

III. ANÁLISIS Y METODOLOGÍA USADA

Las pérdidas de potencia debidas a los MOSFETs pueden separarse en pérdidas por conducción y pérdidas por conmutación.

Las primeras se generan cuando pasa una corriente, I_D , a través del MOSFET, entre las terminales drenador (D) y fuente (S), que es también cuando su voltaje V_{DS} es casi cero. Cuando el MOSFET está encendido, el parámetro a considerar es la R_{ds_on} , mientras que cuando está apagado se considera V_{SD} , ya que la corriente fluye por el diodo de cuerpo (*body diode*).

Las segundas son debidas a la carga y/o descarga de capacitores, con sus cantidades de carga respectivas (Q_{OSS} , Q_{gd} , Q_{rr} , Q_g , Q_{sw}), y a la descarga de inductores parásitos (L_{stray}).

Nota: Cuando se habla de capacitores e inductores, el concepto de potencia reactiva puede venir a la mente, pero en este texto, sólo se trata con potencia real o activa. Idealmente, un capacitor o un inductor, no disipan energía sólo la almacenan, para que esa energía se disipe se requiere de un elemento resistivo. Para las pérdidas por conmutación tratadas en este capítulo, el elemento resistivo son las resistencias presentadas por las pistas del circuito impreso y las resistencias equivalentes serie (ESRs) de los elementos pasivos que forman al SBC. Con lo anterior no se quiere decir que se esté tomando en cuenta la pérdida por conducción de esos elementos resistivos sino que allí es donde se pierde la energía almacenada por los elementos reactivos.

III.i Cálculo de las pérdidas de potencia

Las pérdidas dominantes en un MOSFET se dividen en:

- Conducción.
- Conmutación (encendido y apagado).
- Conducción del diodo de cuerpo.
- Carga de compuerta por *driver*.
- Capacitancia de salida.
- Recuperación inversa del diodo de cuerpo.

Para entender cuándo se genera cada tipo de pérdida en cada MOSFET (*high side* y *low side*), es importante entender la operación del SBC y analizar las formas

de onda de V_{DS} e I_D de los MOSFETs cuando están apagados, encendidos o conmutando.

En la figura 3.1 se muestran las señales, idealizadas, del V_{DS} de ambos MOSFETs. A este tipo de señales se les conoce como “trenes de pulsos”, las cuales se caracterizan por tener un periodo (T) medido en segundos, una frecuencia, llamada en este caso frecuencia de conmutación (F_{sw}) medida en Hertz y un ciclo de trabajo (τ) adimensional, a veces expresado en porcentaje.

Cuando el V_{DS} de cada MOSFET es cero (casi cero, como se aclara en la siguiente sección) es cuando ocurren las pérdidas por conducción asociadas a su respectiva resistencia de encendido. En el tiempo conocido como *dead time* (tiempo muerto), ocurren las pérdidas por conducción en el diodo de cuerpo. Cada que ocurre un cambio de nivel de voltaje en las señales mostradas, se generan pérdidas por conmutación, las cuales se verán a detalle un poco más adelante.

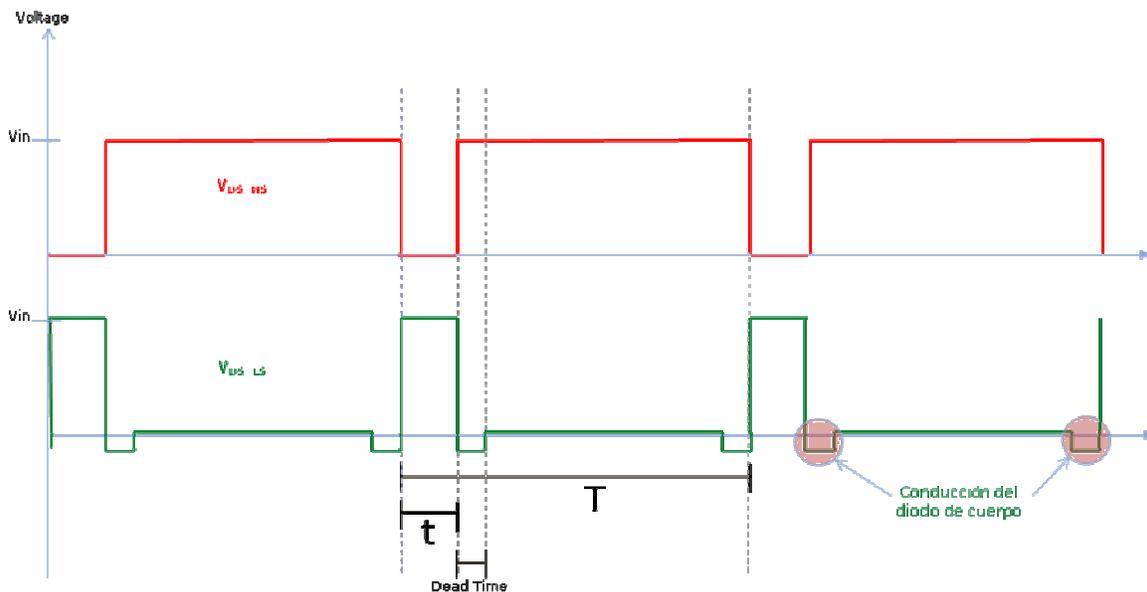


Figura 3.1. Formas de onda del V_{DS} del *low side* MOSFET y V_{DS} del *high side* MOSFET. (Idealizadas y no a escala).

