

## Contents

1	Simulatie in PSPICE.....	1
2	LDMOS parameters.....	1
3	Voornaamste formules voor een LDMOS transistor.....	3

# PSPICE parameters uit DATA-sheets

---

## 1 Simulatie in PSPICE

Wanneer we een elektronisch schema willen bouwen is het wenselijk dat we dit schema eerst kunnen simuleren op een computer programma zoals PSPICE.

Maar meestal zijn de PSPICE modellen voor BJT transistoren en LDMOS transistoren zeer beperkt. Gelukkig kunnen we de parameters van wel beschikbare componenten aanpassen voor de componenten die we willen gebruiken door de parameters van de bestaande elementen aan te passen. Daarvoor moeten we een LDMOS of BJT transistor aanklikken en met edit-PSPICE-Model de nodige parameters overschrijven.

Maar hoe weten we hoe we de verschillende parameters moeten invullen wanneer we alleen maar DATA-sheets van de component, die we wensen te gebruiken, kunnen raadplegen?

## 2 LDMOS parameters.

In dit document wil ik me beperken tot de LDMOS die zeer geschikt is voor het ontwerpen van HF-oscillatoren, kleine vermogen zender versterker tot over de 100 Mhz, en vele andere schakelingen.

(en als voorbeeld neem ik een BS170 LDMOS, die een kleine RF transistor is, die twee watt vermogen kan uitzenden, en bijzonder kleine input en output capaciteiten heeft).

De DATA-sheet is afgebeeld in de volgende drie figuren en is een typische data sheet van een LDMOS transistor.

**TMOS FET Switching**  
N-Channel — Enhancement

**BS170**



**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	60	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 20$	Vdc
— Continuous	$V_{GSM}$	$\pm 40$	Vpk
— Non-repetitive ( $t_p \leq 50 \mu s$ )			
Drain Current <sup>(1)</sup>	$I_D$	0.5	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	350	mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ C$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Gate Reverse Current ( $V_{GS} = 15 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$ )	$I_{GSS}$	—	0.01	10	nAdc
Drain-Source Breakdown Voltage ( $V_{GS} = 0, I_D = 100 \mu \text{Adc}$ )	$V_{(BR)DS}$	60	90	—	Vdc
<b>ON CHARACTERISTICS(2)</b>					
Gate Threshold Voltage ( $V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1.0 \text{ mAdc}$ )	$V_{GS(Th)}$	0.8	2.0	3.0	Vdc
Static Drain-Source On Resistance ( $V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 200 \text{ mAdc}$ )	$r_{DS(on)}$	—	1.8	5.0	$\Omega$
Drain Cutoff Current ( $V_{DS} = 25 \text{ Vdc}, V_{GS} = 0 \text{ Vdc}$ )	$I_{D(off)}$	—	—	0.5	$\mu A$
Forward Transconductance ( $V_{DS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 250 \text{ mAdc}$ )	$g_{fs}$	—	200	—	mmhos
<b>SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Input Capacitance ( $V_{DS} = 10 \text{ Vdc}, V_{GS} = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{iss}$	—	—	60	pF
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS</b>					
Turn-On Time ( $I_D = 0.2 \text{ Adc}$ ) See Figure 1	$t_{on}$	—	4.0	10	ns
Turn-Off Time ( $I_D = 0.2 \text{ Adc}$ ) See Figure 1	$t_{off}$	—	4.0	10	ns

1. The Power Dissipation of the package may result in a lower continuous drain current.  
2. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 500 \mu s$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

