

Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET)

Prof. Carlos Fernando Teodósio Soares

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

ESCOLA POLITÉCNICA

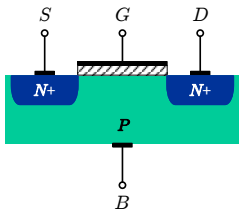
Departamento de Engenharia Eletrônica e de Computação

Agenda da Aula - Capítulo 06

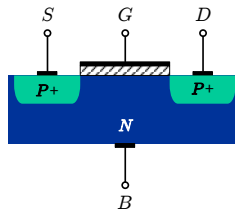
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal N
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal P
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- MOSFET de Potência
- Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

Construção Física do MOSFET

MOSFET de Canal N

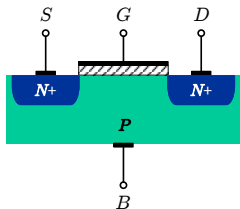


MOSFET de Canal P

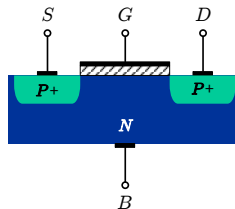


Construção Física do MOSFET

MOSFET de Canal N



MOSFET de Canal P

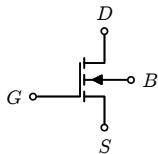
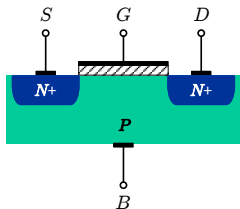


Terminais do MOSFET

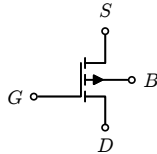
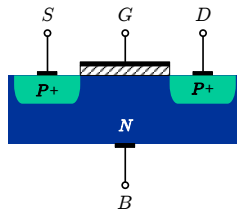
- Dreno → *Drain* (D)
- Porta → *Gate* (G)
- Fonte → *Source* (S)
- Substrato ou Corpo → *Bulk or Body* (B)

Construção Física do MOSFET

MOSFET de Canal N

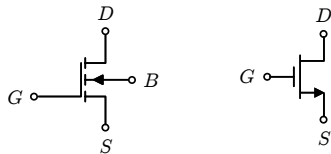
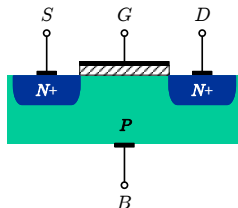


MOSFET de Canal P

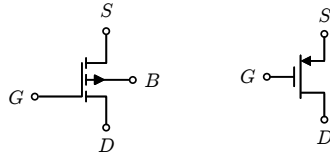
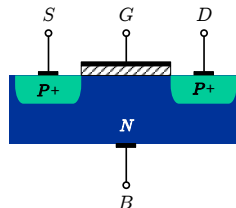


Construção Física do MOSFET

MOSFET de Canal N

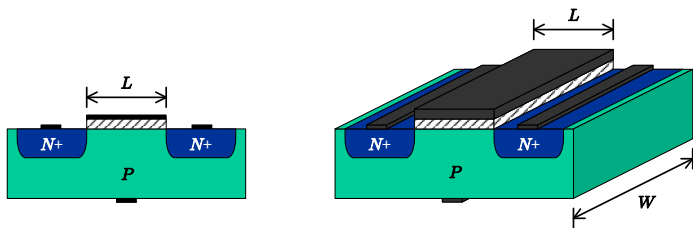


MOSFET de Canal P



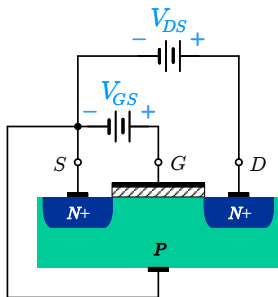
Dimensões Geométricas do MOSFET

- As dimensões mais importantes de um MOSFET são o *comprimento de canal* (L) e a *largura de canal* (W).



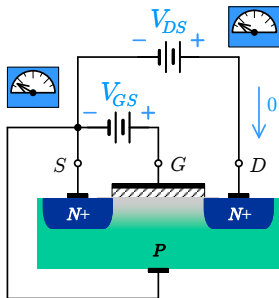
- Essas dimensões impactam diretamente várias características elétricas do MOSFET.

Operação Física do MOSFET



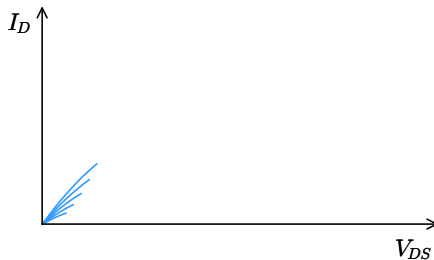
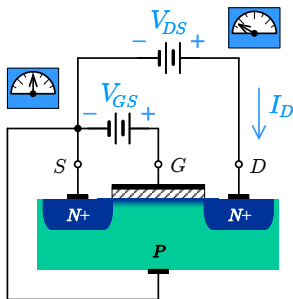
- Em um MOSFET todas as junções PN devem estar sempre despolarizadas ou polarizadas reversamente. Por essa razão, o substrato/corpo do MOSFET de canal N deverá ser conectado ao terminal de menor tensão (fonte).
- Se uma tensão V_{DS} for aplicada entre os terminais de dreno (D) e fonte (S) do dispositivo, haverá condução de corrente elétrica entre os terminais de dreno (D) e de fonte (S)?

Operação Física do MOSFET



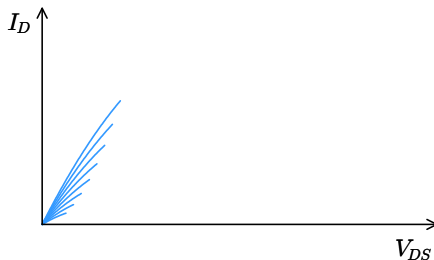
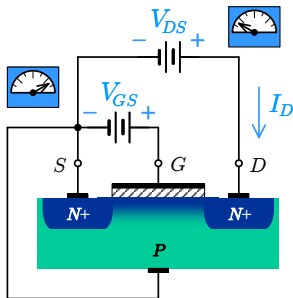
- As junções PN reversamente polarizadas do MOSFET impedirão a circulação de corrente entre os terminais de dreno (D) e de fonte (S) para qualquer valor da tensão V_{DS} .
- Como o terminal de porta está isolado do restante do dispositivo por uma camada de óxido isolante, não haverá corrente de porta.
- Dessa forma, o MOSFET funcionará aproximadamente como um circuito aberto.

Operação Física do MOSFET



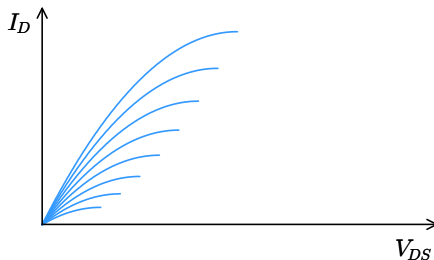
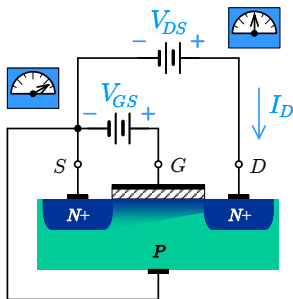
- Para tensões $V_{GS} > 0$, haverá uma acumulação de elétrons logo abaixo do óxido de porta, atraídos pelo potencial elétrico positivo aplicado à placa metálica da porta.
- Quando a tensão V_{GS} supera o limiar V_{th} ($V_{GS} > V_{th}$), o acúmulo de elétrons abaixo da porta é suficientemente grande para inverter o tipo do semiconductor. Essa camada de inversão do tipo N forma um canal para a condução de corrente elétrica entre os terminais de dreno (D) e fonte (S).

Operação Física do MOSFET



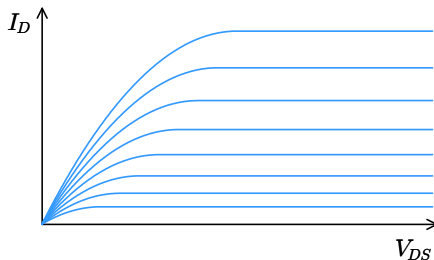
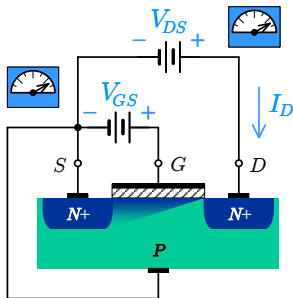
- Neste modo, o MOSFET funcionará como um resistor, cuja resistência é igual à do canal N. Isso faz com que a relação entre I_D e V_{DS} seja aproximadamente linear para pequenos valores de V_{DS} .
- Ao aplicar uma tensão $V_{GS} > V_{th}$ cada vez maior, mais elétrons serão atraídos para o canal de condução.
- O aumento na concentração de elétrons no canal aumenta a condutividade deste, aumentando a derivada da curva característica $I_D \times V_{DS}$ conforme a tensão V_{GS} aumenta.