La frecuencia de conmutación es el recíproco del periodo de la señal, como se expresa en la ecuación 3.1. El intervalo de frecuencias comúnmente utilizado en los SBC implementados por Infineon Technologies va de 200 [kHz] a 500 [kHz]. Con el respectivo intervalo de periodos de 2 [μ s] a 5 [μ s].

$$F_{sw} = \frac{1}{T} [Hz] \dots\dots\dots \text{ec. 3.1}$$

El ciclo de trabajo es una relación entre el periodo de la señal y el ancho de los pulsos (t), como es expresado por la ecuación 3.2. Si el periodo de la señal fuera de 100 [s], el ancho del pulso podría ir de 0 a 100 [s], así pues, el ciclo de trabajo

puede tomar un valor entre 0 y 1. Para las aplicaciones de los SBC, normalmente, el ciclo de trabajo está entre 0.1 y 0.2.

$$\tau = \frac{t}{T} \dots\dots\dots \text{ec. 3.2}$$

III.i.i Pérdidas por conducción

Idealmente, el *low side* MOSFET está encendido cuando el *high side* MOSFET está apagado y viceversa. Como el ciclo de trabajo cuando el *high side* MOSFET conduce corriente esta dado es por la ecuación 3.2, el ciclo de trabajo del *low side* MOSFET se define como 1- τ . Esto quiere decir que el tiempo en que el *low side* MOSFET está encendido es mucho mayor que el tiempo en que está encendido el *high side* MOSFET. Para calcular las pérdidas por conducción se hace uso de la ecuación 1.5, de la figura 3.1 y del conocimiento que el voltaje V_{DS} cuando el MOSFET conduce corriente no es cero sino el dado por la ecuación 3.3.

$$V_{DS} = (R_{ds_on})(I_{OUT}) \dots\dots\dots \text{ec. 3.3}$$

Las pérdidas por conducción se calculan como:

Para el *high side* MOSFET.

$$P_{cond_HS} = (R_{ds_on_HS})(I_{OUT})^2(\tau) \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.4}$$

Para el *low side* MOSFET.

$$P_{cond_LS} = (R_{ds_on_LS})(I_{OUT})^2(1-\tau) \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.5}$$

Puede verse por las ecuaciones 3.4 y 3.5 que si la misma R_{ds_on} fuera elegida para el *high side* MOSFET y para el *low side* MOSFET, las pérdidas por conducción en el *low side* MOSFET serían mayores, ya que como fue mencionado antes, el ciclo de trabajo toma un valor entre 0.1 y 0.2. La idea de usar un dispositivo con una menor resistencia de encendido en el *low side* puede ser ventajosa en la mayoría de las aplicaciones, ya que las pérdidas por conducción se reducirían dramáticamente. Sin embargo, una R_{ds_on} menor implica un incremento en la carga vista por la compuerta, haciendo que las pérdidas por la carga de compuerta del *low side* MOSFET sean mayores.

Para expresar la relación entre la R_{ds_on} y la carga de compuerta, Q_g , se usa ampliamente el concepto de figura de mérito ($FOM_g = R_{ds_on} \times Q_g$).

III.i.ii Pérdidas por conmutación capacitiva

Estas pérdidas ocurren durante el proceso de encendido y durante el proceso de apagado de cada MOSFET.

Por el momento, sólo será considerado el régimen *limitado capacitivamente*.

Las pérdidas por conmutación ocurren entre t_1 y t_3 cuando el voltaje V_{DS} y la corriente I_D se sobreponen, como se indica en el área marcada de la figura 3.2. Esta figura ilustra únicamente el encendido del *high side* MOSFET ya que es el proceso que se analiza primero.

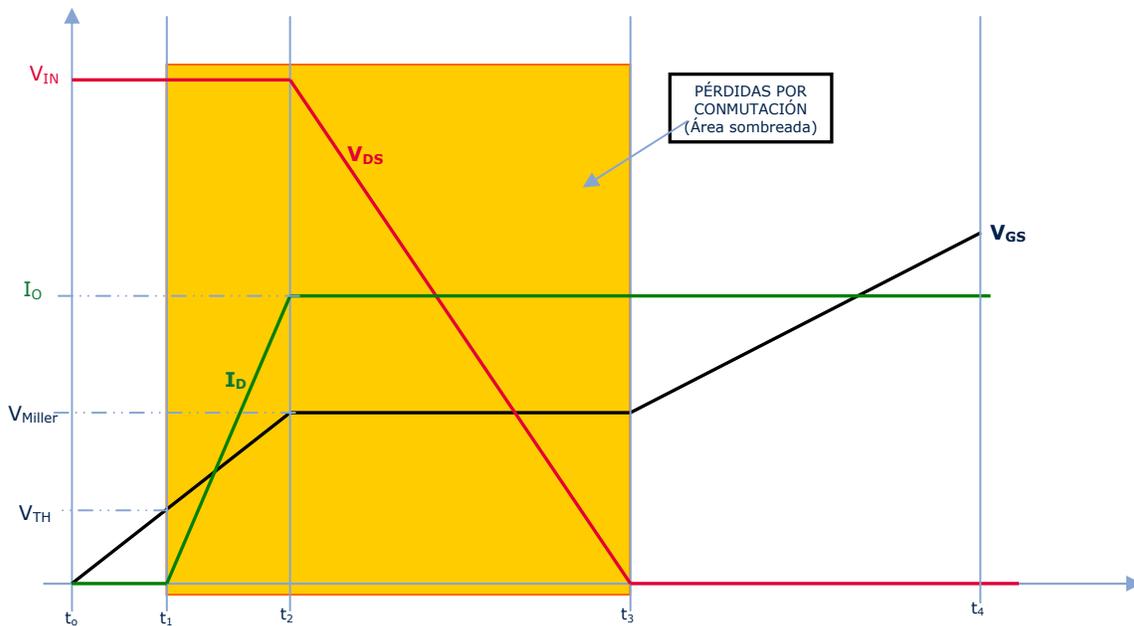


Figura 3.2. Pérdidas por conmutación en el régimen limitado capacitivamente.

