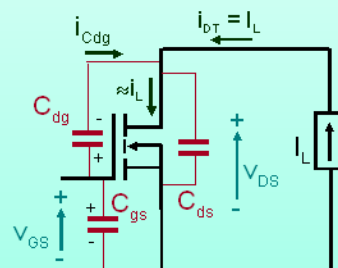
• Valoración de pérdidas entre t_2 y t_3 :

- Hay que descargar C_{ds} hasta 0 e invertir la carga de C_{dg} desde $V_2 - V_M$ hasta $-V_M$
- Hay convivencia tensión corriente entre t_2 y t_3



• Valoración de pérdidas a partir de t_3 :

- Hay que acabar de cargar C_{gs} y C_{dg} hasta V_1
- No hay convivencia tensión corriente salvo la propia de las pérdidas de conducción



- Valoración de la rapidez de un dispositivo por la "carga de puerta":

- La corriente que da la fuente V_1 es aproximadamente constante entre t_0 y t_3 (comienzo de una exponencial, con $I_{V1} \approx V_1/R$)

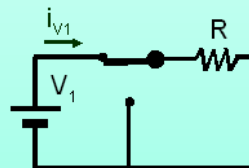
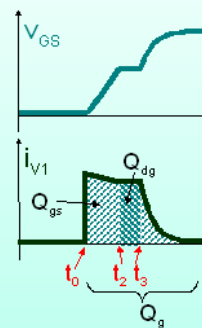
- De t_0 a t_2 , la corriente I_{V1} se ha encargado esencialmente en cargar C_{gs} . Se ha suministrado una carga eléctrica Q_{gs}

- De t_2 a t_3 , la corriente I_{V1} se ha encargado en invertir la carga de C_{gd} . Se ha suministrado una carga eléctrica Q_{dg}

- Hasta que $V_{GS} = V_1$ se sigue suministrando carga. Q_g es el valor total (incluyendo Q_{gs} y Q_{dg})

- Para un determinado sistema de gobierno (V_1 y R), cuanto menores sean Q_{gs} , Q_{dg} y Q_g más rápido será el transistor

- Obviamente $t_2 - t_0 \approx Q_{gs} R / V_1$, $t_3 - t_2 \approx Q_{dg} R / V_1$ y $P_{V1} = V_1 Q_g f_s$, siendo f_s la frecuencia de conmutación



- Valoración de la rapidez de un dispositivo por la "carga de puerta":
Información de los fabricantes

IRF 540

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 17\text{ A}$; $V_{DD} = 80\text{ V}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	-	65	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	-	10	nC
Q_{gd}	Gate-drain (Miller) charge		-	-	29	nC

SIEMENS BUZ80

MOSFET de ≈ 1984

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$, $I_D = 3\text{ A}$, $V_{GS} = 10\text{ V}$		42	55	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			6		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			17		nC



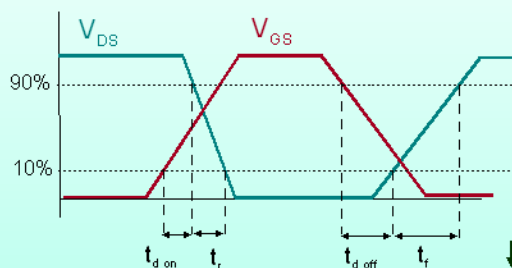
SPD04N80C3

MOSFET de los años 2000

Gate Charge Characteristics

Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD} = 640\text{ V}$, $I_D = 4\text{ A}$	-	2.4	-	nC
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	11	-	nC
Gate charge total	Q_g	$V_{DD} = 640\text{ V}$, $I_D = 4\text{ A}$, $V_{GS} = 0$ to 10 V	-	20	26	nC
Gate plateau voltage	$V_{(plateau)}$	$V_{DD} = 640\text{ V}$, $I_D = 4\text{ A}$	-	6	-	V

- Otro tipo de información suministrada por los fabricantes: conmutación con carga resistiva

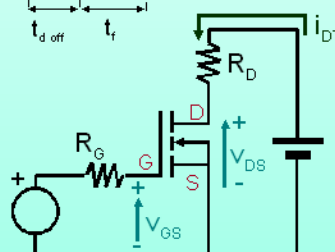


$t_{d\text{ on}}$: retraso de encendido

t_r : tiempo de subida

$t_{d\text{ off}}$: retraso de apagado

t_f : tiempo de bajada



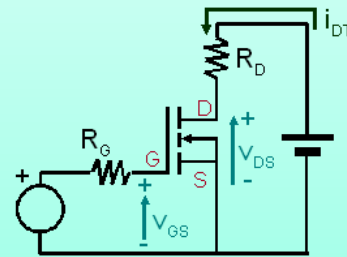
- Otro tipo de información suministrada por los fabricantes: conmutación con carga resistiva

ELECTRICAL CHARACTERISTICS IRF 540

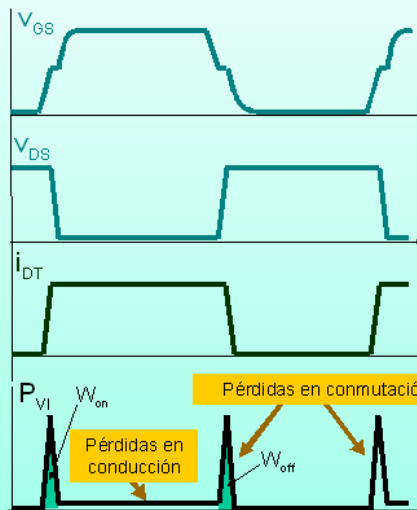
T_j = 25°C unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
t _{on}	Turn-on delay time	V _{GS} = 50 V; R _G = 2.2 Ω;	-	8	-	ns
t _r	Turn-on rise time	V _{GS} = 10 V; R _G = 5.6 Ω	-	39	-	ns
t _d	Turn-off delay time	Resistive load	-	26	-	ns
t _f	Turn-off fall time		-	24	-	ns

t_{g on} : retraso de encendido
t_r : tiempo de subida
t_{g off} : retraso de apagado
t_f : tiempo de bajada