Operação Física do MOSFET



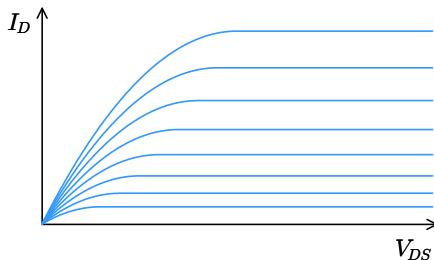
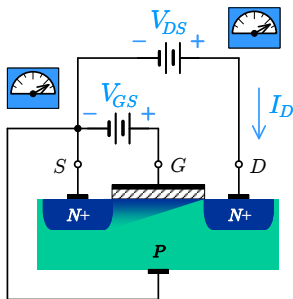
- Ao aumentar a tensão V_{DS} , mantendo $V_{GS} > V_{th}$ constante, a tensão V_{GD} entre os terminais de porta (G) e dreno (D) vai progressivamente sendo reduzida. Com a redução dessa tensão, o canal vai sendo estrangulado nas proximidades da região de dreno.
- Com o estrangulamento do canal, a condutividade deste vai progressivamente sendo reduzida. Isso pode ser verificado com a redução na derivada da curva característica $I_D \times V_{DS}$, conforme a tensão V_{DS} aumenta.

Operação Física do MOSFET



- Aumentando demais a tensão V_{DS} , chega-se ao ponto em que a tensão $V_{GD} \leq V_{th}$, estrangulando completamente o canal nas proximidades da região de dreno.
- A partir desse ponto, a derivada da curva característica $I_D \times V_{DS}$ se anula, mas o enorme campo elétrico na região estrangulada mantém a corrente elétrica saturada em um valor limite.

Operação Física do MOSFET



- Os valores da tensão V_{DS} em que o canal está estrangulado nas proximidades do dreno são:

$$V_{GD} \leq V_{th} \quad \therefore \quad V_G - V_D \leq V_{th}$$

$$V_G - V_S - (V_D - V_S) \leq V_{th} \quad \therefore \quad V_{GS} - V_{DS} \leq V_{th}$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$$

Modos de Operação do MOSFET

De acordo com a operação física do MOSFET, identificamos três modos de operação:

Modos de Operação do MOSFET

De acordo com a operação física do MOSFET, identificamos três modos de operação:

Modo de Corte

Quando temos $V_{GS} \leq V_{th}$, o canal não estará completamente formado e teremos $I_D \approx 0$, independentemente da tensão V_{DS} . Nesse modo de operação, o MOSFET opera como um circuito aberto.

Modos de Operação do MOSFET

De acordo com a operação física do MOSFET, identificamos três modos de operação:

Modo de Corte

Quando temos $V_{GS} \leq V_{th}$, o canal não estará completamente formado e teremos $I_D \approx 0$, independentemente da tensão V_{DS} . Nesse modo de operação, o MOSFET opera como um circuito aberto.

Modo de Triodo

Quando temos $V_{GS} > V_{th}$, o canal estará formado e teremos $I_D \neq 0$. Nesse modo de operação, o MOSFET opera como um resistor controlado pela tensão V_{GS} . Para isso acontecer, devemos ter $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ para que o canal não esteja estrangulado nas proximidades do dreno.

Modos de Operação do MOSFET

De acordo com a operação física do MOSFET, identificamos três modos de operação:

Modo de Corte

Quando temos $V_{GS} \leq V_{th}$, o canal não estará completamente formado e teremos $I_D \approx 0$, independentemente da tensão V_{DS} . Nesse modo de operação, o MOSFET opera como um circuito aberto.

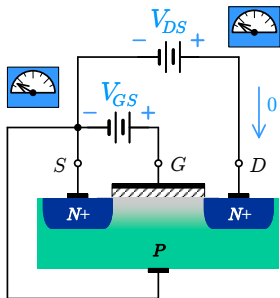
Modo de Triodo

Quando temos $V_{GS} > V_{th}$, o canal estará formado e teremos $I_D \neq 0$. Nesse modo de operação, o MOSFET opera como um resistor controlado pela tensão V_{GS} . Para isso acontecer, devemos ter $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ para que o canal não esteja estrangulado nas proximidades do dreno.

Modo de Saturação

Nesse modo de operação, também teremos $V_{GS} > V_{th}$, para que o canal esteja formado e $I_D \neq 0$. Entretanto, nesse modo de operação, a corrente I_D estará saturada em um valor limite em virtude do estrangulamento do canal nas proximidades do terminal de dreno. Para isso acontecer, deveremos ter $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$.

Modo de Corte



Condição de Operação e Modelo Matemático

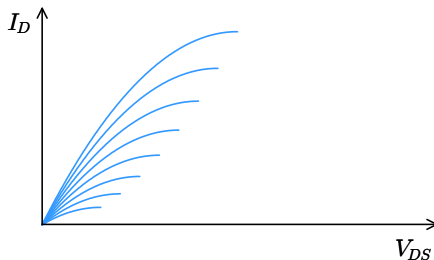
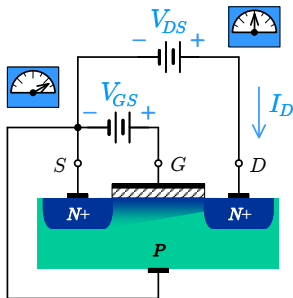
$$0 < V_{GS} \leq V_{th}$$

Sem a formação de um canal entre as regiões de dreno e fonte, teremos:

$$I_D = 0,$$

independentemente da tensão V_{DS} .

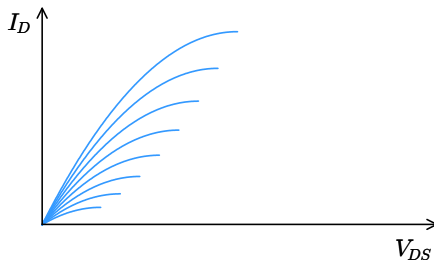
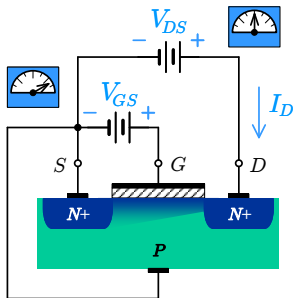
Modo de Triodo



Condições de Operação

$$\begin{cases} V_{GS} \geq V_{th} \\ V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \end{cases}$$

Modo de Triodo



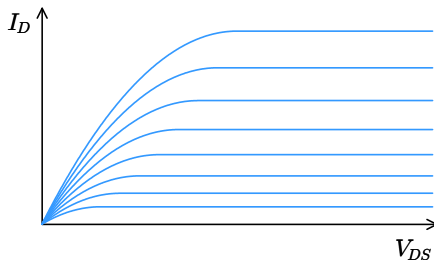
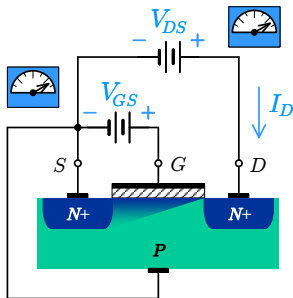
Modelo Matemático de Primeira Ordem

A corrente de dreno no MOSFET é dada por:

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

onde k_N é o parâmetro de transcondutância do MOSFET.

Modo de Saturação



Condições de Operação

$$\begin{cases} V_{GS} \geq V_{th} \\ V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th} \end{cases}$$

Com o estrangulamento do canal nas proximidades do terminal de dreno, a corrente I_D satura no valor limite atingido no ponto onde o MOSFET muda de operação do modo de triodo para o modo de saturação.

Modo de Saturação

- O valor de saturação da corrente I_D é atingido quando o MOSFET, operando no modo de triodo, atinge o limiar $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$.