El valor de las pérdidas por conmutación (P_{SW}) puede ser calculado mediante la ecuación 3.6. Esta ecuación se obtuvo utilizando la ecuación 1.5 y sacando las ecuaciones del voltaje V_{DS} y corriente I_D mostrados en la figura 3.2, entre los tiempos t_1 y t_3 .

$$P_{sw_HS} = \left(\frac{V_{IN} * I_{OUT}}{2} \right) (F_{sw}) (t_3 - t_1) \text{ [W]} \dots \dots \dots \text{ ec. 3.6}$$

Para obtener el valor del tiempo en que las pérdidas por conmutación tienen lugar (t_3-t_1), se hace uso de la gráfica y los parámetros mostrados en la figura 3.3., definidos anteriormente en la sección I.iii.i, así como del circuito ilustrado en la

figura 3.4 que es el circuito que forman el circuito *driver* junto con la terminal compuerta del MOSFET. En este circuito podemos ver que aparecen dos nuevos parámetros, R_{DRIVER} y R_{GATE} , los cuales son provistos por los fabricantes de los respectivos dispositivos en sus hojas de especificaciones.

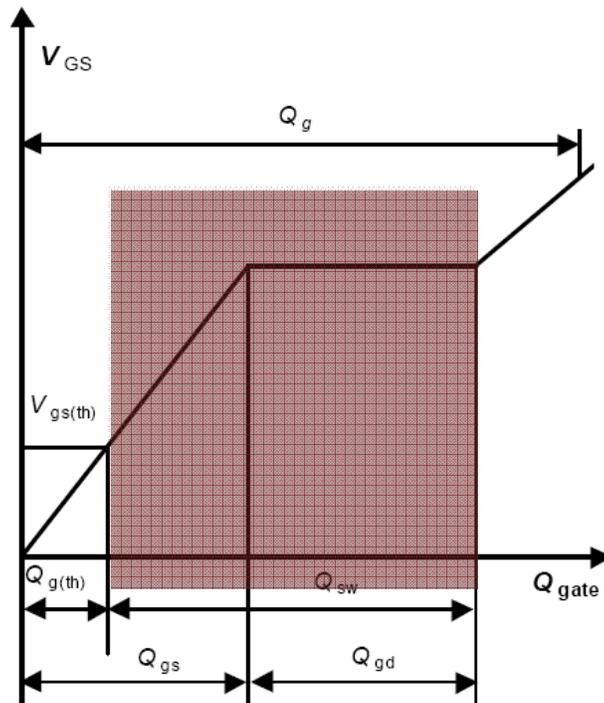


Figura 3.3. Distribución de carga de compuerta como función de V_{GS} .

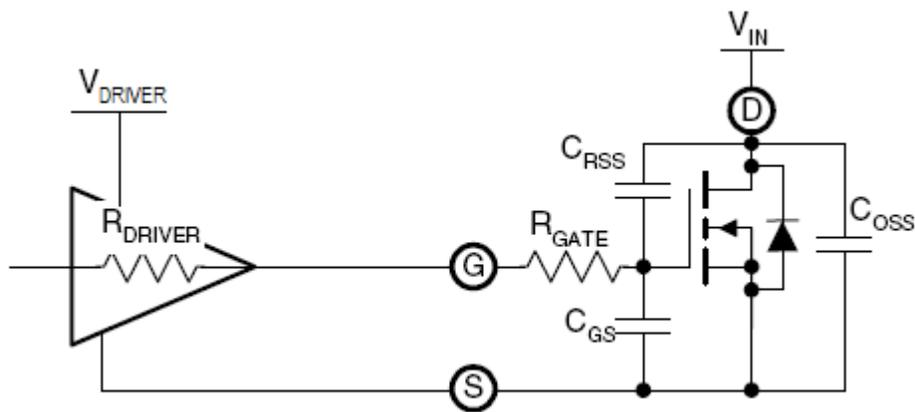


Figura 3.4. Diagrama del circuito que acopla *driver* y MOSFET.

De la ecuación de la definición de corriente, en función del tiempo y la cantidad de carga, tenemos:

$$t_{sw} = \frac{Q_{sw}}{I_{G_sw}} \text{ [s]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.7}$$

Q_{sw} es un parámetro dado por el fabricante de MOSFETs, I_{G_sw} representa la corriente de compuerta necesaria durante el proceso de conmutación y t_{sw} el tiempo de conmutación, es decir, $t_{sw} = t_3 - t_1$.

Para calcular la corriente de compuerta se asume lo siguiente: La mayor parte del intervalo de conmutación ocurre durante los tiempos t_3 y t_2 como puede ser visto en la figura 3.2, donde el valor del voltaje de compuerta V_{gs} se mantiene constante en el valor de V_{Miller} , de aquí que la corriente puede ser aproximada por:

$$I_{G_sw} = \frac{V_{DRIVER} - V_{Miller}}{R_{DRIVER} + R_{GATE}} = \frac{Q_{sw}}{t_{sw}} \text{ [A]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.8}$$

De las ecuaciones 3.8 y 3.6 tenemos que la fórmula final para calcular las pérdidas por conmutación durante el encendido del *high side* MOSFET es:

$$P_{sw_HS_enc} = \left(\frac{V_{IN} * I_{OUT}}{2} \right) (F_{sw}) \frac{(Q_{sw})(R_{DRIVER} + R_{GATE})}{V_{DRIVER} - V_{Miller}} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.9}$$