Figure 1

RESISTIVE SWITCHING

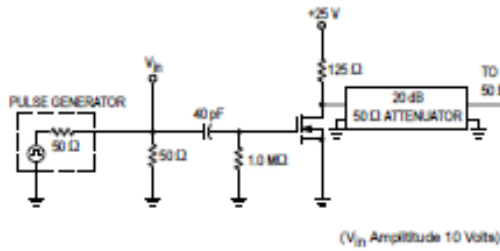


Figure 1. Switching Test Circuit

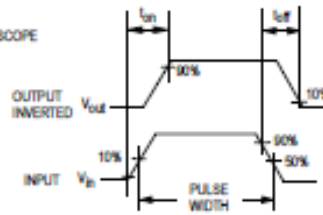


Figure 2. Switching Waveforms

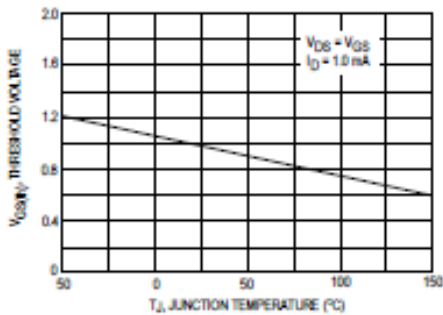


Figure 3.  $V_{GS(th)}$  Normalized versus Temperature

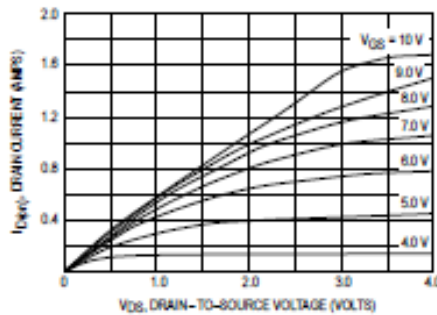


Figure 4. On-Region Characteristics

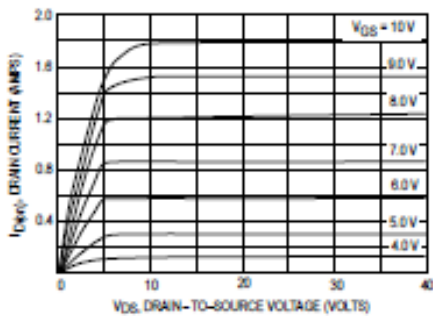


Figure 5. Output Characteristics

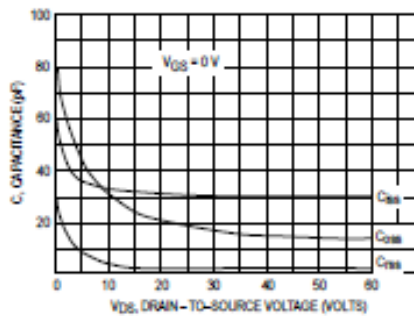


Figure 6. Capacitance versus Drain-To-Source Voltage

Figuur 1

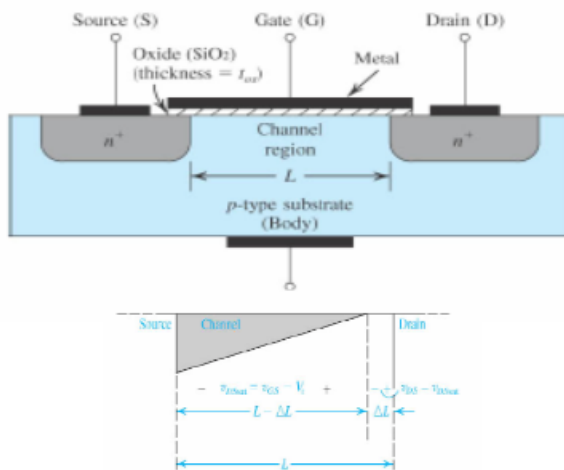
### 3 Voornaamste formules voor een LDMOS transistor.

Een eenvoudige maar toch duidelijk schema van het innerlijke van een LDMOS is afgebeeld in Figuur 2

De  $W$  richting is dus de breedte van de oppervlakte boven de  $L$ , zodanig dat  $W \cdot L$  de oppervlakte is van het Gate metaal en de "channel region" en dus in grote mate verantwoordelijk is voor de capaciteit tussen Source en Gate. Maar wat ook duidelijk is dat hoe breder  $W$  is en dunner  $L$  men meer stroom kan laten vloeien van Source naar Drain.

