

KTH Informations- och kommunikationsteknik

Praktisk beräkning av SPICE-parametrar för halvledare

IH1611 Halvledarkomponenter – KTH ICT, Kista

Ammar Elyas Fredrik Lundgren Joel Nilsson elyas at kth.se flundg at kth.se joelni at kth.se

> Martin Axelsson Shaho Moulodi maxels at kth.se moulodi at kth.se

> > 2009-02-06

IH1611 Halvledarkomponenter	Praktisk beräkning av	i
KTH ICT, Kista	SPICE-parametrar för halvledare	
Joel Nilsson, joelni at kth.se	2009-02-06	Version 1.2

Innehåll

1	Inle	edning																1
2	Teo	ri																1
	2.1	PN-di	od			 												1
	2.2	MOSE	ΈΤ			 												2
		2.2.1	Lång kanal			 												2
		2.2.2	Kort kanal			 				•						•	•	2
3	Pra	ktik																3
	3.1	PN-di	od			 												3
	3.2	MOSE	ΈΤ			 												3
		3.2.1	Lång kanal			 												3
		3.2.2	Kort kanal			 				•						•	•	5
4	\mathbf{Res}	ultat o	och analys															6
	4.1	PN-di	od			 												6
	4.2	MOSE	ΈΤ			 										•	•	6
5	Dis	kussioi	n och sluts:	atsei	•													8

Figurer

3.1	Grafisk bestämning av V_{T0}	4
3.2	Grafisk bestämning av Θ	4
3.3	Grafisk bestämning av γ	5
4.1	Jämförelse mellan SPICE-modell och mätdata för dioden	6
4.2	Jämförelse mellan SPICE-modell och mätdata för långkanals MOSFET en $\ .\ .$.	7
4.3	Jämförelse mellan långkanals och kortkanals MOSFET	9

1 Inledning

Vid datorbaserade simuleringar krävs det modeller som datorn kan använda för att utföra de nödvändiga beräkningarna.

En standard för att simulera kretsar med en dators hjälp är SPICE. För att kunna utföra simuleringar krävs det parametrar till modellerna för specifika komponenter.

Dessa parametrar bestäms empiriskt med mätningar och matematiska samband.

Här har metoder för att beräkna parametrar till en PN-diod samt två MOSFETar undersökts. Skillnaden mellan modell och verklighet har också undersökts.

Syftet är få en känsla för hur riktiga komponenter kan beskrivas med hjälp av SPICE-parametrar och hur modellen skiljer sig mot verkligheten.

2 Teori

2.1 PN-diod

Följande ekvation är den grundläggande SPICE-modellen för diodströmmen, I_D , den kallas även för Shockley-ekvationen:

$$I_D = I_S \ (e^{V_D/nV_t} - 1) \approx I_S \ e^{V_D/nV_t}$$
(2.1)

$$V_t = \frac{kT}{q} (\approx 25 \text{ mV i rumstemperatur})$$
 (2.2)

$$ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) = \frac{V_D}{nV_t} \tag{2.3}$$

$$n = \frac{1}{\ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right)} \frac{V_D}{V_t} \tag{2.4}$$

När diodströmmen, I_D , ökar så påverkar parasitresistansen, R_S , funktionen vilket leder till att V_D måste ersättas med $V_D - R_S I$.

Ovanstående samband insättes i ekvation 2.1 med ekvation 2.2 och följande fås:

$$R_S = \left(V_D - \frac{nkT}{q} \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right)\right) \frac{1}{I_D}$$
(2.5)

Ur ekvation 2.1 kan följande samband fås:

$$I_S = I_D \ e^{-V_D/nV_t}$$
(2.6)

2.2 MOSFET

2.2.1 Lång kanal

 V_{T0} ges av tangentens skärning mot x-axeln i ett $I_D - V_{GS}$ -diagram, för $V_{SB} = 0 V$.

För att kunna beräkna lågfältsmobiliteten, μ_0 , samt mobilitetsmoduleringskonstanten, Θ , måste först förstärkningsfaktorn, β , bestämmas.

 β bestäms ur lutningen av det linjära området på kurvan i ett I_D-V_{GS} -diagram, med en kurva per mätning.

 Θ löses ut från:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + \Theta \left(V_{GS} - V_T \right)} \tag{2.7}$$

Substratdopningen, N_A , ges av:

$$N_A = n_i \ e^{q\Phi_F/kT} \tag{2.8}$$

Body-faktorn, $\gamma,$ krävs för att kunna bestämm
a C_{ox} och därefter μ_0 samt
 $t_{ox}.$

 γ ges ur följande samband:

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{|2\Phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right)$$
(2.9)

 ${\cal C}_{ox}$ kan i sin tur bestämmas från:

$$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2\epsilon_s q N_A} \tag{2.10}$$

 μ_0 ges av:

$$\beta_0 = \mu_0 \ C_{ox} \tag{2.11}$$

 t_{ox} ges av:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \tag{2.12}$$

2.2.2 Kort kanal

Kortkanalseffekten karakteriseras genom att bestämma σ_D .

IH1611 Halvledarkomponenter	Praktisk beräkning av	3(9)
KTH ICT, Kista	SPICE-parametrar för halvledare	
Joel Nilsson, joelni at kth.se	2009-02-06	Version 1.2

DIBL, Drain Induced Barrier Lowering, innebär att energibarriären minskar. Det modelleras enligt:

$$V_T = V_{T0} - \sigma_D V_{DS} \tag{2.13}$$

Ekvation 2.13 differentieras till:

$$\Delta V_T = \Delta V_{T0} - \sigma_D \Delta V_{DS} \tag{2.14}$$

där sedan σ_D kan lösas ut.