Por un procedimiento similar, la ecuación para calcular las pérdidas por conmutación durante el apagado del *high side* MOSET es:

$$P_{sw_HS_apag} = \left(\frac{V_{IN} * I_{OUT}}{2} \right) (F_{sw}) \frac{(Q_{sw})(R_{DRIVER} + R_{GATE})}{V_{Miller}} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.10}$$

Para el *low side* MOSFET:

$$P_{sw_LS_enc} = \left(\frac{V_{SD} * I_{OUT}}{2} \right) (F_{sw}) \frac{(Q_{sw})(R_{DRIVER} + R_{GATE})}{V_{DRIVER} - V_{Miller}} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.11}$$

$$P_{sw_LS_apag} = \left(\frac{V_{SD} * I_{OUT}}{2} \right) (F_{sw}) \frac{(Q_{sw})(R_{DRIVER} + R_{GATE})}{V_{Miller}} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.12}$$

Las 4 ecuaciones anteriores nos muestran que las pérdidas por conmutación en el *high side* MOSFET son mayores que las pérdidas por conmutación del *low side*

MOSFET, porque el primero debe conmutar de un voltaje mayor (ej. 12 [V]) a cero y el segundo conmuta de V_{SD} , usualmente 0.7 [V], a cero, como se expresa en las ecuaciones. Esto puede ser visto también por los diagramas de las figuras 1.7, 1.8 y 3.1. Un MOSFET que conmuta entre el encendido y el apagado con voltajes despreciables a través del drenador y la fuente se dice que opera en condiciones de “conmutación de voltaje cero”, es el caso del *low side* MOSFET de un SBC.

III.i.iii Pérdidas debidas a la carga de compuerta por *driver*

La carga requerida para conmutar el MOSFET de su estado de encendido al de apagado es provista por una fuente externa (circuito *driver*). Durante la carga y descarga del capacitor de entrada las pérdidas de potencia están dadas por:

$$P_{Driving} = (Q_g)(V_{DRIVER})(F_{sw}) \quad [W] \dots\dots\dots ec. 3.13$$

III.i.iv Pérdidas en la capacitancia de salida (C_{OSS})

Cada vez que el MOSFET conmuta, la capacitancia de salida debe ser descargada o cargada, dependiendo si el transistor es encendido o apagado, respectivamente. La ecuación 3.13 también es válida para este capacitor, sin embargo, en un SBC, cuando la capacitancia de salida se descarga, la energía no va hacia tierra sino hacia la carga y por ello la energía durante la descarga del capacitor no se pierde sino que se transfiere a la salida. Por ello, sólo las pérdidas ocurridas durante la carga del capacitor deben ser consideradas.

$$P_{Coss} = \frac{1}{2}(Q_{OSS})(V_{IN})(F_{sw}) \quad [W] \dots\dots\dots, ec. 3.14$$

III.i.v Pérdidas por conducción en el diodo de cuerpo

Una protección para evitar la conducción simultánea (los dos MOSFETs encendidos) siempre es implementada por el circuito *driver*. Esta protección se realiza manteniendo ambos MOSFETs apagados por un cierto periodo de tiempo conocido como tiempo muerto o “dead time”. El tiempo muerto ocurre en dos ocasiones por ciclo. Es durante este tiempo cuando el diodo de cuerpo del *low side* MOSFET conducirá la corriente (ver figuras 1.7 y 3.1). Las pérdidas de potencia relacionadas al diodo de cuerpo se calculan como las pérdidas de potencia de todo diodo.

$$P_{Body_diodo} = 2(I_{OUT})(V_{SD})(F_{sw})(t_{dead_time}) \quad [W] \dots\dots\dots ec. 3.15$$

El tiempo muerto, mostrado en la figura 3.1, depende del circuito *driver* utilizado. Muchas veces este tiempo está alrededor de los 20 [ns].

III.i.vi Pérdidas por recuperación inversa en el diodo de cuerpo

Al igual que el MOSFET, el diodo de cuerpo también presenta pérdidas por conmutación. Sin embargo, esta pérdida depende en gran medida del tiempo de recuperación inversa (t_{rr}) del diodo de cuerpo. La pérdida de potencia por recuperación inversa en el diodo de cuerpo ocurre durante la transición del diodo de una polarización positiva a una polarización negativa.

La carga presente en el diodo de cuerpo debido a la polarización positiva debe ser removida de la unión PN cuando es aplicado un voltaje inverso, resultando un pico de corriente (I_{rr}) opuesto a la corriente generada por la polarización positiva. Esta acción conlleva una pérdida de tipo V_{xl} , dado que el voltaje inverso es aplicado a través del diodo durante el evento de recuperación inversa.

Cuando las características de recuperación inversa del diodo de cuerpo se conocen, se emplea la siguiente ecuación para estimar las pérdidas de potencia por conmutación del diodo de cuerpo:

$$P_{Qrr} = \frac{1}{2} (I_{rr}) (t_{rr}) (V_{Reverse}) (F_{sw}) \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.16}$$

donde $V_{REVERSE}$ es el voltaje de polarización inversa a través del MOSFET, I_{rr} es el pico de corriente de recuperación inversa y t_{rr} es la porción de tiempo de la recuperación inversa, justo después de la ocurrencia del pico de corriente I_{rr} . Para el SBC, V_{IN} polariza al diodo de cuerpo en inversa después del encendido del MOSFET. I_{rr} y t_{rr} en ocasiones no se mencionan pero vienen implícitos en el parámetro Q_{rr} . En este caso, la pérdida por recuperación inversa del diodo de cuerpo se calcula con la ecuación:

$$P_{Qrr} = \frac{1}{2} (Q_{rr}) (V_{IN}) (F_{sw}) \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{ec. 3.17}$$

Una imagen de los diferentes tipos de pérdidas en un SBC, debido a los MOSFETs que lo integran, es presentada en la figura 3.5. Es la gráfica de las ecuaciones presentadas líneas arriba como función de la corriente de carga a una frecuencia, voltaje de entrada, voltaje de salida y voltaje de driver fijos (condiciones de un SBC). Ambos MOSFETs (*high side* and *low side*) están considerados en la gráfica.

