

Institut für Nachrichtentechnik  
- EE 2 -

Berlin, den 5.6.1985  
He/Ho

Ber. INT-EE2/02/85

B e r i c h t N r. : 02/85

(G. Heitz)

Kapazitätsmodell CKAP (Enhancementstransistoren CSGT 2N)

Anhand des n-Kanal-Enhancementstransistors soll dargestellt werden, welche prinzipiellen Effekte das Zeitverhalten charakterisieren.

Mit entsprechend vertauschten Polaritäten gilt diese Diskussion analog für den p-Kanal-Transistor.

Für die Modellierung des Enhancementstransistors werden verschiedene Kapazitätsanteile eingeführt:

- die Gate-Bulk-Kapazität  $C_{GB}$ , *folgt Gate-Drain-Kapazität  $C_{GD}$ ,*
- die Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$ ,
- die Gate-Drain-Sperrschichtkapazität  $C_{Sperr}$  des aktiven Gebietes.

1. Gate-Bulk-Kapazität  $C_{GB}$

Ist der Transistor gesperrt, d.h., existiert kein Strompfad zwischen Drain und Source, so sorgt eine größer werdende, negative Gatespannung dafür, daß sich aus dem p<sup>-</sup> leitenden Bulk verstärkt Defektelektronen unter dem Gate sammeln. Die maximale p - Leitfähigkeit des Bulks wird etwa bei Erreichen der Spannung  $V_{EB}$  (-1,3 V) erreicht, d.h., unter dem Gateoxid befindet sich eine p<sup>+</sup> - Raumladungszone, die elektrisch gut leitend mit dem Bulk verbunden ist.  $C_{GB}$  bleibt bei weiterer Absenkung unter  $V_{EB}$  etwa konstant und hat den Wert der Gateoxidkapazität  $C_{OX}$ . (Anreicherung an Defektelektronen, s. Bild 1).

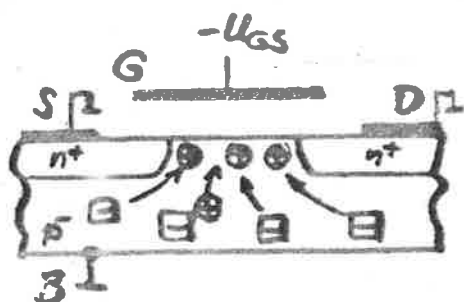


Bild 1

$U_{GS} \ll 0$

Kanal-anreicherung  
(von Defektelektronen)

⊕: Defektelektronen  
⊞: ortsfeste Akzeptoren

Wird die Gatespannung hingegen zu positiven Werten, zur Schwellspannung  $U_p$  hin verändert, werden die Defektelektronen aus der Kanalregion verdrängt, es kommt zur Entblößung der Gate-Bulke-Raumladungszone (Bild 2).

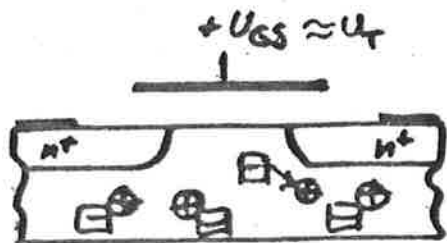


Bild 2

Entblößung  
am bewegl. Ladungstr.  
 $V_{EB} < U_{GS} < U_p$

Auf Grund der Verdrängung der Defektelektronen in tiefere Zonen des Bulkes, sinkt die Gate-Bulke-Kapazität stark ab. Im  $C(U_{GS})$ -Diagramm (Bild 3) ist dieser Sachverhalt dargestellt (durchgezogene Kurve).

Das Minimum  $K_{min}$  von  $C_{GB}/C_{OX}$  ist proportional zur Tiefe der Entblößungsschicht, d.h., zur Bulke-Influenz.