Modo de Saturação

- O valor de saturação da corrente I_D é atingido quando o MOSFET, operando no modo de triodo, atinge o limiar $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$.
- Assim, substituindo esse valor de V_{DS} em:

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

Modo de Saturação

- O valor de saturação da corrente I_D é atingido quando o MOSFET, operando no modo de triodo, atinge o limiar $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$.
- Assim, substituindo esse valor de V_{DS} em:

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) \cdot (V_{GS} - V_{th}) - \frac{1}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 \right]$$

Modo de Saturação

- O valor de saturação da corrente I_D é atingido quando o MOSFET, operando no modo de triodo, atinge o limiar $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$.
- Assim, substituindo esse valor de V_{DS} em:

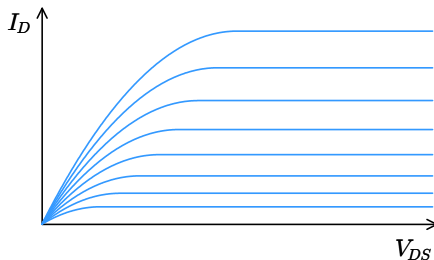
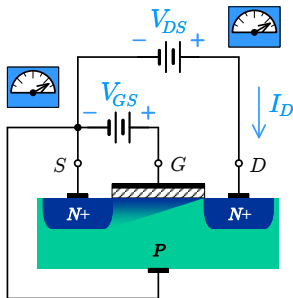
$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) \cdot (V_{GS} - V_{th}) - \frac{1}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 \right]$$

- Obteremos o modelo matemático do MOSFET no modo de saturação:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

Modo de Saturação

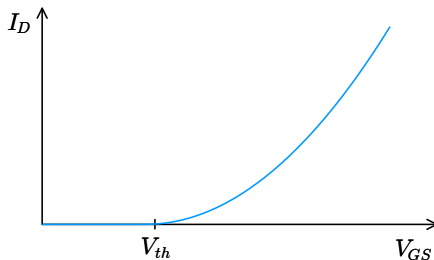
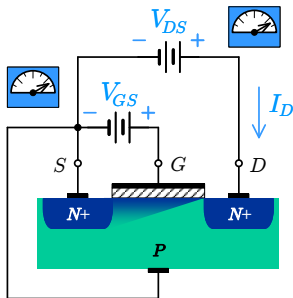


Modelo Matemático de Primeira Ordem

Na saturação, a corrente de dreno do MOSFET é dada por:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

Modo de Saturação



Modelo Matemático de Primeira Ordem

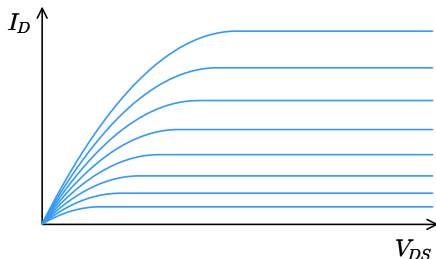
Na saturação, a corrente de dreno do MOSFET é dada por:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

Curvas Características do MOSFET

- A transição entre o modo de triodo e o modo de saturação acontece quando $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$. Nessa situação, a corrente I_D satura em:

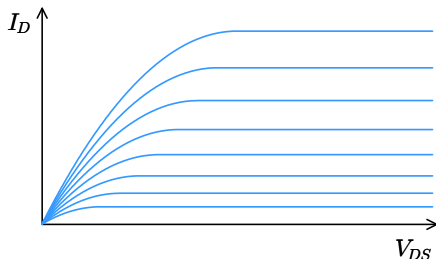
$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$



Curvas Características do MOSFET

- A transição entre o modo de triodo e o modo de saturação acontece quando $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$. Nessa situação, a corrente I_D satura em:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$



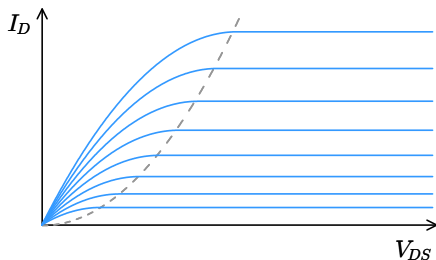
- Assim, substituindo $V_{GS} = V_{DS} + V_{th}$ na equação da corrente de saturação I_D , obteremos a curva que define a fronteira entre os modos de triodo e de saturação no gráfico $I_D \times V_{DS}$:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{DS} + V_{th} - V_{th})^2$$

Curvas Características do MOSFET

- A transição entre o modo de triodo e o modo de saturação acontece quando $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$. Nessa situação, a corrente I_D satura em:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$



- Assim, substituindo $V_{GS} = V_{DS} + V_{th}$ na equação da corrente de saturação I_D , obteremos a curva que define a fronteira entre os modos de triodo e de saturação no gráfico $I_D \times V_{DS}$:

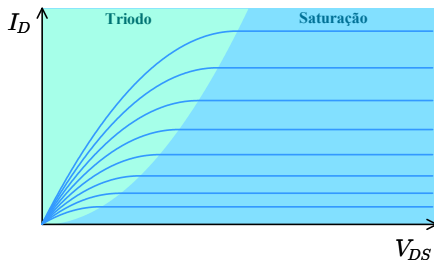
$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{DS} + V_{th} - V_{th})^2$$

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} V_{DS}^2$$

Curvas Características do MOSFET

- A transição entre o modo de triodo e o modo de saturação acontece quando $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$. Nessa situação, a corrente I_D satura em:

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$



- Assim, substituindo $V_{GS} = V_{DS} + V_{th}$ na equação da corrente de saturação I_D , obteremos a curva que define a fronteira entre os modos de triodo e de saturação no gráfico $I_D \times V_{DS}$:

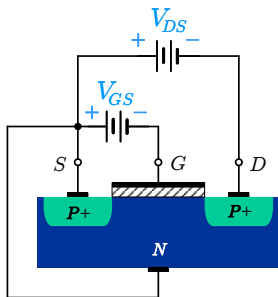
$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{DS} + V_{th} - V_{th})^2$$

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} V_{DS}^2$$

Agenda da Aula - Capítulo 06

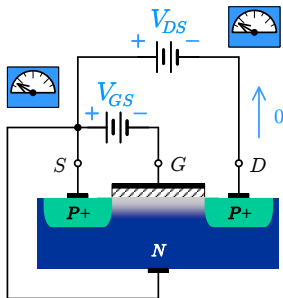
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal N
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal P
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- MOSFET de Potência
- Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

Operação Física do MOSFET de Canal P



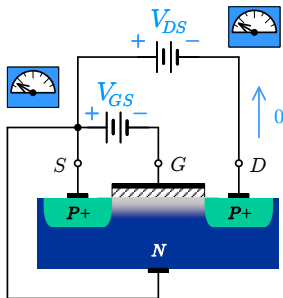
- Em um MOSFET de canal P as junções PN também devem estar sempre despolarizadas ou polarizadas reversamente. Por essa razão, o substrato/corpo do MOSFET de canal P deverá ser conectado ao terminal de maior tensão (Fonte).
- Em um MOSFET de canal P, deveremos ter $V_{GS} < 0$ para que os buracos sejam atraídos pela placa de porta e haver a formação do canal entre dreno e fonte.
- Por convenção, em um MOSFET de canal P, deveremos ter $V_{DS} < 0$.

Operação Física do MOSFET de Canal P



- Como o MOSFET de canal P necessita de uma tensão $V_{GS} < 0$ para a formação de um canal, então a tensão de limiar V_{th} para este transistor também deverá ser negativa.
- Para uma tensão $V_{th} \leq V_{GS} < 0$, não há a formação de uma camada de inversão logo abaixo do óxido de porta. Portanto, as junções PN reversamente polarizadas impedirão a circulação de corrente entre dreno (D) e fonte (S) para qualquer valor da tensão V_{DS} .