3 Praktik

3.1 PN-diod

Mätningar utfördes med spänningssvep på en PN-diod, med och utan belysning. Spänningen, V_D , varierades från 2 till 0 V (i 101 steg).

Emissionskoefficienten, n, approximerades med hjälp av linjäranpassning mot det linjära området i $ln(I_D)$ - V_D -diagrammet.

Mättnadsströmmen, I_S , beräknades enligt ekvation 2.6.

Därefter beräknades serieresistansen, R_S , enligt ekvation 2.5.

3.2 MOSFET

3.2.1 Lång kanal

Mätningar utfördes med spänningssvep på en MOSFET med lång kanal ($L = 1 \ \mu m$). Gatespänningen, V_G , varierades från -500 mV till 2,5 V (i 61 steg), för drain-spänningen, $V_D = 0, 1$ V samt 1,0 V.

Med body-spänningen, $V_S B = 0$ V, bestämdes V_{T0} grafiskt från ett I_D - V_{GS} -diagram (se figur 3.2.1) som plottades i MATLAB, enligt avsnitt 2.2.1.

Förstärkningsfaktorn, β , bestämdes även den enligt avsnitt 2.2.1 ur ett I_D - V_{GS} -diagram för olika body-spänningar.

Teta gavs sedan av lutningen på den linje som gavs av plotten för $\frac{\beta_0}{\beta} - 1$ som en funktion av $V_{GS} - V_T$, se figur 3.2.1.

Substratdopningen, N_A , beräknades med ekvation 2.8 för Φ_F antaget till 0, 35 eV.



Figur 3.1: Grafisk bestämning av V_{T0}



Figur 3.2: Grafisk bestämning av Θ



Figur 3.3: Grafisk bestämning av γ

Body-faktorn, γ , löstes ut från den linjära ekvationen 2.9 ($\Phi_F = 0.35$ eV), se figur 3.2.1 för illustration.

Med γ känt kunde oxidkapacitansen, C_{ox} , bestämmas enligt ekvation 2.10.

Ekvation 2.11 samt 2.12 ger sedan lågfältsmobiliteten, μ_0 , och oxidtjockleken, t_{ox} .

SPICE-modellen jämfördes med mätdata genom följande modell för de beräknade parametrarna:

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) \ V_{DS} - (1 + F_B) \ \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$
(3.1)

Där:

$$F_B = \frac{\gamma}{2(2\Phi_F + V_{SB})} \tag{3.2}$$

3.2.2 Kort kanal

Mätningar utfördes med spänningssvep på en MOSFET med kort kanal (L = 60 nm). Gatespänningen, V_G , varierades från -500 mV till 2,5 V (i 61 steg), för drain-spänningen, $V_D = 0, 1$ V samt 1,0 V.

De ovanstående mätningar användes sedan för att beräkna σ_D enligt ekvation 2.14. Differentialerna är skillnaden mellan de olika mätningarna.

4 Resultat och analys

4.1 PN-diod

Följande resultat erhölls:

- Mättnadsströmen, $I_S = 1,73$ pA
- Emissions koeffecienten, n = 1,05158
- Serieresistans, $R_S = 1940 \ \Omega$

För jämförelse mellan SPICE-modell och mätdata se figur 4.1.



Figur 4.1: Jämförelse mellan SPICE-modell och mätdata för dioden

4.2 MOSFET

Följande resultat erhölls för långkanals MOSFETen:

- Tröskelspänningen, $V_{T0} = 1,34 V$
- Lågfältsmobiliteten, $\mu_0 = 2, 10 * 10^3 \ cm^2/Vs$
- Mobilitetsmoduleringskonstanten, $\Theta = 0, 46 V^{-1}$
- Substratdopningen, $N_A = 7,64 * 10^{15} \ cm^{-3}$
- Oxidtjockleken $(SiO_2), t_{ox} = 6,44 \ nm$

För jämförelse mellan SPICE-modell och mätdata se figur 4.2.

Följande resultat erhölls får kortkanals MOSFETen:

• $\sigma_D = 0, 19$



Figur 4.2: Jämförelse mellan SPICE-modell och mätdata för långkanals MOSFETen

I figur 4.3 kan det ses att kortkanalseffekten bidrar till en faktor ti
o gånger större drain-ström.

5 Diskussion och slutsatser

Vi kan, i figur 4.1 och 4.2, se att det är vissa skillnader mellan SPICE-modellen och verkligheten representerad av mätdatan. En anledning till detta kan vara att SPICE-modellen går mot mer ideala förhållanden, men i verkligheten påverkar omgivningens temperatur, eventuellt bakgrundsljus och andra faktorer. Framförallt ljusets påverkan undersöktes i laborationen med PN-dioden och det visade sig ha betydande påverkan av resultatet.

En annan faktor som påverkar är de approximationer som uppstår när parametrar bestäms grafiskt samt resultat rundas av i ekvationer.

En anledning till att det är en större drain-ström i en kortkanals MOSFET än en långkanals är att tröskelspänningen sjunker när kanallängden minskar, den minskar även när drain-sourcespänningen ökar.



(b) MOSFET med kort kanal, $L=60~\mathrm{nm}$

Figur 4.3: Jämförelse mellan långkanals och kortkanals MOSFET