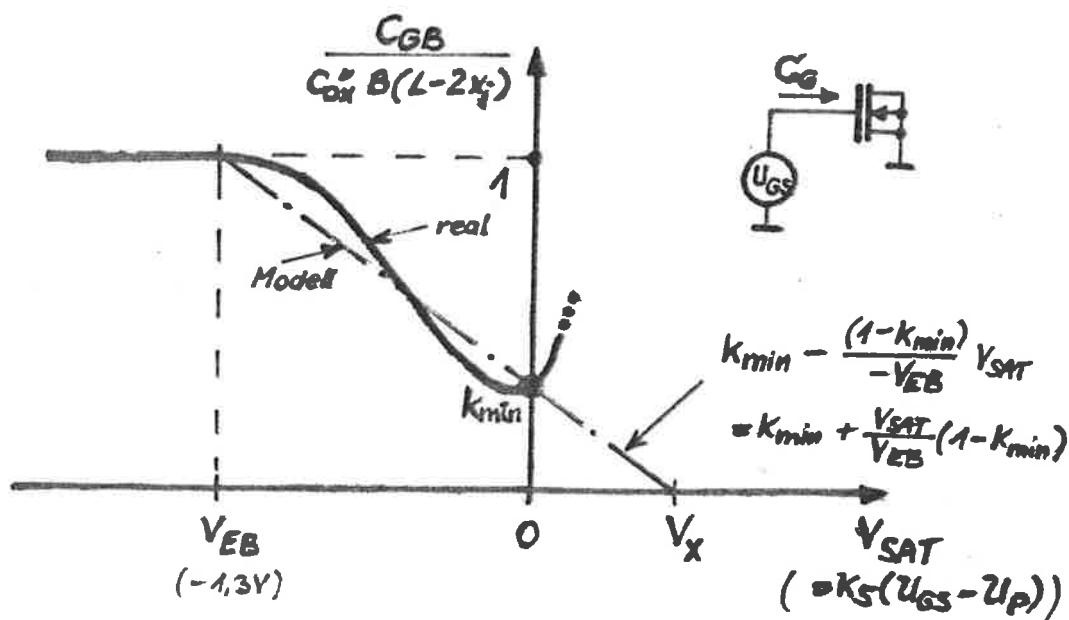


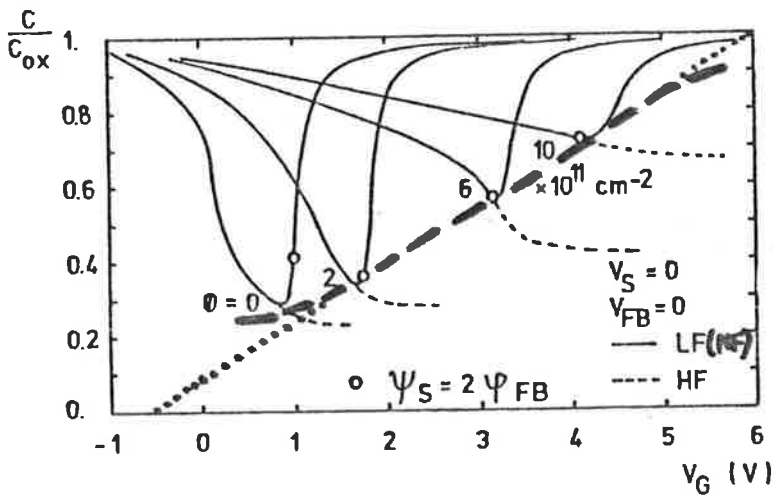
Bild 3: Modellierung der Gate-Bulkkapazität (---)

Durch die Bulk-Influenz wird gleichzeitig auch die Schwellspannung  $U_p$  des Bauelements bestimmt. Je stärker die Bulk-Influenz ist, desto höher ist die Schwellspannung, d.h., die Höhe des Minimums von  $C_{GB}/C_{OX}$  ist als Funktion der Schwellspannung darstellbar (Bild 4), auch wenn hier die Bulk-Influenz Folge einer Implantationsveränderung ist.

Für Transistoren im Schwellspannungsbereich von 0,8 ... 2 V ist  $K_{min}$  etwa 0,3.

Für  $K_{min} = f(U_p)$  gilt nach Bild 4 etwa die Funktion (punkt-tierte Linie):

$$K_{min} = \frac{C_{GB}}{C_{OX}} = 0,1 + 0,15 \cdot U_p ; 1 \text{ V} < U_p < 4 \text{ V} \quad (1)$$



eff. (gerade) Gatekapazität:  
Abhängigkeit der Entblößung  
von Kanalimplantation und  
Schwellspannung/1/.

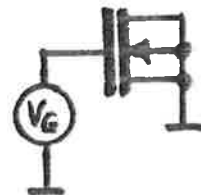


Bild 4

Wird die Gate-Bulk-Kapazität durch die in Bild 3 strichpunktiierte Gerade approximiert, ~~dann~~ gilt für  $C_{GB}$ :

$$C_{GB} = C_{OX} \parallel B \cdot (L - 2 X_j) \left\{ \begin{array}{l} 1 \\ K_{min} - \frac{V_{SAT}}{V_{EB}} (K_{min} - 1), V_{EB} < V_{SAT} < V_X \\ 0 \end{array} \right. \quad (3)$$

,  $V_{SAT} \leq V_{EB}$   
,  $V_{SAT} \geq V_X$

Da sowohl Source- wie auch Drainanschluß unter das Gate-oxid ragen und die Bulkkapazität reduzieren, muß der Ausdruck  $(L-2 X_j)$  in Glg. 3 erscheinen.

Für Gatespannungen oberhalb der Schwellspannung  $U_p$  wird die Bulkkapazität zu null. Die Spannung  $V_X$  ergibt sich aus:

$$\frac{V_X}{K_{\min}} = \frac{-V_{EB}}{(1-K_{\min})} \quad \text{zu:} \quad V_X = - \frac{V_{EB}}{(1/K_{\min} - 1)} \quad (4)$$

Mit  $K_{\min} = \text{konst} = 1/3$  folgt:

$$V_X = - \frac{-1,3 \text{ V}}{(3 - 1)} = + 0,65 \text{ V}$$

Mit dieser Festlegung wird gesichert, daß für  $V_{SAT} = 0$  (d.h.,  $U_{GS} - U_p = 0$ ) die Bulkkapazität stets den Wert  $K_{\min}$  erhält.

## 2. Gate-Drain und Gate-Source Kapazitäten

Wird die effektive Gatespannung  $V_{SAT}$  über die Schwellspannung  $U_p$  hinaus bewegt, so wird unter dem Gate eine n-leitende Raumladungszone influenziert, die den Transistorkanal bildet, Source und Drain werden durch diesen leitfähigen Kanal elektrisch verbunden.

Solange die Gatespannung groß gegen die Drain-Source-Spannung ist, wird an jeder Stelle im Kanal etwa dieselbe Elektronenkonzentration herrschen, der Kanal besitzt überall die gleiche Stärke.

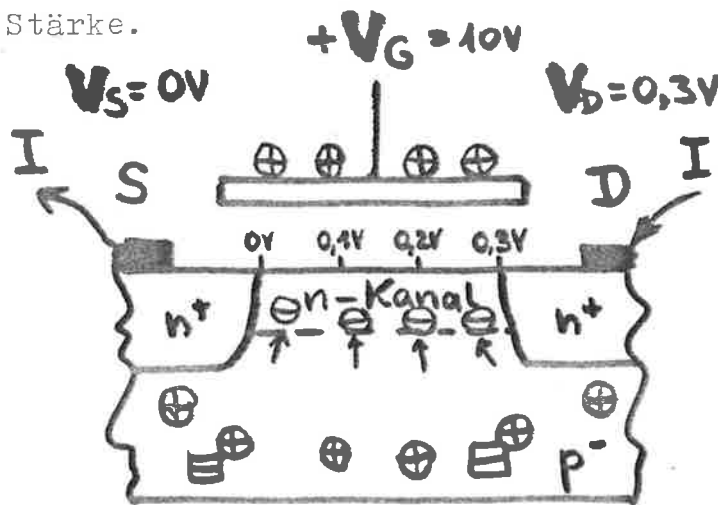


Bild 5 a:

Ausbildung eines homogenen Inversions-Kanals für

$$V_G \geq U_p$$

$$V_G - U_p \gg V_D$$

Die Gatekapazität erscheint bei  $C(V)$  - Messungen in diesem Fall halbiert zu je einer Hälfte dem Drain- und dem Sourceanschluß zugeordnet.