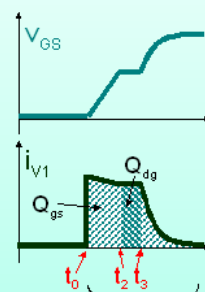
- Pérdidas por convivencia tensión corriente entre drenador y fuente



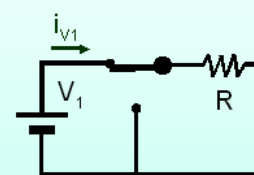
$$P_{cond} = R_{DS(on)} i_{D(rms)}^2$$

$$P_{conm} = f_s (W_{on} + W_{off})$$

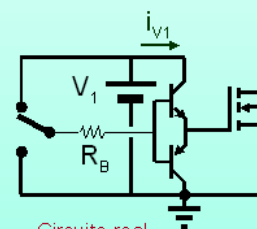
- Pérdidas en la fuente de gobierno



$$P_{V1} = V_1 Q_g f_s$$



Circuito teórico



Circuito real

El diodo parásito suele tener malas características, sobre todo en MOSFETs de alta tensión

REVERSE DIODE LIMITING VALUES AND CHARACTERISTICS

IRF 540

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_S	Continuous source current (body diode)		-	-	23	A
I_{SM}	Pulsed source current (body diode)		-	-	92	A
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_S = 28\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	0.94	1.5	V
t_r	Reverse recovery time	$I_S = 17\text{ A}; -di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}; V_{GS} = 0\text{ V}; V_R = 25\text{ V}$	-	61	-	ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		-	200	-	nC

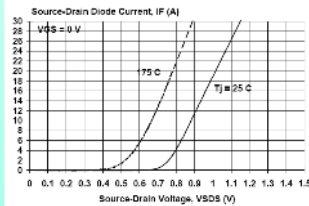
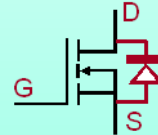


Fig.13. Typical reverse diode current.
 $I_F = f(V_{SD})$; conditions: $V_{GS} = 0\text{ V}$; parameter T_J



El diodo parásito en un MOSFET de alta tensión

SPD04N80C3



V_{DS}	800	V
$R_{DS(on)}$	1.3	Ω
I_D	4	A

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

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Inverse diode continuous forward current	I_S	$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	4	A
Inverse diode direct current, pulsed	I_{SM}		-	-	12	A
Inverse diode forward voltage	V_{SD}	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_F = I_S$	-	1	1.2	V
Reverse recovery time	t_r	$V_R = 840\text{ V}, I_F = I_S$	-	520	-	ns
Reverse recovery charge	Q_{rr}	$di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	4	-	μC
Peak reverse recovery current	I_{rrm}		-	12	-	A
Peak rate of fall of reverse recovery current	di_{rr}/dt		-	300	-	$\text{A}/\mu\text{s}$

• Es válido todo lo comentado para los diodos de potencia

Philips Semiconductors

Product specification

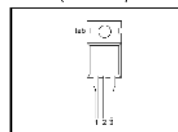
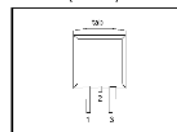
N-channel TrenchMOSTM transistor

IRF540, IRF540S

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain ¹
3	source
tab	drain

SOT78 (TO220AB)

SOT404 (D²PAK)

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{\theta JA}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.5	K/W
$R_{\theta JA}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT78 package, in free air	-	60	-	K/W
		SOT404 package, pcb mounted, minimum footprint	-	50	-	K/W

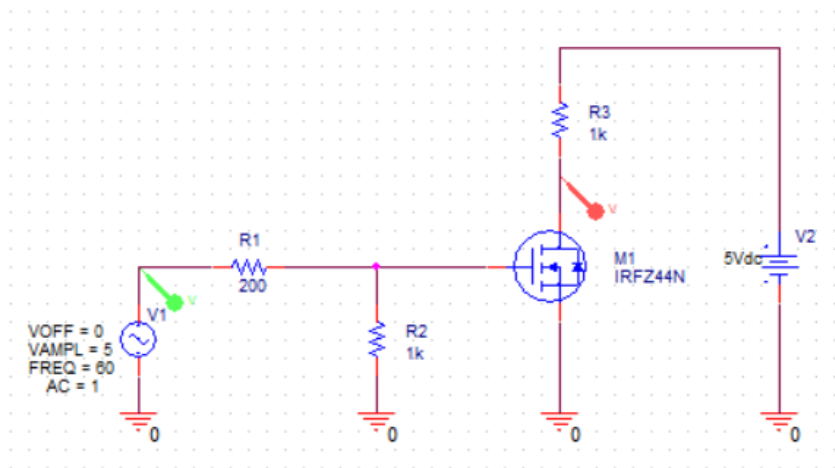
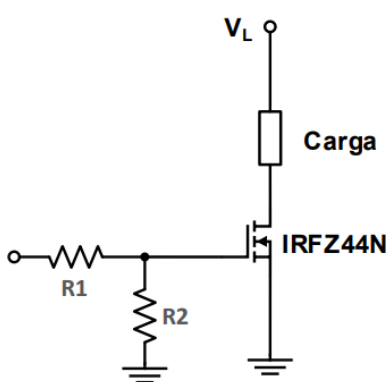
• Este fabricante denomina "mounting base" a la cápsula y suministra información de la $R_{THja} = R_{THjo} + R_{THca}$