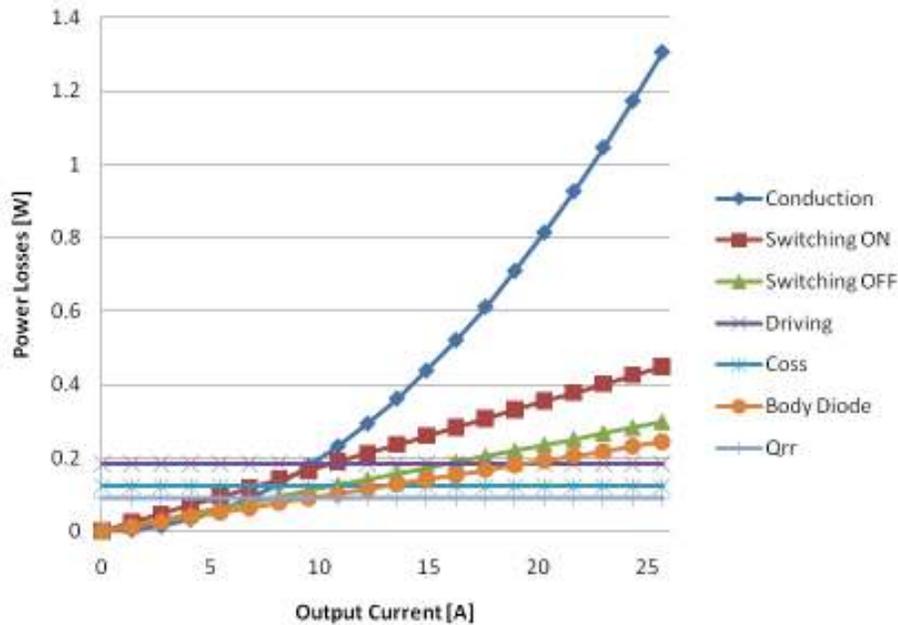


Figura 3.5. Diferentes pérdidas de potencia en un SBC debidas a los MOSFETs.

De la figura 3.5 puede verse que existen pérdidas de potencia constantes (independientes de la corriente de carga) relacionadas principalmente a los efectos capacitivos de los MOSFETs. Estas pérdidas constantes variarán si el valor de capacitancia relacionado a ellos cambia.

Otras pérdidas de potencia tienen un comportamiento lineal en función de la corriente de salida. Las pérdidas por conmutación y las pérdidas en el diodo de cuerpo incrementan proporcionalmente con la corriente de salida.

Finalmente, las pérdidas por conducción debidas a R_{ds_on} tienen una dependencia cuadrática respecto a la corriente de salida. Estas pérdidas cambiarán si existe un cambio en R_{ds_on} .

Con base en las gráficas presentadas en la figura 3.5, es posible entender cuáles pérdidas de potencia serán las dominantes para diferentes márgenes de corriente de salida, normalmente: carga baja, carga media y carga alta. Lo anterior será visto a mayor detalle en la sección de *resultados y contribuciones*.

Comúnmente, las pérdidas de potencia del sistema no se grafican, la gráfica empleada es la gráfica de la eficiencia del sistema como función de la corriente de salida. A continuación, en la figura 3.6, se introduce una gráfica común de eficiencia para que el lector se relacione con ella. Más adelante, en los capítulos IV y V, se mostrará, detalladamente, cómo se llega a ella.

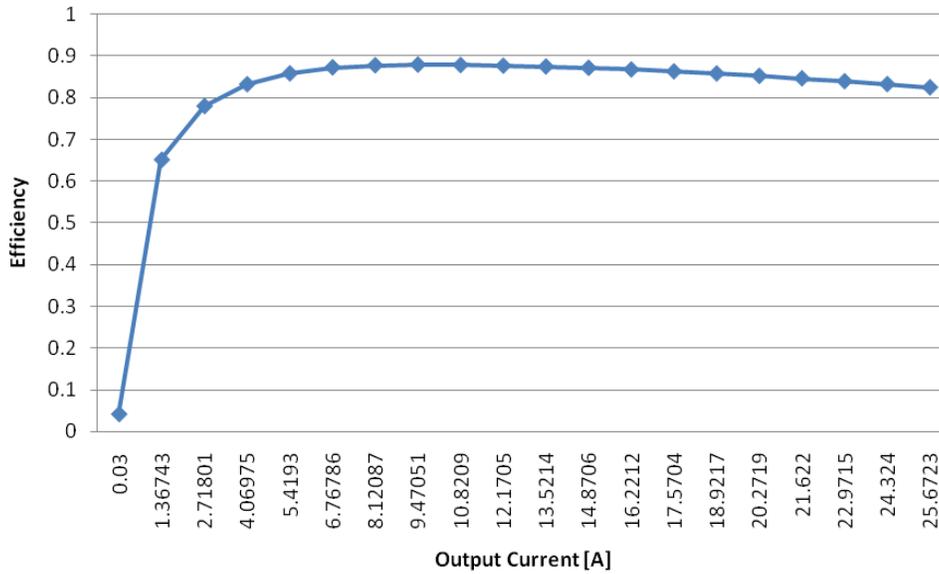


Figura 3.6. Eficiencia del SBC en función de la corriente de salida.