Als Grenzwert gilt folglich:

$$V_{SAT} \gg V_D : C_{GS} = C_{GD} = B \cdot (L+2 X_j) \cdot \frac{C'(V_{SAT})}{2} \quad (5)$$

$(V_{SAT} - V_{GS} - U_p)$

Bild 4 zeigt, daß die Ausbildung der n-Raumladungszone mit einer winzigen Erhöhung der Gatespannung über die Schwellspannung vollzogen ist (Anstieg der Kurven rechtsseitig vom Minimum  $C/C_{OX}$ ).  $C'(V_{SAT})$  ist deshalb einfachstenfalls als Sprung von 0 auf  $C_{OX}$  für  $V_{SAT} > 0$  zu modellieren. Numerisch vorteilhafter ist es,  $C''(V_{SAT})$  als stetige Funktion anzugeben.

Wird die effektive Gatespannung  $V_{SAT}$  festgehalten und die Drainspannung über  $V_{SAT}$  hinaus angehoben, so ergibt sich eine inhomogene, dreieckförmige Kanalausbildung.

Gilt zunächst  $V_{SAT} = V_{DS}$ , so setzt im sourceseitigen Kanal ~~seiten~~ starke Inversion ein, hingegen hört die Influenz am drainseitigen Kanalende auf, hier herrscht nur schwache Inversion. Bei weiterer Erhöhung von  $U_{GS}$  über  $V_{SAT}$  hinaus müßte es zu einem drainseitigen Abriß des Kanals kommen - hier herrscht statt Inversion p-Anreicherung. Im Falle des Abbrisses aber würde der Drain-Source-Strom versiegen, und das die Anreicherung verursachende Drain-Source-Strömungsfeld würde verschwinden. Damit würde sofort wieder ein leitfähiger Kanal unter dem Gate ausgebildet, der neuerlich das Draingebiet kontaktieren würde etc.

Es kommt folglich am drainseitigen Anschluß zwar zur Ausbildung einer p-Anreicherungszone, gleichzeitig aber zu einem feldstärkebedingten Durchbruch (punchthrough) dieser schmalen Anreicherungszone.

Die sourceseitige Randbedingung an der Durchbruchstelle ist dabei gegeben durch eine minimal über der Drainspannung liegende effektive Gateinfluenz, d.h., das sourceseitige Kanalpotential  $V_E(x)$  besitzt den Wert  $V_E = V_{SAT}$  (Bild 5b).

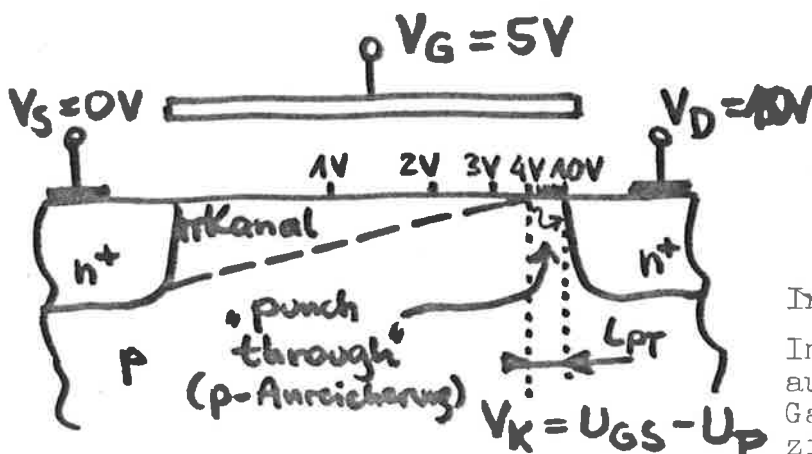


Bild 5 b:

Inhomogener Kanal für  $V_D > V_G$ .  
 Im Kanalgebiet 4 ... 10 V können auf Grund des relativ negativen Gates keine Elektronen beeinflusst werden

Höhere Drainspannungen haben eine Verkürzung der Kanallänge zur Folge, die  $V_K$  - Grenze verschiebt sich sourceseitig.

$L_{PT}$  kann in Abhängigkeit von  $U_{GS}$  und  $U_{DS}$  aus dem statischen Kennlinienfeld ermittelt werden. Für die Kapazitätsmodellierung wird  $L_{PT}$  als konstant und vernachlässigbar angesehen.

Damit ergibt sich als zweiter wichtiger Grenzfall für die Aufteilung der Source- und Drain-Kapazitäten:

$$V_{DS} \geq V_{SAT} : \begin{cases} C_{GS} = B \cdot (L - X_j) \cdot C''(V_{SAT}) & (6) \\ C_{GD} = B \cdot X_j \cdot C''_{OX} & (7) \end{cases}$$

Aus der Ladungsbilanz für die freie Kanalladung  $Q_N$  lassen sich Gleichungen für die source- und drainseitige Gatekapazität herleiten. Es gilt (nach (1)):

$$C_{GS} = \frac{2}{3} B C''_{OX} \left( 1 - \left( \frac{V_2}{V_1 + V_2} \right)^2 \right) \quad (8)$$

$$C_{GD} = \frac{2}{3} B C''_{OX} \left( 1 - \left( \frac{V_1}{V_1 + V_2} \right)^2 \right) \quad (9)$$

$$\text{mit } V_1 = U_{GS} - U_{TS} \quad , \quad V_2 = U_{GD} - U_{TD} \quad (10)$$

$U_{TS}$  ist die sourceseitige,  $U_{TD}$  die drainseitige Schwellspannung. Mit der Näherung  $U_{TS} = U_{TD} = U_F$  folgt:

$$V_1 = V_G - U_P = V_{SAT} \quad (11)$$

$$V_2 = U_{GD} - U_P = V_G - V_D - U_P = V_{SAT} - V_D \quad (12)$$

$$V_1 + V_2 = V_G - U_P + V_G - V_D - U_P = 2(V_G - U_P) - V_D$$

$$V_1 + V_2 = 2 V_{SAT} - V_D \quad (13)$$

Die Gleichungen (8) und (9) bekommen folgendes Aussehen:

$$C_{GS} = \frac{2}{3} B \cdot L \cdot C_{OX}'' \left( 1 - \left( \frac{V_{SAT} - V_D}{2 V_{SAT} - V_D} \right)^2 \right) \quad (14)$$

$$C_{GD} = \frac{2}{3} B \cdot L \cdot C_{OX}'' \left( 1 - \left( \frac{V_{SAT}}{2 V_{SAT} - V_D} \right)^2 \right) \quad (15)$$

(siehe auch /2/, /3/).