## Lect. 8: MOSFET Simulation

### Why? Channel length modulation



In saturation,  $v_{DS}$  increase causes reduction in actual channel length.

$$\begin{aligned}
 i_D &= \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \\
 &\Rightarrow \frac{1}{2} k' \frac{W}{L - \Delta L(v_{DS})} (v_{GS} - V_t)^2 \\
 &= \frac{1}{2} k' \frac{W}{L(1 - \frac{\Delta L(v_{DS})}{L})} (v_{GS} - V_t)^2 \\
 &= \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (1 + \frac{\Delta L(v_{DS})}{L}) (v_{GS} - V_t)^2 \\
 \text{Assuming } \frac{\Delta L(v_{DS})}{L} &= \lambda \cdot v_{DS} \\
 i_D &= \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (1 + \lambda \cdot v_{DS}) (v_{GS} - V_t)^2
 \end{aligned}$$

Figuur 2

De voornaamste formule die de relatie geeft tussen de Drain stroom en de Gate spanning, en dus een indicatie geeft over de versterking van een LDMOS is de volgende:

$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2$  (1) in verzadiging gebied en is van de vorm  $y = a \cdot x^2$  en dit is een rechte lijn als  $V_{th}$  vastliggen, maar in functie van  $V_{GS}$  is dit van de vorm  $y = a \cdot x^2$

waarin  $K = \frac{k_p W}{2 L}$  (2)

Hierin is  $I_D$  de stroom tussen Drain (D) en Source (S),  $V_{GS}$  de spanning tussen Gate (G) en Source (S) en  $V_{th}$  de "Threshold" spanning. Dit is de drempel spanning waaronder de LDMOS niet meer in geleiding komt.

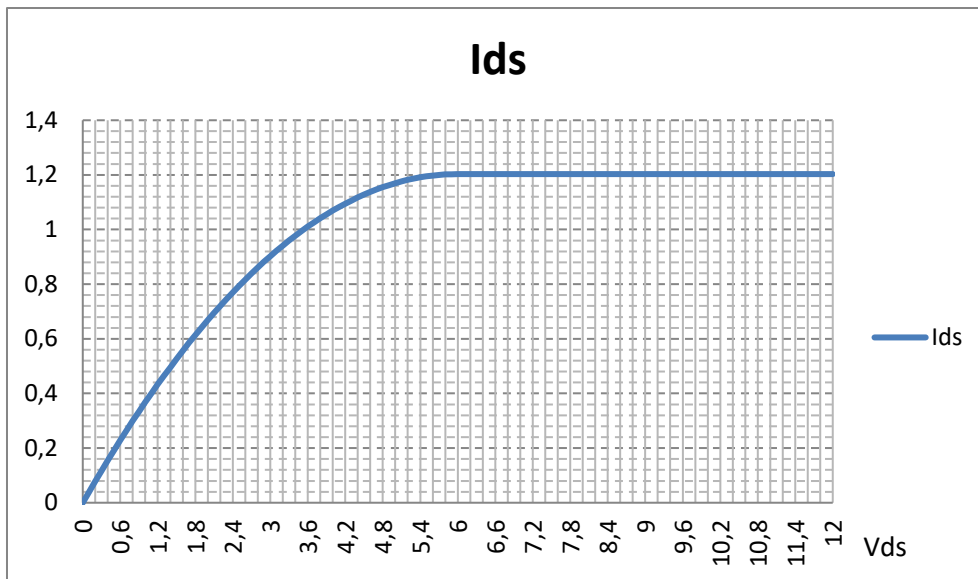
Maar zolang de LDMOS nog in het actieve gebied is volgt deze de volgende formule:

$I_{DS} = K \cdot V_{DS} [2 \cdot (V_{GS} - V_{th}) - V_{DS}]$  (3) en dit is van de vorm  $y = a \cdot x - x^2$  wat (tot  $I_{DSsat}$ ) een parabool vorm heeft.