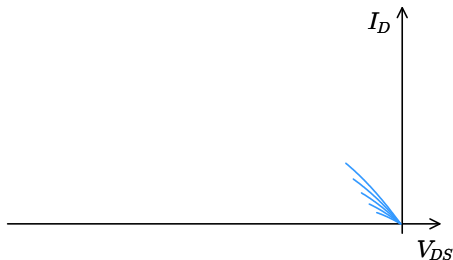
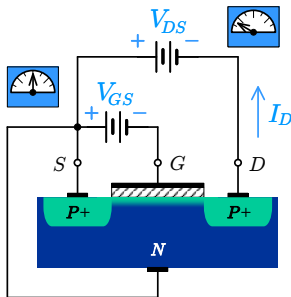
Operação Física do MOSFET de Canal P



- Nesse caso, o MOSFET de canal P estará operando no modo de corte e teremos:

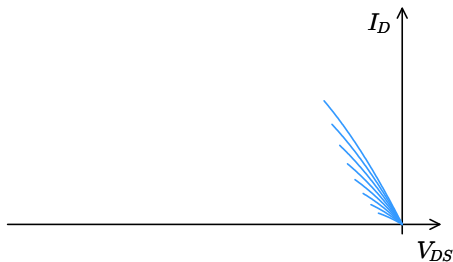
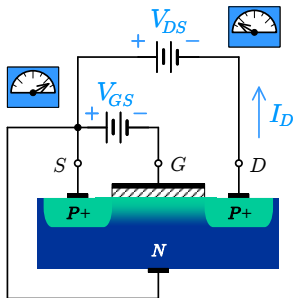
$$I_D \approx 0$$

Operação Física do MOSFET de Canal P



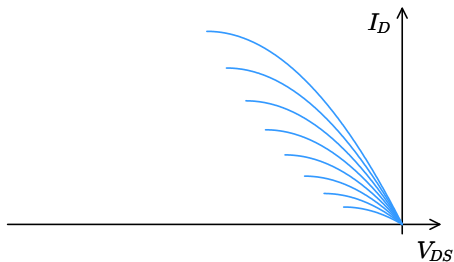
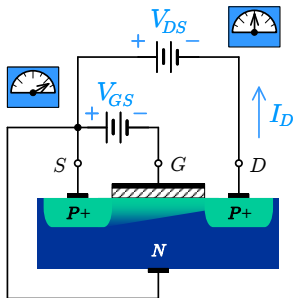
- Para tensões $V_{GS} < V_{th} < 0$, haverá a formação de uma camada de inversão tipo P logo abaixo do óxido de porta.
- Essa camada de inversão forma um canal que permite a condução de corrente elétrica entre os terminais de dreno (D) e fonte (S).
- Desse modo, o MOSFET funcionará como um resistor, cuja resistência é igual à do canal P. Isso faz com que a relação entre I_D e V_{DS} seja aproximadamente linear para pequenos valores de V_{DS} .

Operação Física do MOSFET de Canal P



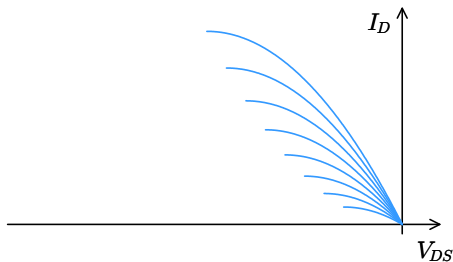
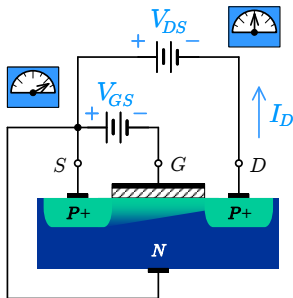
- Ao aplicar uma tensão $V_{GS} < V_{th} < 0$ cada vez maior em módulo (valor absoluto), mais buracos serão atraídos para o canal de condução.
- O aumento na concentração de buracos no canal aumenta a condutividade deste, aumentando a derivada da curva característica $I_D \times V_{DS}$ conforme a tensão V_{GS} aumenta.

Operação Física do MOSFET de Canal P



- Ao aumentar o módulo a tensão $V_{DS} < 0$, mantendo $V_{GS} < V_{th} < 0$ constante, o módulo da tensão V_{GD} entre os terminais de porta (G) e dreno (D) vai progressivamente diminuindo. Com a redução dessa tensão, o canal vai sendo estrangulado nas proximidades da região de dreno.
- Com o estrangulamento do canal, a condutividade deste vai progressivamente sendo reduzida. Isso pode ser verificado com a redução na derivada da curva característica $I_D \times V_{DS}$, conforme a tensão $|V_{DS}|$ aumenta.

Operação Física do MOSFET de Canal P

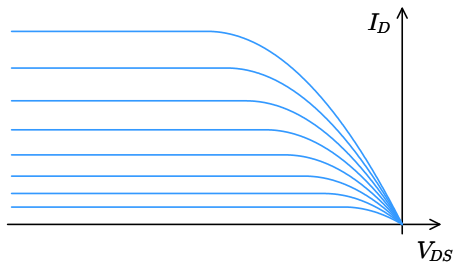
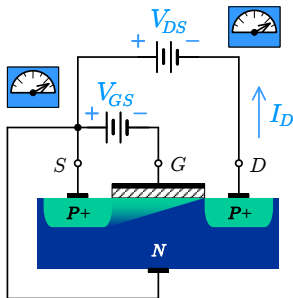


- Assim, no modo de triodo, a corrente de dreno I_D no MOSFET de canal P também será dada por:

$$I_D = k_P \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

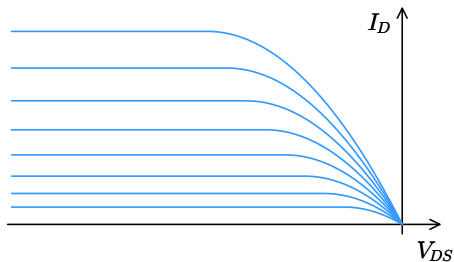
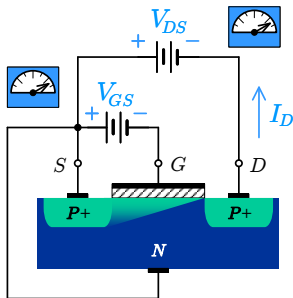
- Normalmente, em circuitos integrados CMOS, temos $k_N \approx 3 \cdot k_P$.

Operação Física do MOSFET de Canal P



- Aumentando demais $|V_{DS}|$, chega-se ao ponto em que a tensão $V_{GD} \geq V_{th}$, estrangulando completamente o canal nas proximidades da região de dreno.
- A partir desse ponto, a derivada da curva característica $I_D \times V_{DS}$ se anula, mas o enorme campo elétrico na região estrangulada mantém a corrente elétrica saturada em um valor limite.

Operação Física do MOSFET de Canal P



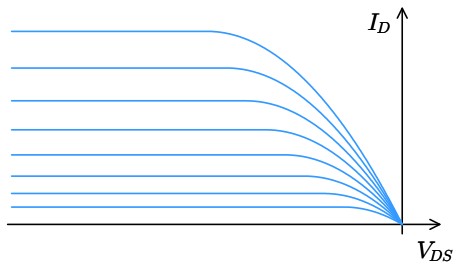
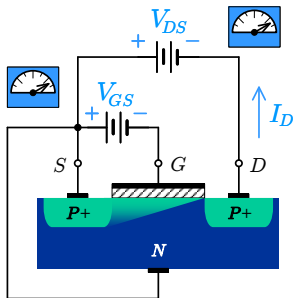
- Os valores da tensão V_{DS} em que o canal está estrangulado nas proximidades do dreno são:

$$V_{GD} \geq V_{th} \quad \therefore \quad V_G - V_D \geq V_{th}$$

$$V_G - V_S - (V_D - V_S) \geq V_{th} \quad \therefore \quad V_{GS} - V_{DS} \geq V_{th}$$

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th}$$

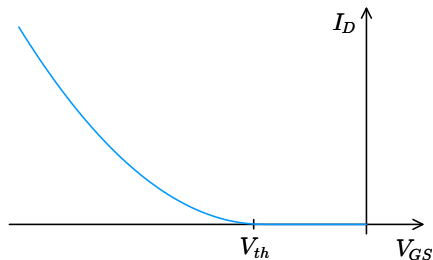
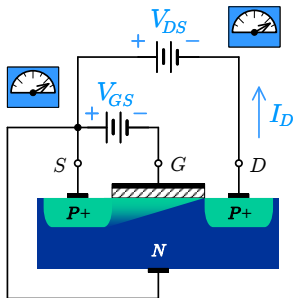
Operação Física do MOSFET de Canal P