Die Gleichungen (14) und (15) erfüllen die oben diskutierten Grenzwerte in guter Näherung:

Für  $V_{SAT} \gg V_D$  ( bzw.  $V_D \rightarrow 0$  ) folgt:

$$C_{GS} \approx C_{GD} \approx \frac{1}{2} ;$$

Für  $V_D = V_{SAT}$  folgt:

$$C_{GS} \approx \frac{2}{3} ; \quad C_{GD} \approx 0.$$

Für  $V_D > V_{SAT}$  gelten die Glg. (14) und (15) nicht mehr, hier sind Konstanten anzuschließen. Zur Berücksichtigung der Kantenverschiebungen DB, DL werden die Gleichungen (14) und (15) noch modifiziert:

$$C_{GS} = C_{OX}'' (B+DB) \left[ \frac{2}{3} (L+DL-2X_j) \left( 1 - \left( \frac{V_{SAT} - V_D}{2 V_{SAT} - V_D} \right)^2 \right) + X_j \right] \quad (18)$$

$$C_{GD} = C_{OX}(B+DB) \left[ \frac{2}{3} (L+DL-2X_j) \left( 1 - \left( \frac{V_{SAT}}{2 V_{SAT} - V_D} \right)^2 \right) + X_j \right] \quad (19)$$

Für  $V_D = V_{SAT} = 0V$  ergibt sich die Forderung, die Kapazität  $C_{GS}$  zu negativen  $V_{SAT}$  - Werten hin von  $\frac{2}{3} C_{Kanal}$  auf  $C_{OX}''(B+DB)X_j$  absinken zu lassen.

Im Bericht /2/ wurde dies mit einer Geradengleichung getan. Ebenso ist es möglich, auch die Ableitung teilweise stetig zu machen.

Im Bereich von  $-0,1 < V_{SAT} < 0$  wird dazu eine Sinus-Quadrat-Funktion eingeschaltet.

Als Grenzwerte ergeben sich:

$$V_{SAT} = -0,1: \quad x \sin^2 k(0,1+V_{SAT}) = 0 \quad (20)$$

$$V_{SAT} = 0: \quad x \sin^2 k(0,1+V_{SAT}) = \frac{2}{3} \text{ mit } K(0,1+V_{SAT}) = \frac{\pi}{2} \quad (21)$$

Daraus folgen die Konstanten zu:

$$x = \frac{2}{3} \quad \text{und} \quad K = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{0,1+V_{SAT}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{0,1} = 5\pi \quad (22)$$

Es gilt folglich für:

$$-0,1 \leq V_{SAT} \leq 0:$$

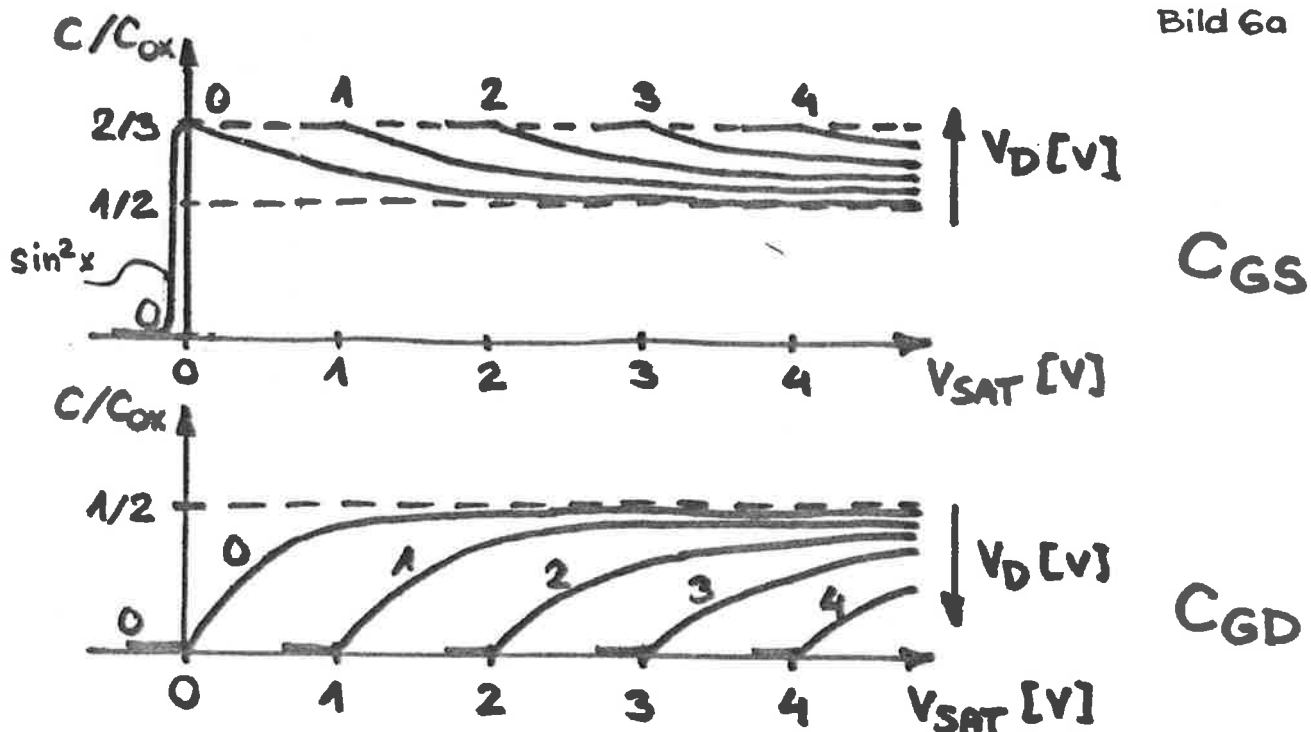
$$C_{GS} = C_{OX}''(B+DB) \left[ \frac{2}{3} (L+DL-2X_j) (\sin(5\pi(0,1+V_{SAT}))^2) + X_j \right] \quad (23)$$