EXPERIMENTOS

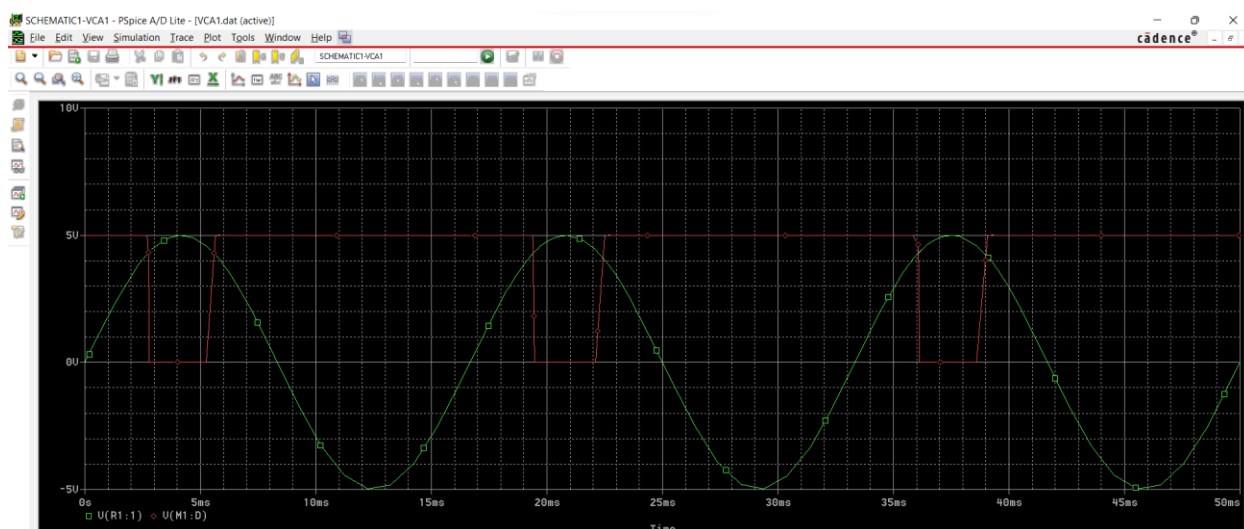
EXPERIMENTO 1. RESPUESTA A BAJA FRECUENCIA

Arme el circuito mostrado, en el siguiente diagrama, la fuente de señal deberá ser de 60Hz, tensión 0 a 5V. Observe la tensión VDS y compárela con la tensión de entrada, realice un acercamiento para identificar con precisión la forma de onda de salida. Incremente la frecuencia de la señal y determine la frecuencia máxima de conmutación del MOSFET. Será bien valorado si utiliza un microcontrolador para generar la frecuencia variable.

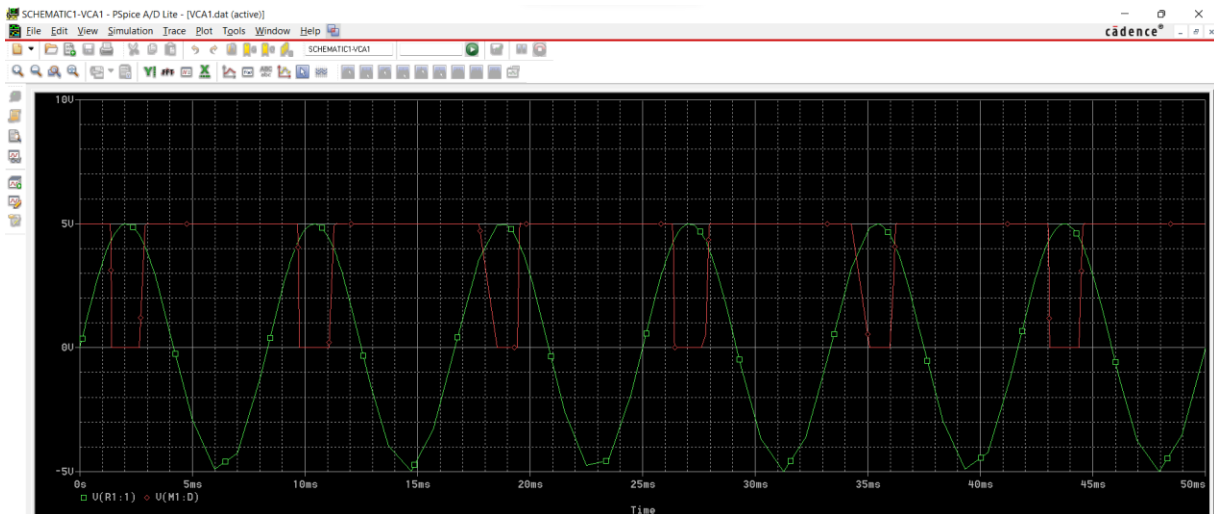
Visualice las formas de onda de encendido y apagado del MOSFET, esto lo puede medir con el osciloscopio entre drenador y fuente.