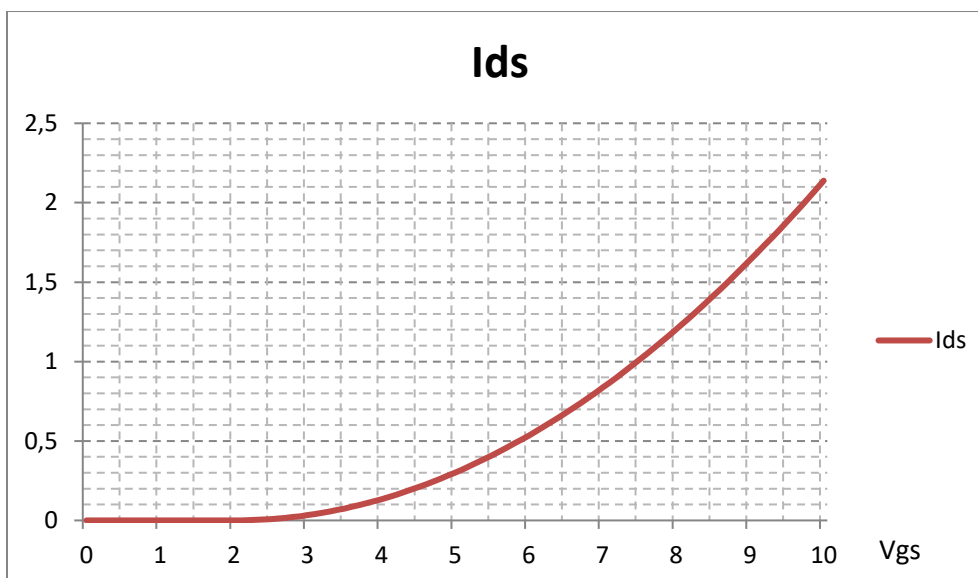
In een EXEL sheet heb ik deze twee grafieken getekend voor een welbepaalde  $V_{GS}$  en  $V_{th}$  zoals te zien is in Figuur 3 en Figuur 4.

Vele documenten en vele boeken zijn er op het internet te vinden die hetzij op een eenvoudige of anders op een zeer ingewikkelde manier uitleggen hoe men aan die formules komt.

$K_p, W, L$  zijn drie parameters die we moeten invullen in PSpiceModel om de LDMOS juist te simuleren.



Figuur 3



Figuur 4

Nu is  $K_p = U_o \cdot C_{ox}$  waarin  $C_{ox} = (\epsilon_o \cdot \epsilon_r) / T_{ox}$  En hierin zijn  $U_o, \epsilon_o, \epsilon_r$  en  $T_{ox}$  materiaal constanten die naargelang de producent verschillend kunnen zijn maar algemeen genomen kunnen we aannemen dat  $\epsilon_o = 5.584 \cdot 10^{-12} \left[ \frac{F}{m} \right]$  (Capaciteit per meter) en  $\epsilon_r = 3.9$  relatieve constante ten opzichte van lucht en  $T_{ox} = 500 \cdot 10^{-10} [m]$  de diepte van de geleidbaarheid, en  $U_o = 300 \left[ \frac{cm^2}{V \cdot s} \right]$  de geleidbaarheid door een bepaalde oppervlakte ten overstaan van een spanning gedurende 1 seconde. Het is wat ingewikkeld al deze termen maar ze zijn bruikbaar en dat is het voornaamste.