III.i.vii Conmutación limitada inductivamente y conmutación limitada capacitivamente

Como se ilustra en la figura 3.2, el periodo cuando I_D crece de su valor inicial, cero, al valor final, I_{OUT} , está entre el tiempo cuando V_{GS} va de un valor V_{TH} a un valor V_{Miller} . En este periodo de tiempo, la forma en la que V_{GS} crece no es lineal como se muestra en la figura 1.12 sino exponencial. La ecuación 3.18 rige este comportamiento y fue obtenida del circuito mostrado en la figura 3.4.

$$V_{GS} = V_{DRIVER} \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_{GATE} + R_{DRIVER}) \cdot C_{iss}}} \right) [V] \dots \dots \dots ec. 3.18$$

Para obtener la relación di/dt bajo el régimen capacitivo, es necesario calcular el tiempo requerido por la corriente I_D para llegar a su valor final, por ello se despeja el tiempo de la ecuación anterior.

$$t = -(R_{GATE} + R_{DRIVER}) \cdot C_{iss} \left(\ln \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{DRIVER}} \right) \right) [s] \dots \dots \dots ec. 3.19$$

El intervalo de tiempo de interés, el tiempo necesario por la corriente I_D para alcanzar su valor final bajo el régimen limitado capacitivamente (t_{CL}), será la diferencia entre el tiempo requerido para alcanzar V_{Miller} y el tiempo requerido para alcanzar V_{TH} . Esto se expresa en la ecuación 3.20.

$$t_{CL_ON} = - \left\{ \begin{array}{l} (R_{GATE} + R_{DRIVER}) \cdot C_{iss} \left(\ln \left(1 - \frac{V_{Miller}}{V_{DRIVER}} \right) \right) \\ - (R_{GATE} + R_{DRIVER}) \cdot C_{iss} \left(\ln \left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{DRIVER}} \right) \right) \end{array} \right\} [s] \dots\dots\dots ec. 3.20$$

Reacomodando la ecuación:

$$t_{CL_ON} = - (R_{GATE} + R_{DRIVER}) \cdot C_{iss} \cdot \ln \left(\frac{V_{DRIVER} - V_{Miller}}{V_{DRIVER} - V_{TH}} \right) [s] \dots\dots\dots ec. 3.21$$

La ecuación anterior es válida sólo para el encendido del MOSFET. Para el apagado, el circuito es analizado como un circuito RC sin fuente de voltaje y, por un análisis análogo al utilizado para el encendido, la ecuación final para calcular el periodo de tiempo que lleva a V_{GS} para ir de V_{Miller} a V_{TH} es:

$$t_{CL_OFF} = - (R_{GATE} + R_{DRIVER}) \cdot C_{iss} \cdot \ln \left(\frac{V_{TH}}{V_{Miller}} \right) [s] \dots\dots\dots ec. 3.22$$

Para un valor de corriente de salida dado, la relación dI/dt dentro del régimen limitado capacitivamente está dada por:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{I_{OUT}}{t_{CL}} [A/s] \dots\dots\dots ec. 3.23$$

Donde t_{CL} puede ser tanto el tiempo durante el encendido capacitivo t_{CL_ON} como el tiempo durante el apagado t_{CL_OFF} .

Como fue explicado antes, en la sección I.iii.iv, el régimen limitado inductivamente tiene por ecuación:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V_{IN}}{L_{stray}} [A/s] \dots\dots\dots ec. 3.24$$

Para decidir si un SBC opera en el régimen limitado inductivamente, debe cumplirse la siguiente desigualdad:

$$\frac{I_{OUT}}{t_{CL}} > \frac{V_{IN}}{L_{stray}} [A/s] \dots\dots\dots ec. 3.25$$

De lo contrario, se dice que el SBC opera en el régimen limitado capacitivamente.

La figura 3.7 muestra que para cada SBC existe un incremento de corriente máximo (línea roja horizontal) establecido por las inductancias parásitas en las pistas del circuito impreso y el encapsulado de los MOSFETs. Esto implica que aun cuando los MOSFETs pudieran permitir un incremento de corriente más veloz, ilustrado esto por la línea azul al exceder del valor de la línea roja, éste no seguirá la capacidad de los MOSFETs sino que permanecerá fijo en el valor dado por la línea roja constante.

En la región por debajo de la línea roja, el incremento de corriente es gobernado por los características técnicas del MOSEFT (régimen limitado capacitivamente) haciendo que las pérdidas de potencia por conmutación puedan ser calculadas como se describió en la sección III.i.ii., pérdidas por conmutación capacitiva.

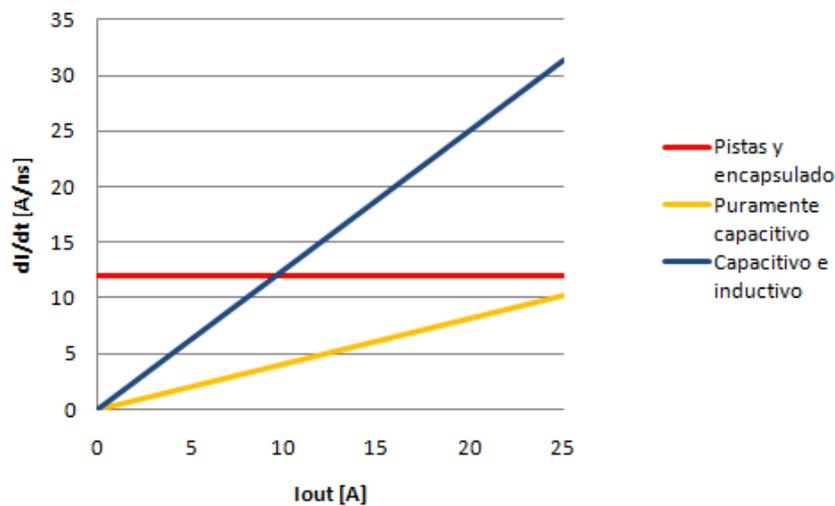


Figura 3.7. Comparación de las di/dt inductiva y capacitiva.