Bild 6 a zeigt die gewonnenen Funktionen für  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$  im Zusammenhang.

Die Unterdiffusion  $X_j$  (positiv) wurde zu null gesetzt, um die Übersichtlichkeit zu verbessern.



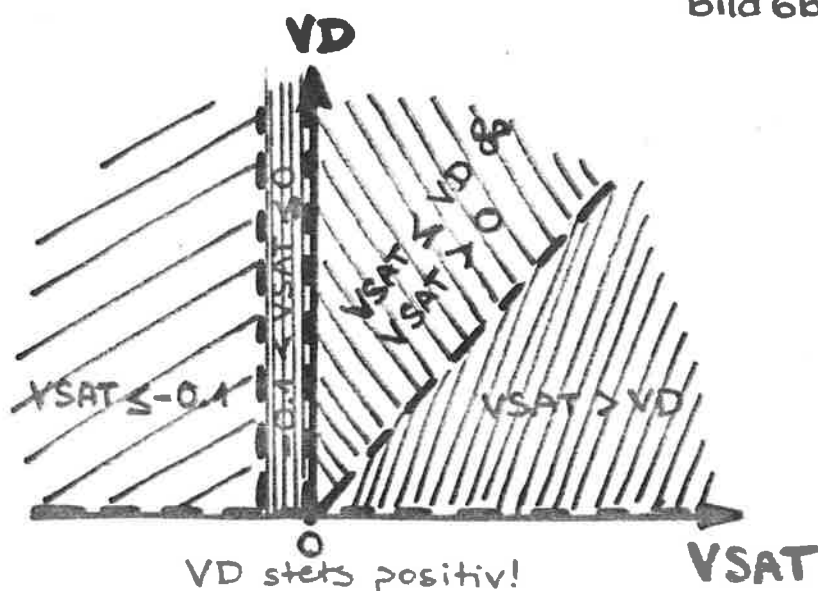
Bild 6a



Die Abschaltung der Gate-Source-Kapazität wurde im Modell abweichend von der Modellierung in der Prozedur KAPPAT in den Bereich negativer  $V_{SAT}$  - Werte verlegt, um die Unstetigkeit des Modells ~~im~~ im Bereich  $0 < V_{SAT} < 0,1$  und  $0 < V_D < 0,1$  zu beseitigen.

Für den Fall  $V_{SAT} < 0,1$  und  $V_{SAT} > V_D > 0$  arbeitete das alte Modell im Bereich der Glg. (18), um beim gleitenden Übergang über  $V_{SAT} = V_D$  zu  $V_{SAT} < V_D$  ( $V_{SAT} < 0,1$ ) umzuspringen auf die Berechnung von Glg. (23)..

Bild 6b

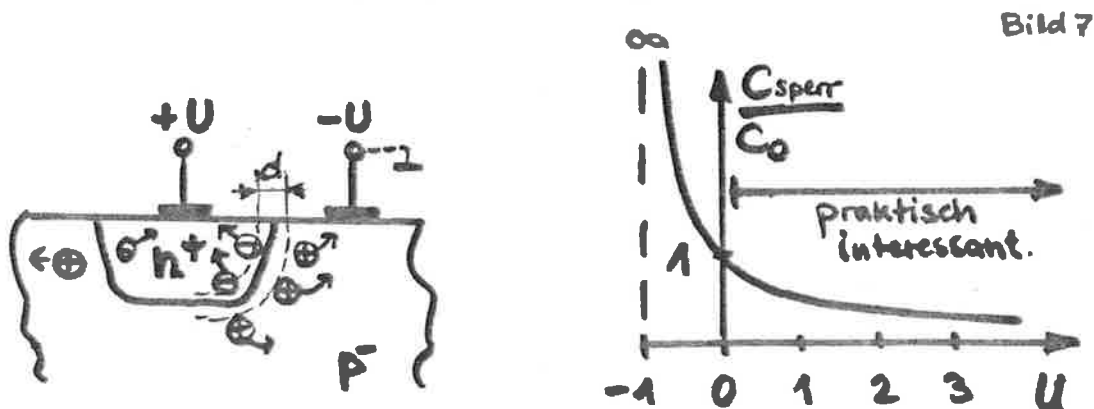


Der resultierende Kapazitätssprung von maximal  $C_{GS}/C_{OX} = 2/3$  auf  $C_{GS}/C_{OX} = 0$  ( $C_{x3}$  vernachlässigt) hatte schwerwiegende numerische Probleme zur Folge, die zur Meidung der Prozedur führten. Auch die Intervallverringern auf  $0 \dots 0,01$  in der Prozedur KAPPAT löste dieses Problem nicht, KAPPAT wurde aufgrund ebensolcher, sporadisch auftretender Konvergenzprobleme gemieden.

In Bild 6b wurden deshalb alle Arbeitsbereiche eingetragen. Anhand des Bildes ist es sofort möglich, die Übergänge an den Bereichsgrenzen zu überprüfen.

### 3. Sperrschichtkapazitäten $C_{SB}$ , $C_{DB}$

Die spannungsabhängige Kapazität der Sperrschichtisolation des aktiven Gebietes weitet sich mit steigender Sperrspannung aus, d.h., die Sperrschichtbreite  $d$  steigt an.