- Assim, no modo de saturação, a corrente de dreno I_D no MOSFET de canal P também será dada por:

$$I_D = \frac{1}{2} k_P \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

Operação Física do MOSFET de Canal P

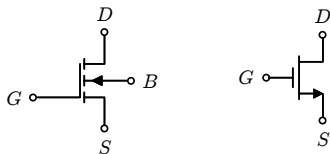


- Assim, no modo de saturação, a corrente de dreno I_D no MOSFET de canal P também será dada por:

$$I_D = \frac{1}{2} k_P \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

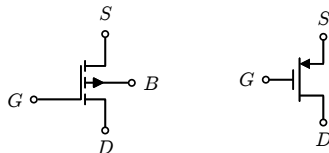
Resumo - Modo de Corte

MOSFET de Canal N



$$\begin{cases} 0 < V_{GS} \leq V_{th} \\ \forall V_{DS} > 0 \end{cases}$$

MOSFET de Canal P



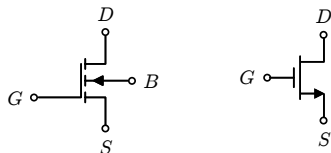
$$\begin{cases} V_{th} \leq V_{GS} < 0 \\ \forall V_{DS} < 0 \end{cases}$$

Corrente de Dreno no Modo de Corte

$$I_D \approx 0$$

Resumo - Modo de Triodo

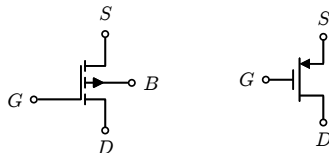
MOSFET de Canal N



$$\begin{cases} 0 < V_{th} < V_{GS} \\ V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \end{cases}$$

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

MOSFET de Canal P

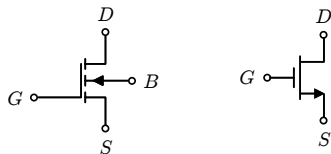


$$\begin{cases} V_{GS} < V_{th} < 0 \\ V_{DS} > V_{GS} - V_{th} \end{cases}$$

$$I_D = k_P \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

Resumo - Modo de Saturação

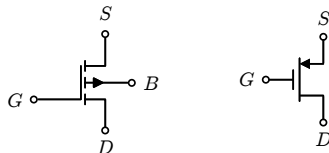
MOSFET de Canal N



$$\begin{cases} 0 < V_{th} < V_{GS} \\ V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th} \end{cases}$$

$$I_D = \frac{1}{2} k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

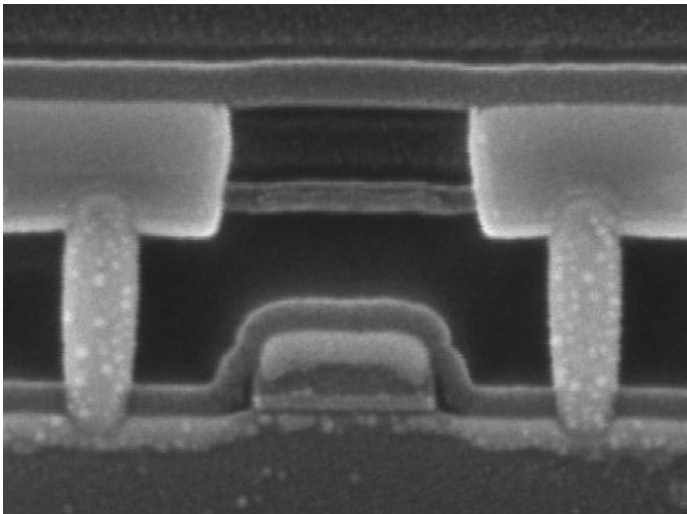
MOSFET de Canal P



$$\begin{cases} V_{GS} < V_{th} < 0 \\ V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th} \end{cases}$$

$$I_D = \frac{1}{2} k_P \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

MOSFET em Circuito Integrado



Agenda da Aula - Capítulo 06

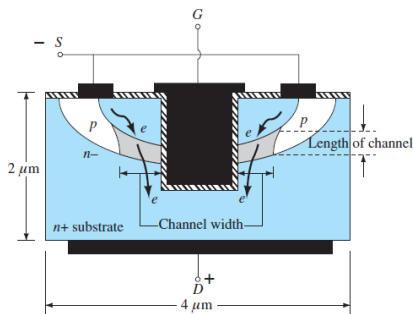
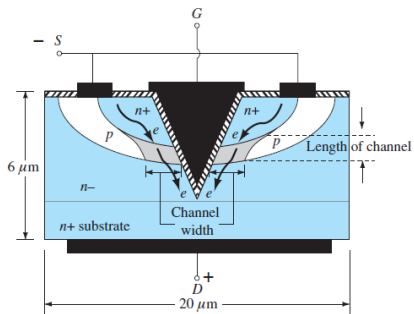
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal N
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal P
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- MOSFET de Potência
- Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

MOSFET de Potência

- A principal desvantagem do típico MOSFET planar apresentado aqui está na pouca capacidade de lidar com elevadas correntes elétricas (tipicamente da ordem de miliampères).

MOSFET de Potência

- A principal desvantagem do típico MOSFET planar apresentado aqui está na pouca capacidade de lidar com elevadas correntes elétricas (tipicamente da ordem de miliampères).
- Com o objetivo de produzir dispositivos adequados para operarem como chave em circuitos de potência, foram desenvolvidos os MOSFETs em V (VMOS) e em U (UMOS):



MOSFET de Potência

- MOSFETs possuem características que os tornam mais vantajosos para exercer a função de chaveamento em circuitos digitais e de potência:
 - Corrente de porta nula
 - Coeficiente de Temperatura negativo, que garante estabilidade térmica
 - Simetria entre os terminais de dreno e de fonte

MOSFET de Potência

- MOSFETs possuem características que os tornam mais vantajosos para exercer a função de chaveamento em circuitos digitais e de potência:
 - Corrente de porta nula
 - Coeficiente de Temperatura negativo, que garante estabilidade térmica
 - Simetria entre os terminais de dreno e de fonte
- A Resistência R_{DS} é um importante parâmetro do MOSFET de Potência, pois ela tem influência direta sobre a eficiência do circuito.

MOSFET de Potência

- MOSFETs possuem características que os tornam mais vantajosos para exercer a função de chaveamento em circuitos digitais e de potência:
 - Corrente de porta nula
 - Coeficiente de Temperatura negativo, que garante estabilidade térmica
 - Simetria entre os terminais de dreno e de fonte
- A Resistência R_{DS} é um importante parâmetro do MOSFET de Potência, pois ela têm influência direta sobre a eficiência do circuito.
- Quando operando como uma chave fechada no modo de triodo, a tensão V_{DS} será muito pequena. Assim:

$$I_D = k_N \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

MOSFET de Potência

- MOSFETs possuem características que os tornam mais vantajosos para exercer a função de chaveamento em circuitos digitais e de potência:
 - Corrente de porta nula
 - Coeficiente de Temperatura negativo, que garante estabilidade térmica
 - Simetria entre os terminais de dreno e de fonte
- A Resistência R_{DS} é um importante parâmetro do MOSFET de Potência, pois ela têm influência direta sobre a eficiência do circuito.
- Quando operando como uma chave fechada no modo de triodo, a tensão V_{DS} será muito pequena. Assim:

$$I_D \approx k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

MOSFET de Potência

- MOSFETs possuem características que os tornam mais vantajosos para exercer a função de chaveamento em circuitos digitais e de potência:
 - Corrente de porta nula
 - Coeficiente de Temperatura negativo, que garante estabilidade térmica
 - Simetria entre os terminais de dreno e de fonte
- A Resistência R_{DS} é um importante parâmetro do MOSFET de Potência, pois ela tem influência direta sobre a eficiência do circuito.
- Quando operando como uma chave fechada no modo de triodo, a tensão V_{DS} será muito pequena. Assim:

$$I_D \approx k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{L}{k_N W (V_{GS} - V_{th})}$$

MOSFET de Potência

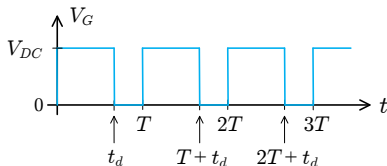
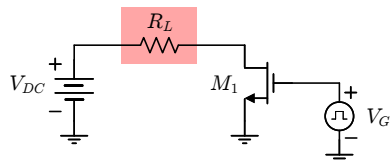
- MOSFETs possuem características que os tornam mais vantajosos para exercer a função de chaveamento em circuitos digitais e de potência:
 - Corrente de porta nula
 - Coeficiente de Temperatura negativo, que garante estabilidade térmica
 - Simetria entre os terminais de dreno e de fonte
- A Resistência R_{DS} é um importante parâmetro do MOSFET de Potência, pois ela tem influência direta sobre a eficiência do circuito.
- Quando operando como uma chave fechada no modo de triodo, a tensão V_{DS} será muito pequena. Assim:

$$I_D \approx k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{L}{k_N W (V_{GS} - V_{th})}$$

- Outro parâmetro muito importante é a capacitância de porta, que tem impacto direto sobre o tempo de chaveamento.