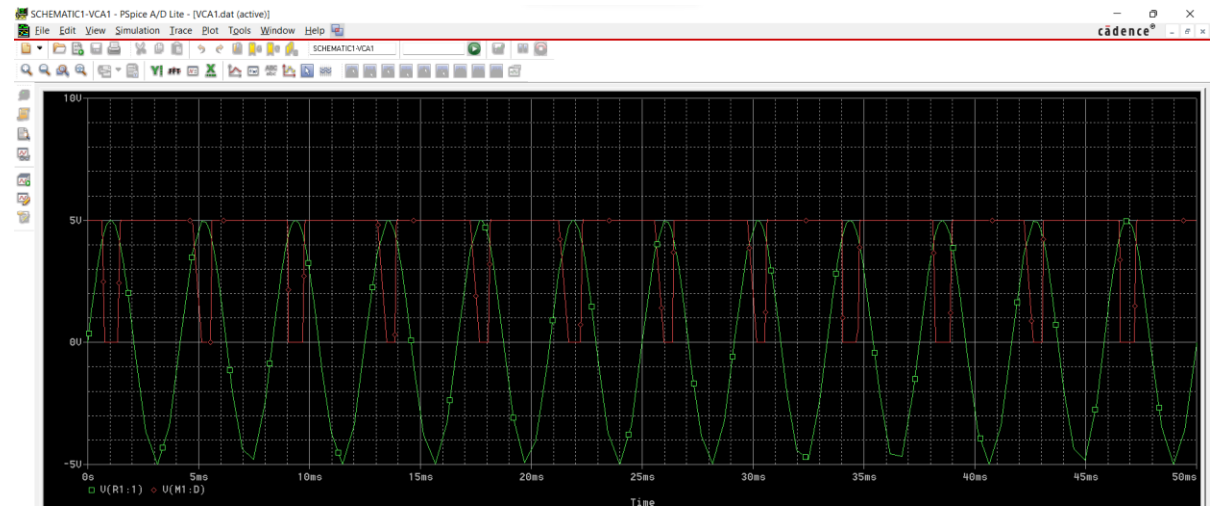
$$f = 60 \text{ Hz}$$



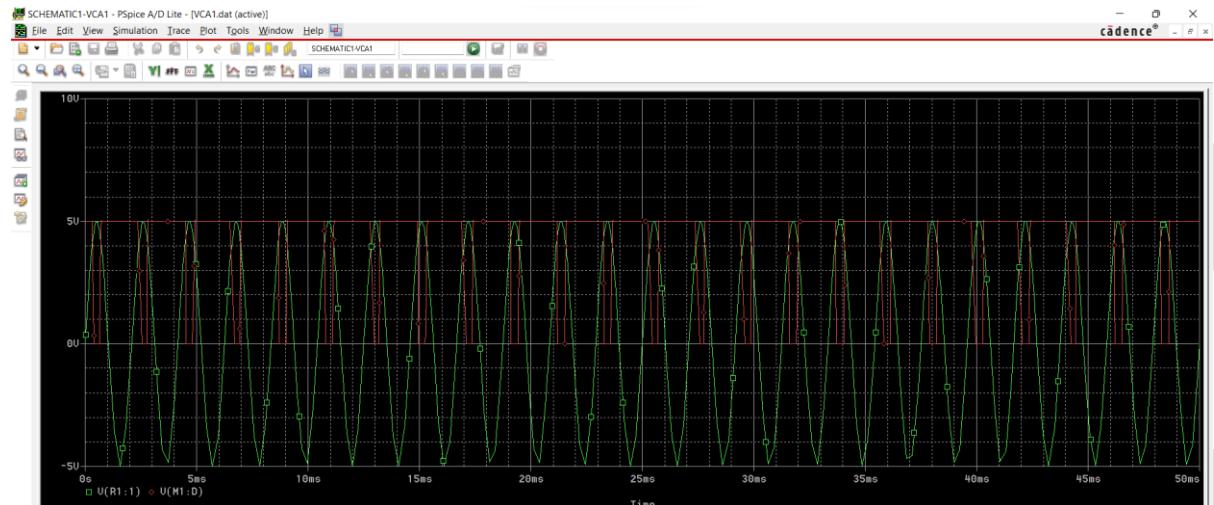
$$f = 120 \text{ Hz}$$



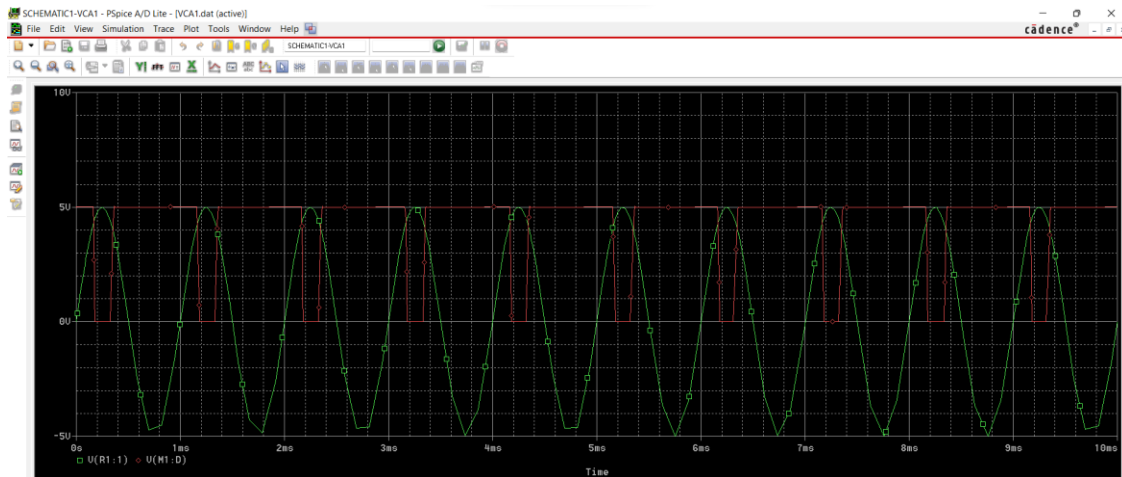
$$f = 240 \text{ Hz}$$



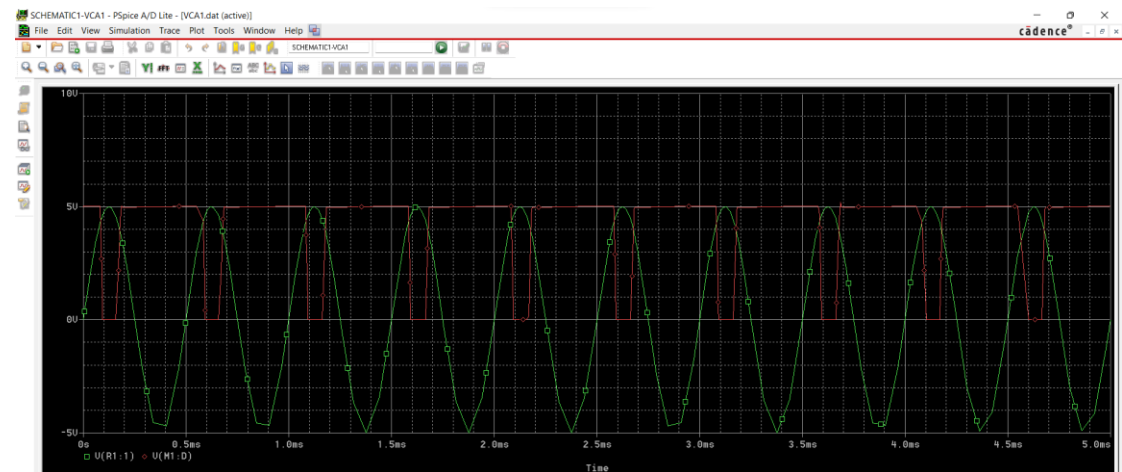
$$f = 480 \text{ Hz}$$



$$f = 1 \text{ kHz}$$