Für die in Bild 7 dargestellte  $C(V)$  - Funktion gilt etwa:

$$\frac{C}{C_0} = \frac{1}{EX \sqrt{1 + \frac{U}{U_0}}} ; EX = 0.2 \dots 0.5 ; \frac{U}{U_0} = U_N. \quad (24)$$

Der Wert von  $C_0$  setzt sich in allen Silicon-Gate-Technologien aus zwei Komponenten zusammen:

Dem Flächenanteil unter dem aktiven Gebiet und dem Flächenanteil des Randes (oft als Linienkapazität  $C' \left[ \frac{F}{m} \right]$  eingeführt).

Der Randanteil ist aufgrund des größeren Diffusionsgradienten (z.B. Kanalstopper  $\leftrightarrow n^+$ ) i.a. bestimmend für die Gesamtkapazität des diffundierten Gebietes. Die Exponenten von Randkapazität und Flächenkapazität weichen voneinander ab. Glg. (24) mußte folglich für jedes aktive Gebiet zweifach berechnet werden. Aus Aufwandsgründen entfällt zumeist die Berechnung von Glg. (24) und die Werte für  $U = 0$ :  $C'_{\text{Rand}}$  und  $C''_{\text{Fläche}}$  werden als konstant angenommen.

Da bislang für die CSGT2N kein Kapazitätswert für die Randkapazität bekannt ist, soll er mit  $C''_{\text{Rand}} = 500 \text{ pF/mm}^2 = 0,5 \text{ fF/}\mu\text{m}^2$  angenommen werden.

Die äquivalente Linienkapazität  $C'_{\text{Rand}}$  betrage bei einer Eindringtiefe  $l_d$  von  $1 \mu\text{m}$ :  $C'_{\text{Rand}} = l_d \cdot C''_{\text{Rand}} = 0,5 \text{ fF/}\mu\text{m}$ .

Ein aktives Gebiet der Länge  $1000 \mu\text{m}$  und der Breite  $10 \mu\text{m}$  hätte mit  $C''_{\text{Sperr}} = 60 \text{ pF/mm}^2 = 0,06 \text{ fF/}\mu\text{m}^2$  Kapazität:  $(1000 \cdot 10 \cdot 0,06 + 2020 \cdot 0,5) \text{ fF} = 1620 \text{ fF}$ .

Dieselbe Fläche ergäbe ein Gebiet der Größe  $(320 \times 320) \mu\text{m}^2$ , mit der Gesamtkapazität  $(10000 \cdot 0,06 + 32 \cdot 4 \cdot 0,5) \text{ fF} = 663 \text{ fF}$ .

In Anbetracht dessen, daß es unter Entwurferr üblich ist, die, wie gezeigt wurde, oft nicht vernachlässigbare Randkapazität zu ignorieren, wäre es wohl auch gerechtfertigt, Glg. (24) zu schonen.

Dennoch gilt:

$$C_{\text{Konst}} = (B \cdot S \cdot C''_{\text{Sperr}} + (2B + 2S) \cdot C'_{\text{Rand}})$$

$$U_N < V_1: \quad C_{\text{SB}} = C_{\text{DB}} = \frac{1}{2} C_{\text{Konst}} \cdot (1 + V_1)^{-\text{EXP}} \quad (25)$$

$$\left[ V_1 = -0,9 \text{ V}: \quad C_{\text{SB}} = C_{\text{DB}} = \frac{1}{2} C_{\text{Konst}} \cdot 0,1^{-\text{EXP}} \right] \quad (26)$$

$$U_N > V_1: \quad C_{\text{SB}} = C_{\text{DB}} = \frac{1}{2} C_{\text{Konst}} \cdot (1 + u_N)^{-3} \quad (27)$$

B ist die Transistorbreite, S ist die minimale Stegbreite des aktiven Gebietes.

Hat das aktive Gebiet eine größere Fläche, so muß dies im Netzwerk durch eine zusätzliche Knotenkapazität berücksichtigt werden. Die Gleichungen (25) und (26) gelten zwar für die Source-Bulk-Kapazität, jedoch erscheint es sowohl für Negatoren und NOR-Schaltungen (Source auf Bulkpotential) als auch für NAND-Glieder (je ein Source und ein Drain auf identischen aktiven Gebiet) nicht sinnvoll, die Sourcekapazität im Modell zu fixieren.

Stattdessen sollte  $C_{DB}$  mit dem doppelten Wert eingehen. Die am Ausgangsknoten einer CMOS-Schaltung auftretende Doppelkapazität (Drainkapazitäten von p- und n-Kanal Trs.) hat auf Grund des durch die p-Wanne großen Abstandes zwischen p- und n-Kanaltr. als Minimalwert volle Berechtigung.

Insbesondere werden dynamische Bootstrap-Effekte, die zur Spannungsanhebung über bzw. unter den Betriebsspannungsbereich führen, mit Einführung der Sperrschichtkapazität besser simuliert, wenngleich zu beachten ist, daß im Flußbereich der Diode ( $U < -0,6$  V) die Gesamtkapazität der Diode richtiger als stromabhängige Diffusionskapazität eingeführt werden sollte.

Diodenstrom und Diodenspannung korrelieren aber, die Herleitung einer brauchbaren Glg. soll deshalb festgehalten werden:

Für den Durchlaßbereich kann der Diodenstrom in Abhängigkeit von der Randlänge S des aktiven Gebietes (der abruptere Übergang bestimmt den Strom) zu:

$$I = S \cdot I_0 \cdot \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad (28)$$

angegeben werden.

Die zugehörige Diffusionskapazität ergibt sich zu:

$$C_{Diff} = S \cdot I \cdot K_{OD} \quad (29)$$

$$C_{Diff} = S \cdot I_0 K_{OD} \exp\left(-U/U_T\right) \quad (30)$$

Die Diffusionsfunktion (30) ist im mathematischen Sinne "steiler" als die Sperrfunktion.