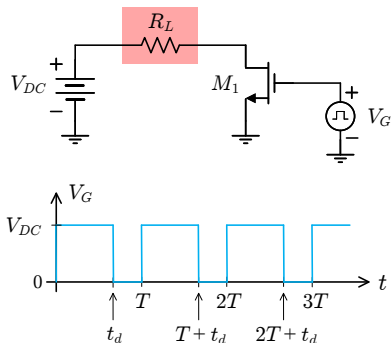
Exemplo de Aplicação: Controle de Potência



- A Potência Média dissipada no resistor de carga R_L para a produção de calor é dada por:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DC} \cdot i_L(t) dt$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

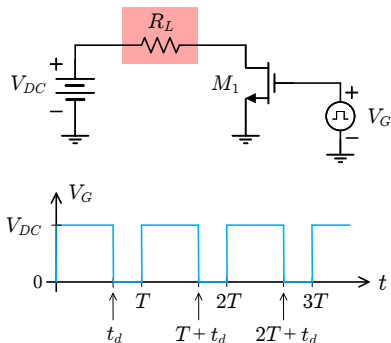


- A Potência Média dissipada no resistor de carga R_L para a produção de calor é dada por:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DC} \cdot i_L(t) dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} V_{DC} \cdot \frac{V_{DC}}{R_L} dt$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência



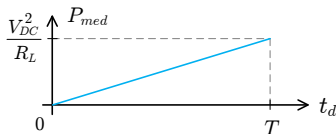
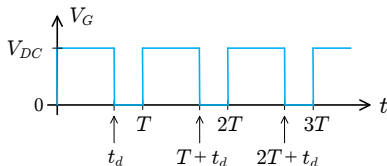
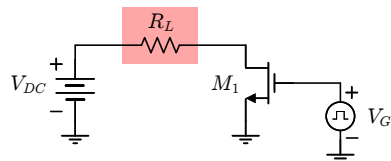
- A Potência Média dissipada no resistor de carga R_L para a produção de calor é dada por:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DC} \cdot i_L(t) dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} V_{DC} \cdot \frac{V_{DC}}{R_L} dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L} (t_d - 0)$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência



- A Potência Média dissipada no resistor de carga R_L para a produção de calor é dada por:

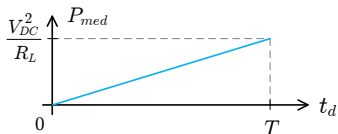
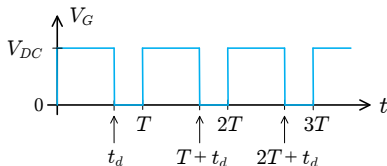
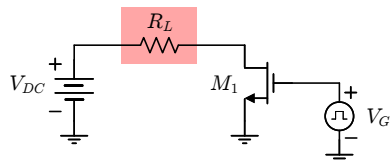
$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DC} \cdot i_L(t) dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} V_{DC} \cdot \frac{V_{DC}}{R_L} dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L} (t_d - 0)$$

$$P_{med} = \frac{t_d}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L}$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência



- A Potência Média dissipada no resistor de carga R_L para a produção de calor é dada por:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DC} \cdot i_L(t) dt$$

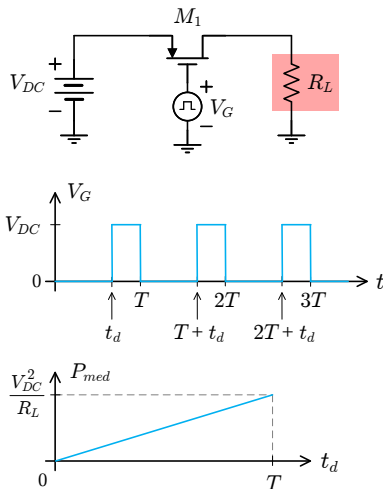
$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} V_{DC} \cdot \frac{V_{DC}}{R_L} dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L} (t_d - 0)$$

$$P_{med} = \frac{t_d}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L}$$

- A Potência Média dissipada na carga R_L pode ser, então, controlada através o ciclo de trabalho (*duty cycle*) t_d do chaveamento do MOSFET M_1 .

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência



- A Potência Média dissipada no resistor de carga R_L para a produção de calor é dada por:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DC} \cdot i_L(t) dt$$

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} V_{DC} \cdot \frac{V_{DC}}{R_L} dt$$

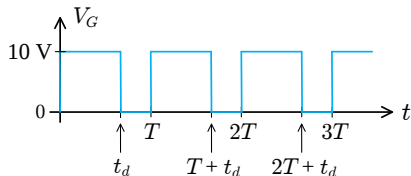
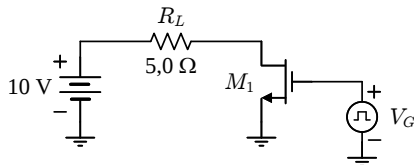
$$P_{med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L} (t_d - 0)$$

$$P_{med} = \frac{t_d}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L}$$

- A Potência Média dissipada na carga R_L pode ser, então, controlada através o ciclo de trabalho (*duty cycle*) t_d do chaveamento do MOSFET M_1 .

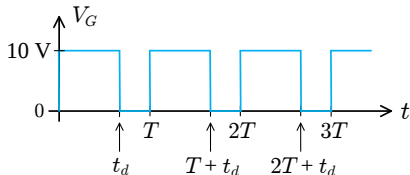
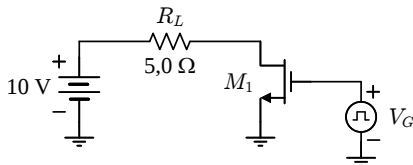
Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

No circuito de controle de potência da figura abaixo, o MOSFET M_1 apresenta os parâmetros $k_N \frac{W}{L} = 250 \text{ mA/V}^2$ e $V_{th} = 2,0 \text{ V}$. Dessa forma, calcule a resistência elétrica equivalente que o transistor M_1 apresentará quando estiver em condução e o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de chaveamento $d = t_d/T$ que precisamos utilizar para obtermos uma dissipação de potência de 15 W na resistência de carga R_L .



Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

No circuito de controle de potência da figura abaixo, o MOSFET M_1 apresenta os parâmetros $k_N \frac{W}{L} = 250 \text{ mA/V}^2$ e $V_{th} = 2,0 \text{ V}$. Dessa forma, calcule a resistência elétrica equivalente que o transistor M_1 apresentará quando estiver em condução e o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de chaveamento $d = t_d/T$ que precisamos utilizar para obtermos uma dissipação de potência de 15 W na resistência de carga R_L .

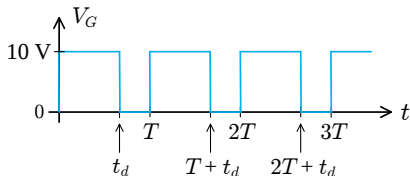
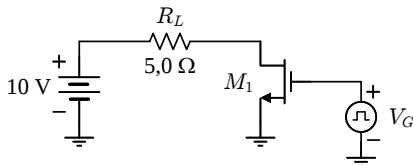


- Cálculo da resistência equivalente:

$$R_{eq} = \frac{L}{k_N W (V_{GS} - V_{th})}$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

No circuito de controle de potência da figura abaixo, o MOSFET M_1 apresenta os parâmetros $k_N \frac{W}{L} = 250 \text{ mA/V}^2$ e $V_{th} = 2,0 \text{ V}$. Dessa forma, calcule a resistência elétrica equivalente que o transistor M_1 apresentará quando estiver em condução e o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de chaveamento $d = t_d/T$ que precisamos utilizar para obtermos uma dissipação de potência de 15 W na resistência de carga R_L .