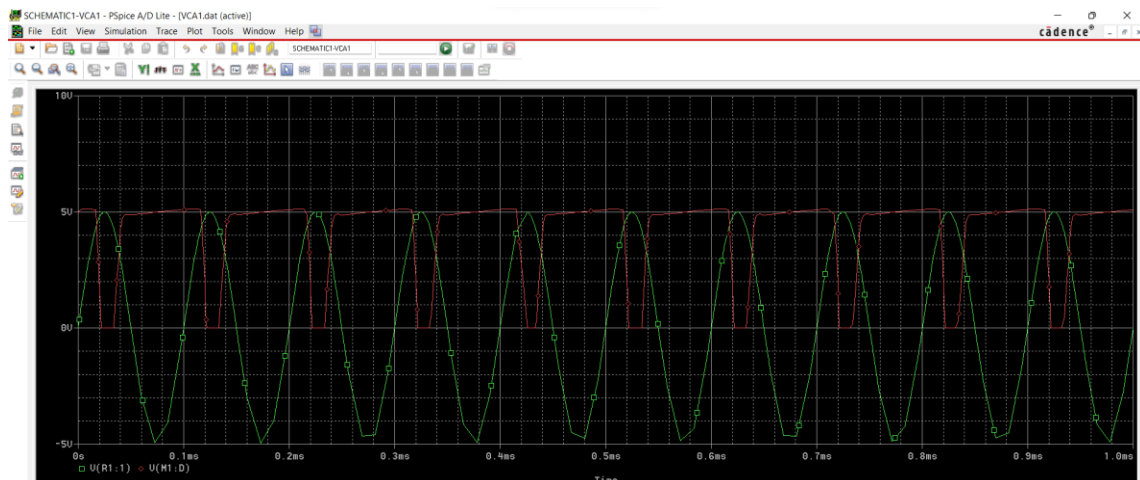


$$f = 2 \text{ kHz}$$



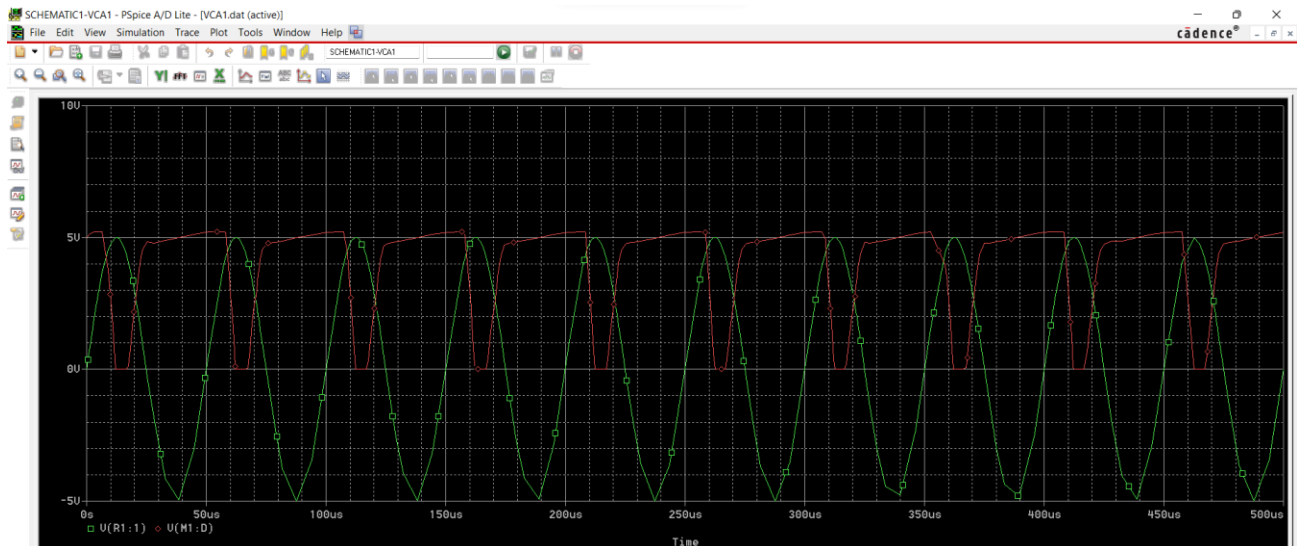
A partir de los 10 kHz, se empieza a distorsionar la señal de salida un poco, ya que no alcanza a mantener de forma constante la parte alta de la señal digital.