Deze twee laatste termen  $T_{ox} = 500 \cdot 10^{-10} [m]$  en  $U_o = 300 \left[ \frac{cm^2}{V \cdot s} \right]$  zijn veranderlijke gegevens afhankelijk van de aard van de LDMOS, met andere woorden de waarde 500 en 300 kunnen andere waarden zijn. Maar wat wel kan gezegd worden is dat  $L$ , de effectieve lengte van de LDMOS, alleen afhankelijk is van de geleidbaarheid  $U_o = 300 \left[ \frac{cm^2}{V \cdot s} \right]$  en  $K$ . Maar  $W$  afhankelijk is van  $L, Cox$  en  $Tox$ .

Uit de grafiek kunnen we  $K$  berekenen namelijk uit formule (1) blijkt dat  $K = 2 * I_D / (V_{gs} - V_{TH})^2$  en in ons voorbeeld  $V_{TH} = 2[V]$  bekomen we dat  $K = 2 \cdot \frac{1.2[A]}{(8-2)^2[V]^2} = \frac{1.2[A]}{36[V]^2} = 0.033 \frac{[A]}{[V]^2}$ .

Voor een nauwkeuriger berekening van  $K$  kan men ook te werk gaan als volgt: veronderstel dat we in saturatie twee punten kunnen bepalen uit onze grafiek zoals afgebeeld in Figuur 1. Bijvoorbeeld Bij  $I_{D1} = 1.2A$  behoort een  $V_{gs1} = 8V$  en bij  $I_{D1} = 0.3A$  behoort een  $V_{gs1} = 5V$  dan kunnen we tweemaal de formule  $I_{Dx} = K(V_{gsx} - V_{th})^2$  met  $x = 1$  of  $2$ . Wanneer we hieruit dan  $V_{th}$  elimineren dan bekomen we dat  $\frac{(\sqrt{I_{D1}} - \sqrt{I_{D2}})}{(V_{gs1} - V_{gs2})} = \sqrt{K}$  en dus het kwadraat hiervan is  $K$ . Toegepast op onze BS170 wordt dit  $\frac{(\sqrt{1.2A} - \sqrt{0.3A})}{(8V - 5V)} = \sqrt{0.1835}$  en dus  $K = 0.1835^2 = 0.033$ .

Zo ook kunnen we ook  $K$  elimineren en we bekomen dan een formule die ons  $V_{th}$  geeft. Uitgewerkt bekomen we dat  $\frac{(\sqrt{I_{D1} \cdot V_{gs2}} - \sqrt{I_{D2} \cdot V_{gs1}})}{(\sqrt{I_{D1}} - \sqrt{I_{D2}})} = V_{th}$ . Of toegepast op onze BS170  $\frac{(\sqrt{1.2A \cdot 5V} - \sqrt{0.3A \cdot 8V})}{(\sqrt{1.2A} - \sqrt{0.3A})} = 2V$

In PSPICE moeten we echter niet  $K$  maar wel  $K_p$  invullen alsook  $W$  en  $L$ .

Nu is er een formule die zegt dat  $C_{gs} = \frac{2}{3} \cdot W \cdot L \cdot C_{ox}$  en  $C_{gs}$  is meestal in de datasheets gegeven als  $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$  ofwel in grafieken. Men kiest dan best de waarde bij  $V_{DS} = 9V$ .

In ons voorbeeld is  $C_{gs} = 27pF$  en dus  $W \cdot L = C_{gs} \cdot 3 / (2 \cdot C_{ox})$

En er is ook een andere formule die zegt dat  $K_p = U_o \cdot C_{ox}$  en langs deze omweg kunnen we dan  $\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot K}{K_p} = \frac{2 \cdot K}{U_o \cdot C_{ox}}$  en uit deze twee formules kunnen we afzonderlijk  $W$  en  $L$  bepalen.

Beginnen we met  $C_{ox} = \frac{\epsilon_o \cdot \epsilon_r}{T_{ox}} = \frac{8.854 \cdot 10^{-12} \cdot 3.9}{500 \cdot 10^{-10}} \left[ \frac{F}{m} \right] = \frac{34.53}{T_{ox}} \left[ \frac{F}{m} \right]$ .