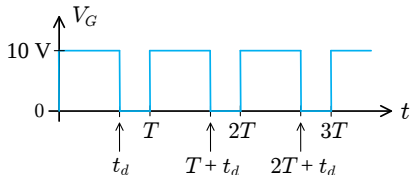
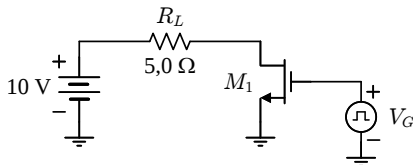


- Cálculo da resistência equivalente:

$$R_{eq} = \frac{1}{k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})}$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

No circuito de controle de potência da figura abaixo, o MOSFET M_1 apresenta os parâmetros $k_N \frac{W}{L} = 250 \text{ mA/V}^2$ e $V_{th} = 2,0 \text{ V}$. Dessa forma, calcule a resistência elétrica equivalente que o transistor M_1 apresentará quando estiver em condução e o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de chaveamento $d = t_d/T$ que precisamos utilizar para obtermos uma dissipação de potência de 15 W na resistência de carga R_L .



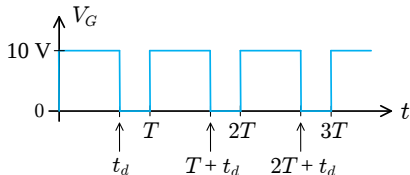
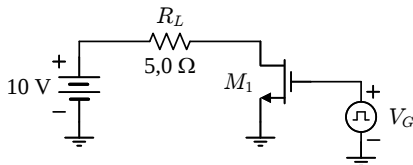
- Cálculo da resistência equivalente:

$$R_{eq} = \frac{1}{k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})}$$

$$R_{eq} = \frac{1}{0,25 \cdot (10 - 2,0)} = 0,5 \Omega$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

No circuito de controle de potência da figura abaixo, o MOSFET M_1 apresenta os parâmetros $k_N \frac{W}{L} = 250 \text{ mA/V}^2$ e $V_{th} = 2,0 \text{ V}$. Dessa forma, calcule a resistência elétrica equivalente que o transistor M_1 apresentará quando estiver em condução e o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de chaveamento $d = t_d/T$ que precisamos utilizar para obtermos uma dissipação de potência de 15 W na resistência de carga R_L .



- Cálculo da resistência equivalente:

$$R_{eq} = \frac{1}{k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})}$$

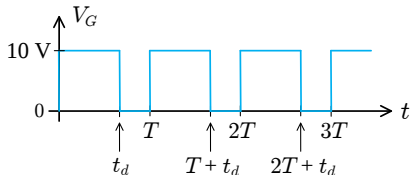
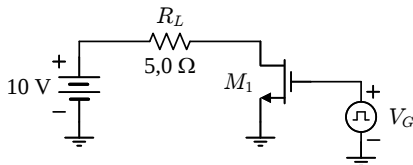
$$R_{eq} = \frac{1}{0,25 \cdot (10 - 2,0)} = 0,5 \Omega$$

- Cálculo do ciclo de trabalho:

$$P_{med} = \frac{t_d}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L}$$

Exemplo de Aplicação: Controle de Potência

No circuito de controle de potência da figura abaixo, o MOSFET M_1 apresenta os parâmetros $k_N \frac{W}{L} = 250 \text{ mA/V}^2$ e $V_{th} = 2,0 \text{ V}$. Dessa forma, calcule a resistência elétrica equivalente que o transistor M_1 apresentará quando estiver em condução e o ciclo de trabalho (*duty cycle*) de chaveamento $d = t_d/T$ que precisamos utilizar para obtermos uma dissipação de potência de 15 W na resistência de carga R_L .



- Cálculo da resistência equivalente:

$$R_{eq} = \frac{1}{k_N \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})}$$

$$R_{eq} = \frac{1}{0,25 \cdot (10 - 2,0)} = 0,5 \Omega$$

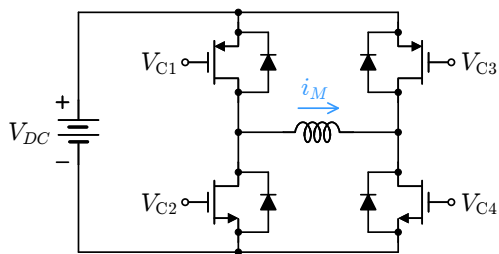
- Cálculo do ciclo de trabalho:

$$P_{med} = \frac{t_d}{T} \cdot \frac{V_{DC}^2}{R_L}$$

$$15 = \frac{t_d}{T} \cdot \frac{10^2}{5,0} \quad \therefore \quad \frac{t_d}{T} = 75\%$$

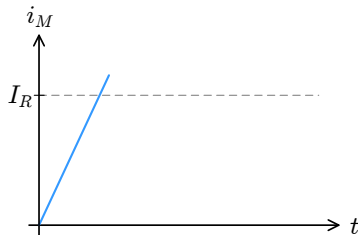
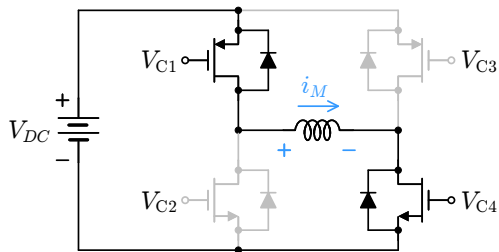
Exemplo de Aplicação: Ponte H

- A Ponte H é um circuito muito utilizado para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos de corrente contínua e alternada.
- No circuito abaixo, está ilustrado o circuito de controle de velocidade de um motor de corrente contínua:



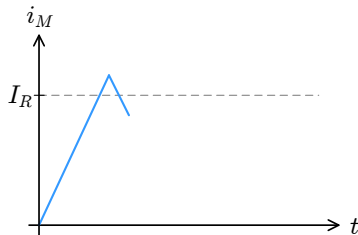
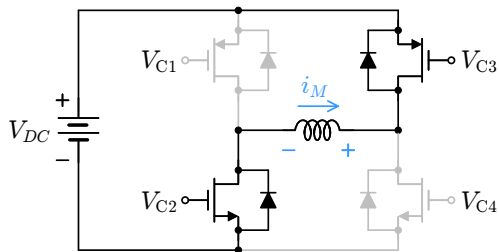
Exemplo de Aplicação: Ponte H

- A Ponte H é um circuito muito utilizado para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos de corrente contínua e alternada.
- No circuito abaixo, está ilustrado o circuito de controle de velocidade de um motor de corrente contínua:



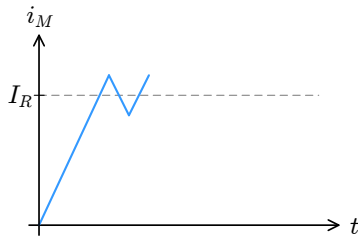
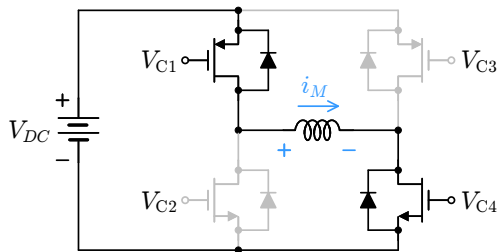
Exemplo de Aplicação: Ponte H

- A Ponte H é um circuito muito utilizado para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos de corrente contínua e alternada.
- No circuito abaixo, está ilustrado o circuito de controle de velocidade de um motor de corrente contínua:



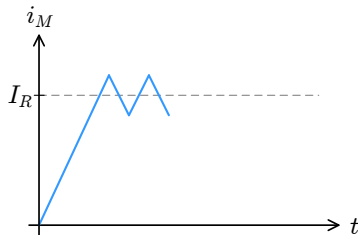
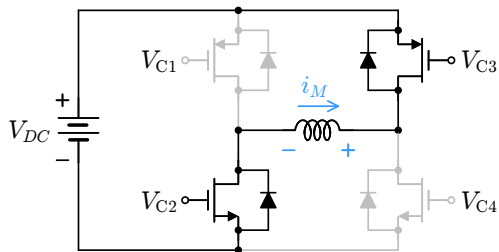
Exemplo de Aplicação: Ponte H

- A Ponte H é um circuito muito utilizado para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos de corrente contínua e alternada.
- No circuito abaixo, está ilustrado o circuito de controle de velocidade de um motor de corrente contínua:



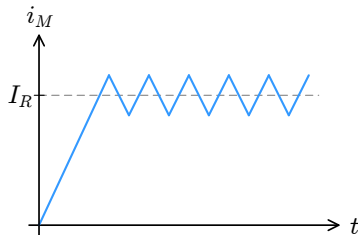
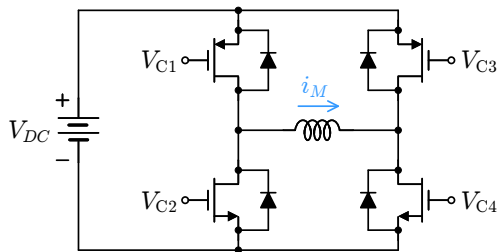
Exemplo de Aplicação: Ponte H