$$f = 10 \text{ kHz}$$



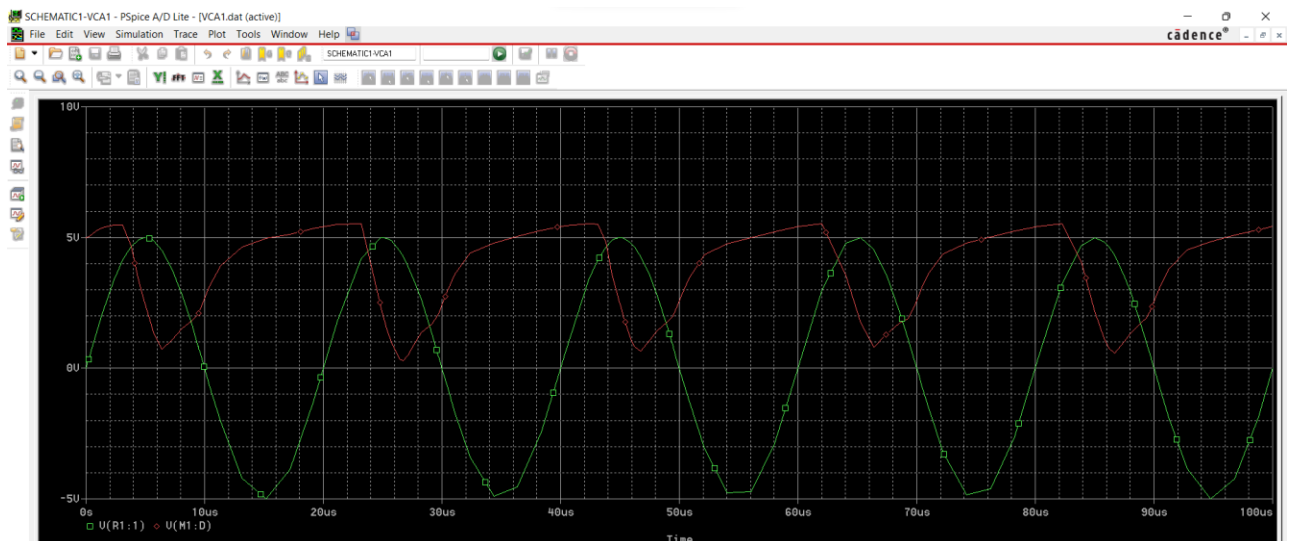
Al alcanzar los 20kHz, la señal de salida se ve cada vez más y más distorsionada.

$$f = 20 \text{ kHz}$$



Para cuando llegue a los 50kHz, la señal ya se habrá distorsionado completamente, por lo que podemos concluir que la señal de salida llega a formarse correctamente a frecuencias bajas, antes de los 10kHz.