Sind für den Reststrom  $I_0$  und die Diffusionskonstante  $K_{OD}$  Werte verfügbar, so ist auch eine Umschaltung zwischen den Funktionen bzw. einfachstenfalls eine Addition sinnvoll.

Die Exponentialfunktion geht aus numerischen Gründen bei  $V_1 = -0,9$  V stetig und differenzierbar in eine Geradengleichung über:

$$\frac{C_{Diff}}{C_0} = \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad , \quad C_0 = I_0 K_{OD} \quad (31)$$

$$\frac{d}{dU} \left( \frac{C_{Diff}}{C_0} \right) = -\frac{1}{U_T} \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad (32)$$

Mit der Geradengleichung  $y(x)|_{x_0} = y(x_0) + x \cdot y'(x_0)$  folgt für  $x_0 = V_1$ :

$$(33)$$

$$C_{Diff} = S I_0 K_{OD} \left( \exp\left(-\frac{V_1}{U_T}\right) - \frac{U}{U_T} \exp\left(-\frac{V_1}{U_T}\right) \right) \quad (34)$$

$$C_{Diff} = S I_0 K_{OD} \exp\left(-\frac{V_1}{U_T}\right) \left( 1 - \frac{U}{U_T} \right) \quad (35)$$

Kombiniert mit der Sperrschichtkapazität ergibt sich folgendes Modell:

$$C_{DB} = C_{Sperr} + C_{Diff} \quad (36)$$

Für die Diffusionskapazität gilt:

$0,5$  V  $>$  U  $>$   $-0,9$  V (e-Funktion):

$$C_{Diff} = S I_0 K_{OD} \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad (37)$$

U  $>$   $0,5$  V (Diode gesperrt, Konstante):

$$C_{Diff} = S I_0 K_{OD} \exp\left(-\frac{0,5 \text{ V}}{U_T}\right) \quad (38)$$

$U < - 0,9 \text{ V}$  (Diode geöffnet, Geradenansatz):

$$C_{\text{Diff}} = S I_0 K_{\text{OD}} \left( 1 - \frac{U}{U_T} \right) \exp \left( - \frac{- 0,9 \text{ V}}{U_T} \right) \quad (39)$$

Für die Sperrschichtkapazität gilt *näherungsweise*:

$\infty > U > - 0,9 \text{ V}$  ( $a^x$  - Funktion)

$$C_{\text{Sperr}} = C_{\text{Konst}} (1 + U)^{-\text{EXP}} \quad \text{siehe Glg. (27)}$$

$U < - 0,9 \text{ V}$  (Konstante)

$$C_{\text{Sperr}} = C_{\text{Konst}} \cdot 0,1^{-\text{EXP}} \quad \text{siehe Glg. (26)}$$

Mit der Einbeziehung der Diffusionskapazität ist es auf jeden Fall erforderlich, parallel zur Diffusionskapazität eine Dioden-Stromquelle zu legen, in die ebenfalls die Randlänge  $S$  des aktiven Gebietes als Parameter übergeben wird.

#### 4. Transistorschaltung

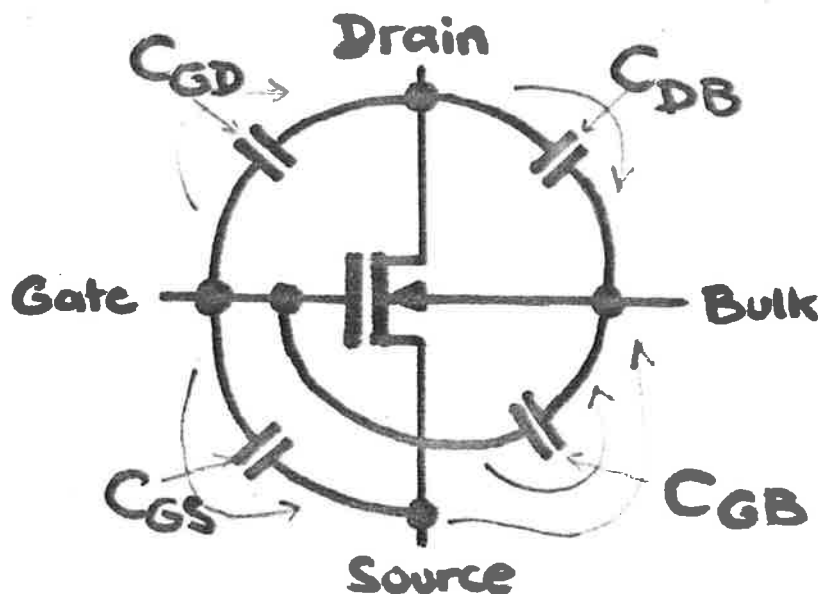


Bild 8

Die Kapazitäten sind, wie in Bild 8 gezeigt, im Modell CKAP angeordnet.

Über den Parameter GEN ist die Modellgenauigkeit zwischen spannungsunabhängig (GEN = 0); spannungsabhängig, ohne Schmal- und Kurzkanaleffekte (GEN = 1); und spannungsabhängig, mit Schmal- und Kurzkanaleffekten (GEN = 2) sowie mit Drain-Bulk-Kapazität vorwählbar.

Für die Zweigspannungsrichtungen gelten die in Bild 8 dargestellten Orientierungen:  $U_{GS}$ ,  $U_{GD}$ ,  $U_{SB}$ ,  $U_{DB}$ ,  $U_{GB}$ .