- A Ponte H é um circuito muito utilizado para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos de corrente contínua e alternada.
- No circuito abaixo, está ilustrado o circuito de controle de velocidade de um motor de corrente contínua:



Exemplo de Aplicação: Ponte H

- A Ponte H é um circuito muito utilizado para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos de corrente contínua e alternada.
- No circuito abaixo, está ilustrado o circuito de controle de velocidade de um motor de corrente contínua:

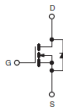


Power MOSFET - IRF740

PRODUCT SUMMARY

V_{DS} (V)	400
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$ 0.55
Q_g (Max.) (nC)	63
Q_{gs} (nC)	9.0
Q_{gd} (nC)	32
Configuration	Single

TO-220AB



N-Channel MOSFET

FEATURES

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC



RoHS*
COMPLIANT

DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

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

ORDERING INFORMATION

Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF740PbF
	SIHF740-E3
SnPb	IRF740
	SIHF740

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V_{DS}	400	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
Continuous Drain Current	I_{DS}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	10
		$T_C = 100^\circ\text{C}$	6.3
Pulsed Drain Current ^a	I_{DM}	40	A
Linear Derating Factor		1.0	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy ^b	E_{AS}	520	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a	I_{AR}	10	A
Repetitive Avalanche Energy ^a	E_{AR}	13	mJ
Maximum Power Dissipation	P_D	125	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c	dV/dt	4.0	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s	300 ^d	°C
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	10	lbf · in
		1.1	N · m

Power MOSFET - IRF740

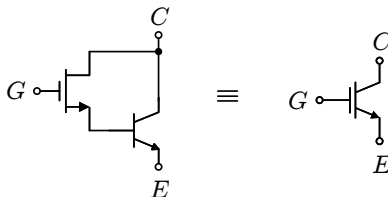
SPECIFICATIONS ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static						
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	400	-	-	V
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{ mA}$	-	0.49	-	V/ $^\circ\text{C}$
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$	-	-	± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 320\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 6.0\text{ A}^b$	-	-	0.55	Ω
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 6.0\text{ A}^b$	5.8	-	-	S
Dynamic						
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V},$ $V_{DS} = 25\text{ V},$ $f = 1.0\text{ MHz, see fig. 5}$	-	1400	-	pF
Output Capacitance	C_{oss}		-	330	-	
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}		-	120	-	
Total Gate Charge	Q_g	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 10\text{ A}, V_{DS} = 320\text{ V},$ see fig. 6 and 13 ^b	-	-	63	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	-	9.0	
Gate-Drain Charge	Q_{gd}		-	-	32	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 200\text{ V}, I_D = 10\text{ A}$ $R_g = 9.1\text{ }\Omega, R_D = 20\text{ }\Omega, \text{ see fig. 10}^b$	-	14	-	ns
Rise Time	t_r		-	27	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	50	-	
Fall Time	t_f		-	24	-	
Internal Drain Inductance	L_D	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S		-	7.5	-	

Agenda da Aula

- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal N
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- Construção e Operação Física do MOSFET de Canal P
 - Operação no Modo de Corte
 - Operação no Modo de Triodo
 - Operação no Modo de Saturação
- MOSFET de Potência
- Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

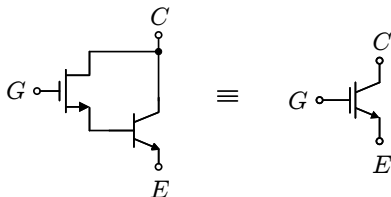
Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

- O dispositivo chamado IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) é, essencialmente, uma combinação de um transistor bipolar de junção e um MOSFET, adequado para exercer a função de chaveamento em circuitos de potência.



Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

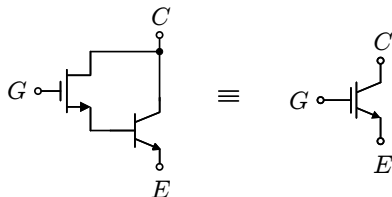
- O dispositivo chamado IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) é, essencialmente, uma combinação de um transistor bipolar de junção e um MOSFET, adequado para exercer a função de chaveamento em circuitos de potência.



- O IGBT tem a vantagem de combinar a capacidade do transistor bipolar de conduzir elevadas correntes elétricas com o acionamento sem corrente de porta do MOSFET.

Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

- O dispositivo chamado IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) é, essencialmente, uma combinação de um transistor bipolar de junção e um MOSFET, adequado para exercer a função de chaveamento em circuitos de potência.



- O IGBT tem a vantagem de combinar a capacidade do transistor bipolar de conduzir elevadas correntes elétricas com o acionamento sem corrente de porta do MOSFET.
- A desvantagem do IGBT em relação aos MOSFETs de potência está no fato de que estes últimos são ligeiramente mais rápidos e, portanto, podem ser usados em circuitos de potência que exigem altas frequências de chaveamento.

Power IGBT

FGY60T120SQDN

Ultra Field Stop IGBT, 1200 V, 60 A

General Description

This Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) features a robust and cost effective Ultra Field Stop Trench construction, and provides superior performance in demanding switching applications, offering both low on-state voltage and minimal switching loss. The IGBT is well suited for UPS and solar applications. Incorporated into the device is a soft and fast co-packaged free wheeling diode with a low forward voltage.

Features

- Extremely Efficient Trench with Field Stop Technology
- Maximum Junction Temperature $T_J = 175^\circ\text{C}$
- Low Saturation Voltage: $V_{CE(sat)} = 1.7\text{ V (Typ.) @ } I_C = 60\text{ A}$
- 100% of the Parts Tested for I_{LM} (Note 1)
- Soft Fast Reverse Recovery Diode
- Optimized for High Speed Switching
- RoHS Compliant

Applications

- Solar Inverter, UPS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Description	Value	Unit
V_{CES}	Collector to Emitter Voltage	1200	V
V_{GES}	Gate to Emitter Voltage	± 25	V
	Transient Gate to Emitter Voltage	± 30	V
I_C	Collector Current @ ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	120	A
	Collector Current @ ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	60	A
$I_{CM}(1)$	Pulsed Collector Current @ ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	240	A
$I_{CM}(2)$	Pulsed Collector Current	240	A
I_F	Diode Forward Current @ ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	120	A
	Diode Forward Current @ ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	60	A
I_{FM}	Pulsed Diode Max. Forward Current	240	A
P_D	Maximum Power Dissipation @ ($T_C = 25^\circ\text{C}$) @ ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	517	W
		259	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	$^\circ\text{C}$



ON Semiconductor®

www.onsemi.com



Power TO247
(TO-247H03)

MARKING DIAGRAM



8Y = ON Semiconductor Logo
8J = Data Code (Year & Week)
8K = Lot
FGY60T120SQDN = Specific Device Code

Power IGBT

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
--------	-----------	----------------	------	------	------	------

OFF CHARACTERISTICS

BV_{CES}	Collector to Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0\text{V}, I_C = 500\text{ }\mu\text{A}$	1200	-	-	V
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0\text{V}$	-	-	400	μA
I_{GES}	G-E Leakage Current	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0\text{V}$	-	-	± 200	nA

ON CHARACTERISTICS

$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 400\text{ }\mu\text{A}, V_{CE} = V_{GE}$	4.5	5.5	6.5	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 60\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	-	1.7	1.95	V
		$I_C = 60\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}, T_C = 175^\circ\text{C}$	-	2.3	-	V

DYNAMIC CHARACTERISTICS

C_{ies}	Input Capacitance	$V_{CE} = 20\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V},$ $f = 1\text{ MHz}$	-	7147	-	pF
C_{oes}	Output Capacitance		-	203	-	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		-	114	-	pF

SWITCHING CHARACTERISTICS

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600\text{ V}, I_C = 60\text{ A}, R_G = 10\text{ }\Omega,$ $V_{GE} = 15\text{ V},$ Inductive Load, $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	52	-	ns
t_r	Rise Time		-	84	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	296	-	ns
t_f	Fall Time		-	56	-	ns
E_{on}	Turn-On Switching Loss		-	5.15	-	mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss		-	1.82	-	mJ
E_{ts}	Total Switching Loss		-	6.97	-	mJ