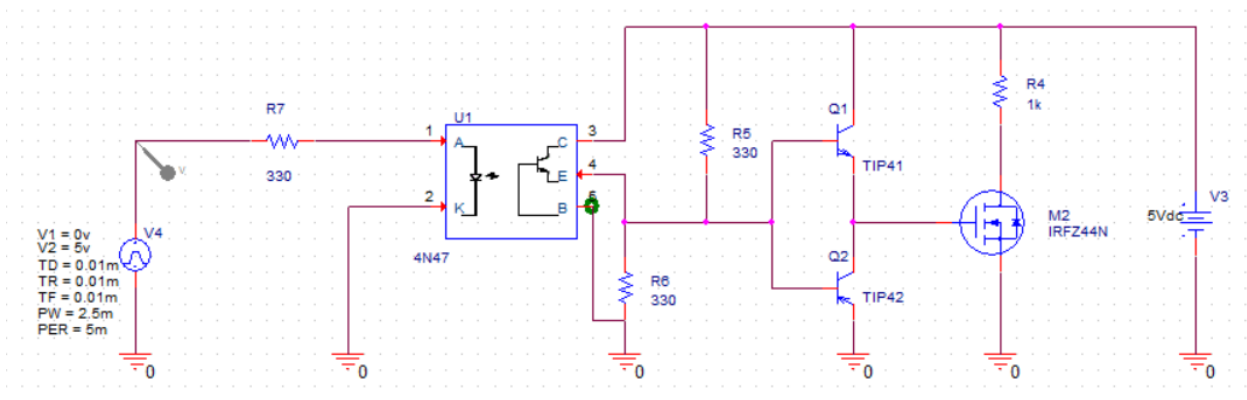
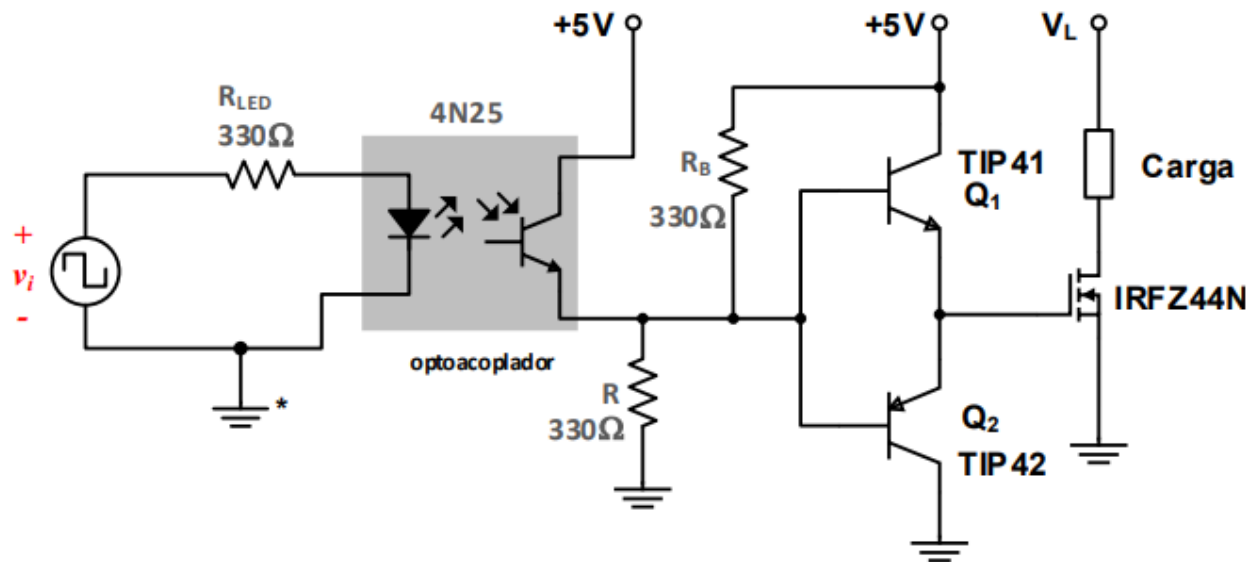
$$f = 50 \text{ kHz}$$



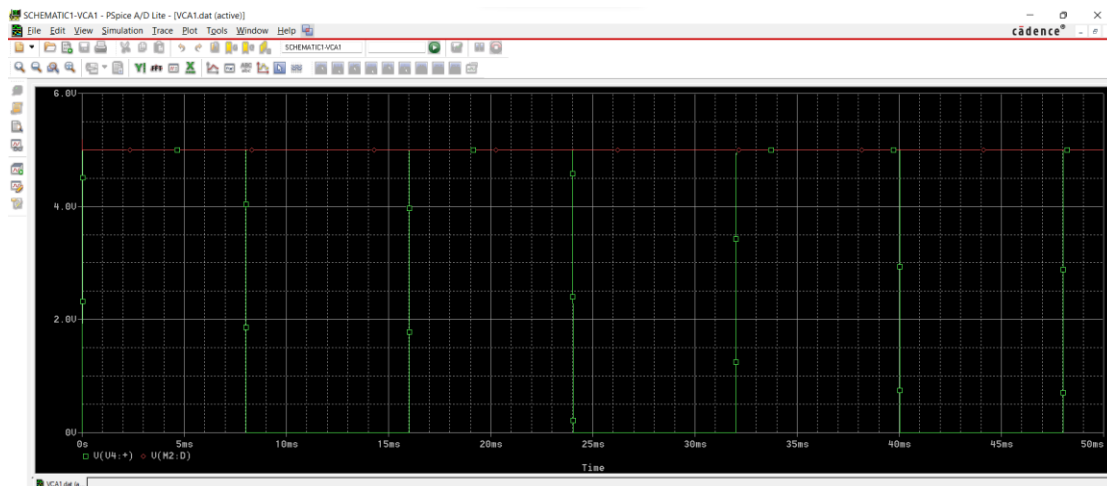
EXPERIMENTO 2. RESPUESTA A ALTA FRECUENCIA

Armar el circuito mostrado en el siguiente diagrama e incrementar la frecuencia de la señal para determinar la frecuencia máxima de conmutación del MOSFET. Además, habrá que observar la tensión VDS y compararla con la tensión de entrada realizando un acercamiento para identificar con precisión la forma de onda de salida. Visualizar las formas de onda de encendido y apagado del MOSFET, esto se puede medir con el osciloscopio entre drenador (drain) y fuente (source). Finalmente hay que calcular la