Para el régimen limitado inductivamente, las pérdidas de potencia por conmutación deben ser obtenidas de una manera diferente.

III.i.viii Pérdidas por conmutación inductiva

Al igual que para las pérdidas por conmutación bajo el régimen limitado capacitivamente, se debe tomar en cuenta tanto el encendido como el apagado de los MOSFETs. Cabe recordar que, cómo fue explicado en la sección III.i.ii, las pérdidas por conmutación son consideradas únicamente en el *high side* MOSFET y no en el *low side* MOSFET.

- a) Para el apagado del MOSFET

La ecuación 3.6 y la ecuación 3.26 son la misma ecuación, con la diferencia que Δt ya no depende de la capacitancia de entrada sino por la inductancia parásita.

$$P_{sw_HS} = \left(\frac{V_{IN} * I_O}{2} \right) (F_{sw}) (\Delta t) \text{ [W]} \dots \text{ec.3.26}$$

Como es conocido por la ecuación que rige a los inductores:

$$\Delta I \frac{L_{stray}}{V_{IN}} = \Delta t \text{ [s]} \dots \text{ec.3.27}$$

Donde,

$$\Delta I = I_{OUT} - 0 = I_{OUT} \text{ [A]} \dots \text{ec.3.28}$$

Sustituyendo las expresiones de las ecuaciones 3.28 y 3.27 en la ecuación 3.26, se obtiene una expresión para el cálculo de las pérdidas por conmutación para el apagado del MOSFET ($P_{sw_Ind_OFF}$), bajo el régimen limitado inductivamente:

$$P_{sw_Ind_apag} = \frac{1}{2} (L_{stray}) (I_{OUT}^2) (F_{sw}) \text{ [W]} \dots \text{ec.3.29}$$

NOTA: La expresión anterior es también la expresión general para calcular la potencia disipada por un inductor cualquiera.

b) Para el encendido del MOSFET

Haciendo un análisis similar al anterior, se obtiene una expresión para el cálculo de las pérdidas por conmutación para el encendido del MOSFET, bajo el régimen limitado inductivamente.

$$P_{sw_Ind_enc} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN}^2}{L_{stray}} \times \left\{ (t_{sw} - t_{CL_ON})^2 + (t_{CL_ON})^2 \right\} (F_{sw}) \text{ [W]} \dots \text{ec.3.30}$$

Donde t_{CL_ON} está dado por la ecuación 3.21 y t_{sw} por la siguiente ecuación, obtenida en base a la ecuación 3.8.

$$t_{sw} = \frac{Q_{sw} (R_{DRIVER} + R_{GATE})}{V_{DRIVER} - V_{Miller}} \text{ [s]} \dots \text{ec.3.31}$$

Para entender el impacto de la conmutación limitada inductivamente en las pérdidas durante el encendido y el apagado del MOSFET deben ser consideradas las figuras 3.8 y 3.9.

Durante el encendido, figura 3.8, el aumento de corriente es limitado por la inductancia parásita pero el voltaje V_{DS} sigue siendo gobernado por las características técnicas de los MOSFETs. Es por ello que las pérdidas V_{xl} durante el régimen limitado inductivamente serán menores comparadas con las pérdidas durante el régimen limitado capacitivamente, cuando la corriente I_D aumenta como lo ilustra la línea verde punteada.

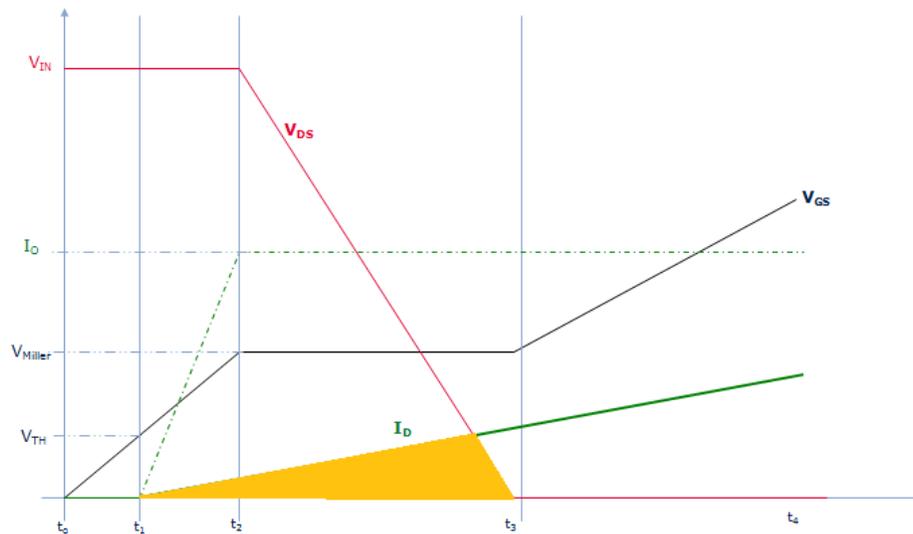


Figura 3.8. Encendido inductivo, menos pérdidas de potencia.