Ik laat de formule zo staan zodat duidelijk te zien is dat  $T_{ox}$  een veranderlijke waarde is en dus naargelang de toepassing sterk kan veranderen.

Maar ingevuld in de formule  $W \cdot L = C_{gs} \cdot 3 / (2 \cdot C_{ox})$  en met  $C_{gs}$  in de data-sheets meestal gegeven (in ons voorbeeld  $C_{gs} = 27pF$ ) vinden we al een uitdrukking van  $W \cdot L = C_{gs} \cdot 3 / (2 \cdot C_{ox})$ .

Berekenen we verder  $K_p = U_o \cdot C_{ox}$  met hierin ook weer een parameter  $U_o$  die veranderlijk is naargelang de toepassingen, maar tussen  $50 \left[ \frac{cm^2}{V \cdot s} \right]$  en  $600 \left[ \frac{cm^2}{V \cdot s} \right]$  kan variëren.

Vermits we  $K$  kunnen vinden uit onze data-sheet grafiek  $I_D / V_{gs}$  hebben we ook een uitdrukking van

$\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot K}{K_p} = \frac{2 \cdot K}{U_o \cdot C_{ox}}$ . En natuurlijk is dan  $W = \frac{2 \cdot K \cdot L}{U_o \cdot C_{ox}}$ . Dit vullen we in  $W \cdot L = C_{gs} \cdot 3 / (2 \cdot C_{ox})$  ofwel

$2 \cdot K \cdot L^2 / (U_o \cdot C_{ox}) = C_{gs} \cdot 3 / (2 \cdot C_{ox})$  waaruit we kunnen berekenen dat  $L^2 = C_{gs} \frac{3}{4 \cdot K} \cdot U_o$ . Men ziet

duidelijk dat  $L$  onafhankelijk is van  $C_{ox}$  maar wel van  $U_o$ . Wanneer we zo  $L$  gevonden hebben en naargelang de toepassing en wat vergelijkende studies in de verschillende thesissen weten we dat voor RF (Radio Frequenties) meestal  $L = 2\mu$ . Zodoende kan  $U_o = L^2 \cdot 4 \cdot K / 3 \cdot C_{gs}$  gevonden worden.

In ons voorbeeld wordt  $U_o = 65 \left[ \frac{cm^2}{V \cdot s} \right]$ .

Wanneer dit vastligt kan men eenvoudig  $W = C_{gs} \cdot 3 / (2 \cdot L \cdot C_{ox})$  met dan hier weer de opmerking dat we  $T_{ox}$  zo kiezen dat  $W$  een waarde heeft van niet meer dan een millimeter tot enkele millimeters naargelang de grootte van de LDMOS of anders gezegd de maximale  $I_D$  stroom de LDMOS kan verdragen. Met  $T_{ox} = 50 \left[ \text{\AA} \right]$  dit is  $50 \cdot 10^{-10} [m]$  bekomen we dat  $W = 2.9 [mm]$  is. Dit is wel een beetje giswerk maar als ik al deze formules omzet in een EXEL sheet dan valt het best mee om met deze parameters een beetje te manipuleren en een aanvaardbare waarde te vinden die dan kunnen ingevuld worden in PSPICE en alzo we een simulatie kunnen maken die met de werkelijkheid min of meer overeenkomt.

Het merkwaardig besluit was dat een BS170 niet kan gebruikt worden om er een 1Watt RF versterker van te maken, of anders gezegd we wel een 1 Watt versterker berekenen maar slechts een 0.5 Watt eruit krijgen, en eindelijk een lang zoekwerk waarom dit niet mogelijk was tot een bevredigend resultaat geleid heeft.

Ik geef toe het blijft een giswerk zolang de leveranciers niet hun  $U_o$  en  $T_{ox}$  vrijgeven en niet publiceren in hun data-sheets maar op deze beschreven manier laat het ons toe om een PSPICE simulatie uit te voeren die de werkelijkheid benadert.

Jan Spaenjers