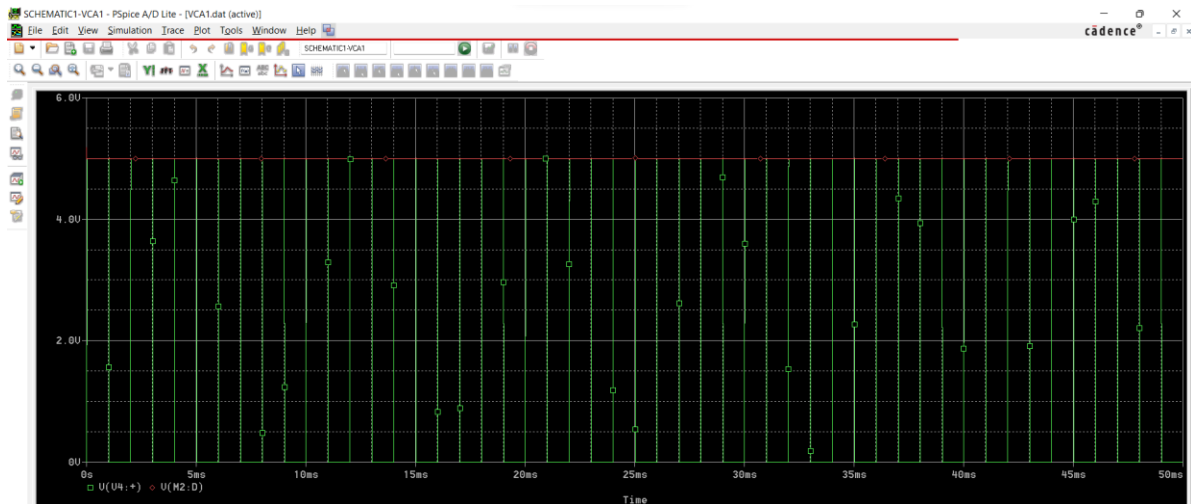
potencia de disipación del MOSFET y medir el tiempo de establecimiento de la tensión de compuerta para determinar la frecuencia máxima de conmutación.



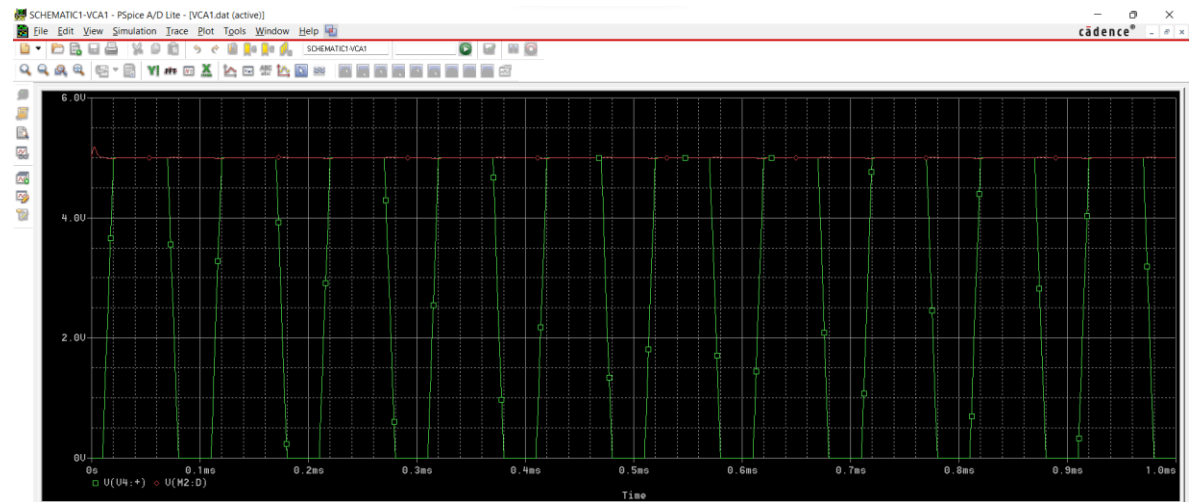
$$f = 60 \text{ Hz}$$



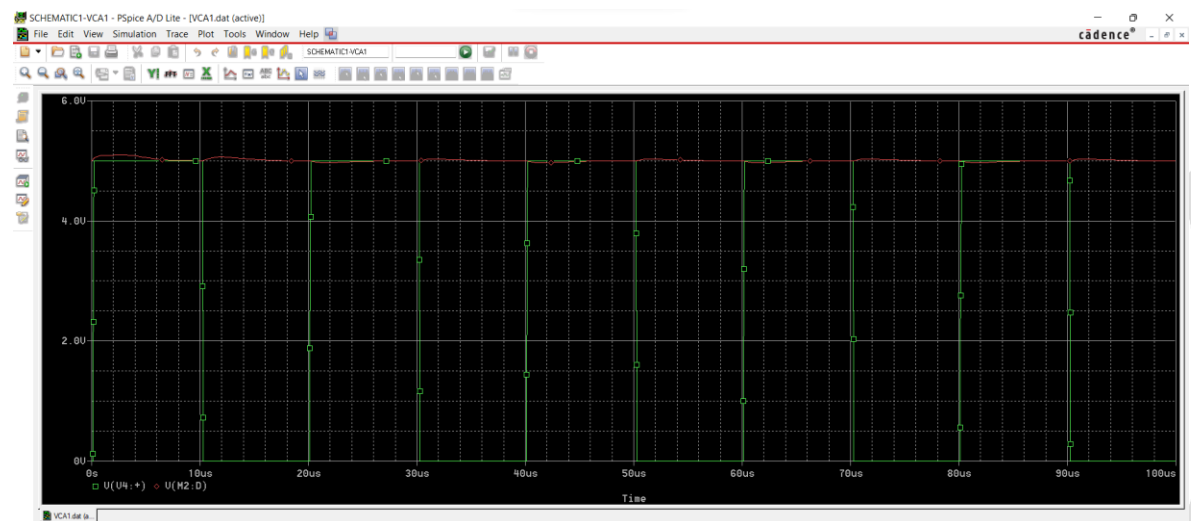
$$f = 480 \text{ Hz}$$



$$f = 10 \text{ kHz}$$



$$f = 50 \text{ kHz}$$



[REFERENCIAS]

Electrónica: Teoría de los circuitos y dispositivos electrónicos, 10 Ed., Robert L. Boylestad Louis Nashelsky, 2009.

El MOSFET de Potencia, 2018.,

<https://www.monografias.com/trabajos104/mosfet-potencia/mosfet-potencia>