Lo opuesto ocurre durante el apagado del MOSFET, las pérdidas por conmutación bajo el régimen limitado inductivamente serán mayores que durante el régimen limitado capacitivamente, ya que el voltaje V_{DS} estará presente durante todo el tiempo que le lleve a las inductancias parásitas descargarse. Ver figura 3.9.

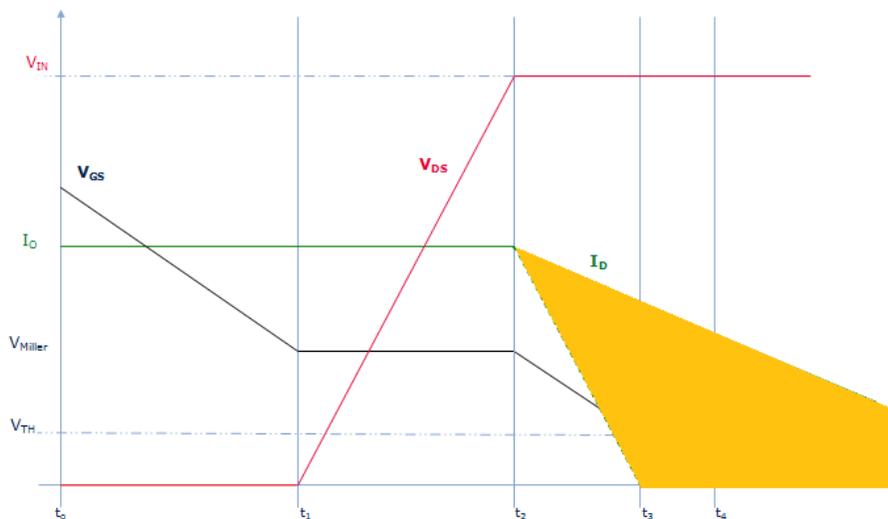


Figura 3.9. Apagado inductivo, más pérdidas de potencia.

En la figura 3.10 se ilustra la importancia de conocer en cuál régimen trabaja un SBC. La curva *Inductiva 1* representa una inductancia parásita menor (diferente encapsulado de MOSFET y/o circuito impreso) que la curva *Inductiva 2*, por ello, las pérdidas de potencia son menores para la primera. Los puntos de intersección entre las líneas inductivas y capacitivas indican un punto de cambio: para el intervalo de valores de corriente anterior a estos puntos, se dice que el SBC trabaja bajo el régimen limitado capacitivamente y para el intervalo posterior bajo el régimen limitado inductivamente.

El conjunto de curvas ilustrado muestra que dependiendo de la velocidad de conmutación del MOSFET y el valor de inductancia parásita en el circuito, las pérdidas por conmutación pueden diferir en gran medida. Las pérdidas por conmutación para un MOSFET de conmutación lenta (curva *Capacitiva 1*) pueden ser evaluadas en el régimen limitado capacitivamente. Un MOSFET de conmutación rápida en una “circuitería lenta” (la curva *Capacitiva 2* junto la curva *Inductiva 2*) tendrá una transición de conmutación limitada capacitivamente a conmutación limitada inductivamente, después de alcanzar un cierto valor de corriente de salida, provocando así que las pérdidas por conmutación no aumenten más linealmente después de este valor sino cuadráticamente.

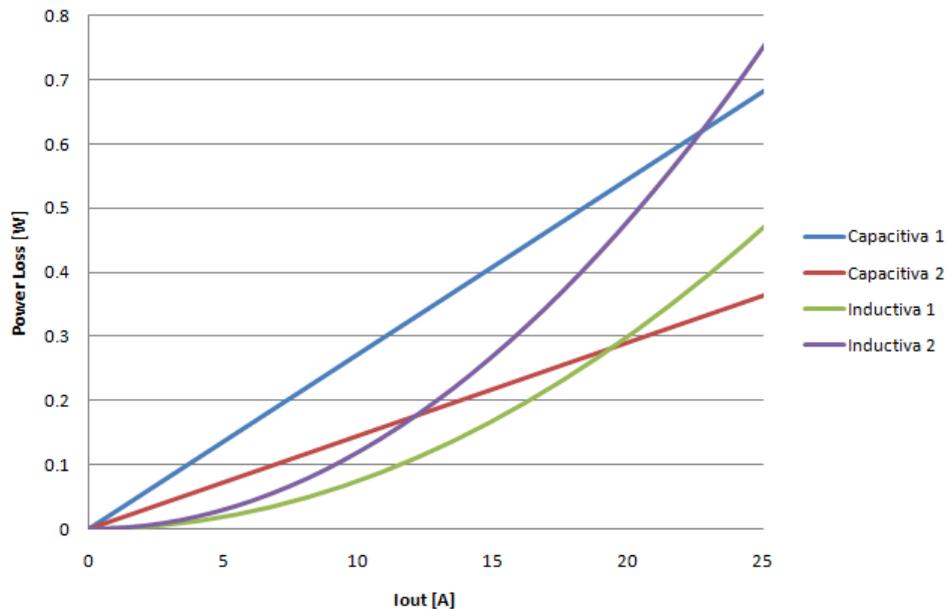


Figura 3.10. Comparación entre los regímenes capacitivo e inductivo. (Apagado del MOSFET)

Nota: Para adentrarse en el tema de cómo calcular inductancias parásitas, referirse a la nota de aplicación de Infineon Technologies: “*A method to determine parasitic inductances in Buck Converter topologies*”.