## 5. Zusammenfassung: Rechentechnisch aufbereitete Prozeduren

### 1. Allg. Vorspann

$$U_{BS} = U_{GS} - U_{GB}$$

$$\begin{aligned} UD \geq US: & \quad M = 1 \\ & \quad V_G = U_{GS} \\ & \quad V_B = U_{BS} \\ & \quad V_D = U_{DS} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} UD \leq US: & \quad M = -1 \\ & \quad V_G = U_{GS} - U_{DS} \\ & \quad V_B = U_{BS} - U_{DS} \\ & \quad V_D = -U_{DS} \end{aligned}$$

$$C\phi = COX (B+DB) (L+DL) \quad (DB, DL: \text{negativ})$$

$$CXJ = COX (B+DB) XJ \quad (XJ: \text{positiv})$$

$$CAKT = B \cdot S \cdot CSPERR + (2B + 2S) CRAND$$

### 2. Festkapazitäten (GEN = 0)

$$CGS = 2/3 C\phi$$

$$CGD = 1/3 C\phi$$

$$CGB = 0$$

$$CDB = CAKT$$

3. Spannungsabhängige Modellierung (GEN = 1,2)

GEN = 2:

$$LEL = L + DL$$

$$BEL = B + DB$$

$$VSAT = K50 \cdot (V_G - UET)$$

$V_B < 0$ :

$$UET = UTO + K20 \cdot (\text{SQRT}(-V_B + VF2) - \text{SQRT}(VF2))$$

$$V_B \geq 0: \quad UET = UTO$$

$$K50 = K51 + K52/LEL$$

$$UTO = UTO1 + UTO2/LEL + UTO3/BEL$$

$$K20 = K21 + K22/LEL + K23/BEL$$

Vereinfachung für GEN = 1 (Wurzelnäherung):

$$VSAT = K51 \cdot (V_G - UET)$$

$V_B < 0$ :

$$UET = UTO1 + K21 \cdot \text{SQRT}(-V_B)$$

$V_B \geq 0$ :

$$UET = UTO1$$

Geradenapproximation (ohne Bereichsteilung) (GEN = 1):

$$VSAT = K51 \cdot (V_G - UET)$$

$$UET = UTO1 - WURZ \cdot V_B \quad (V_B \text{ negativ})$$

Ermittlung von WURZ:

$$UET = UTO + K20 \cdot (\sqrt{-V_B + VF2} - \sqrt{VF2})$$

$K20 \sim WURZ$ :

$$- WURZ \cdot V_B = K20 \cdot (\sqrt{-V_B + VF2} - \sqrt{VF2})$$



$$WURZ = - \frac{1}{V_B} K_{20} (\sqrt{-V_B + V_{F2}} - \sqrt{V_{F2}}) \quad \text{für } V_B = \text{Wert.}$$

z.B.:

$$V_B = 3V, K_{20} = K_{21} = \begin{cases} 1,14 \text{ N-K.} \\ 0,41 \text{ P-K.} \end{cases}, V_{F2} = \begin{cases} 66 \\ 59 \end{cases} \Rightarrow WURZ = \begin{cases} 0,418 \text{ N-K.} \\ 0,153 \text{ P-K.} \end{cases}$$

Gate-Bulk-Kapazität (GEN = 1,2)

$$K_{MIN} = 0.1 + 0.15 UET$$

$$V_X = - \frac{V_{EB}}{1/K_{MIN} - 1}$$

Vereinfachung für GEN = 1:

$$U_P = \text{konst.}$$

$$K_{MIN} = 1/3$$

$$V_X = - V_{EB}/2.$$

$$V_{SAT} \leq V_{EB} \quad (V_{EB} = -1,3 \text{ V}):$$

$$C_{GB} = C\emptyset$$

$$V_{EB} < V_{SAT} < V_X:$$

$$C_{GB} = C\emptyset \cdot \left( K_{MIN} - \frac{V_{SAT}}{V_{EB}} (K_{MIN} - 1) \right) \quad (GEN = 2)$$

$$C_{GB} = C\emptyset (1/3 + 2/3 V_{SAT}/V_{EB}) \quad (GEN = 1)$$

$$V_{SAT} \geq V_X:$$

$$C_{GB} = 0$$

Gate-Source/Gate-Drain-Kapazitäten (GEN = 1,2)

$$V_{SAT} \leq -0.1:$$

$$C_{GS} = C_{XJ}$$

$$C_{GD} = C_{XJ}$$

$$-0,1 < V_{SAT} \leq 0:$$

$$C_{GS} = 2/3 C\emptyset (\sin(5 \pi (0,1 + V_{SAT})))^2 + C_{XJ}$$

$$C_{GD} = C_{XJ}$$

$VSAT > VD, (VSAT > 0):$

$$CGS = CXJ + 2/3 C\emptyset \left( 1 - \left( \frac{VSAT - VD}{2 VSAT - VD} \right)^2 \right)$$

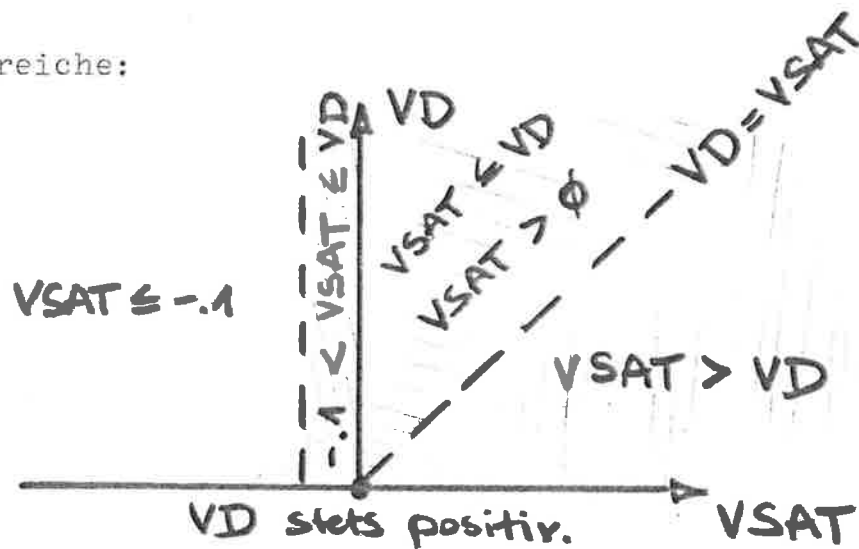
$$CGD = CXJ + 2/3 C\emptyset \left( 1 - \left( \frac{VSAT}{2 VSAT - VD} \right)^2 \right)$$

$VSAT \leq VD \ \& \ VSAT > 0:$

$$CGS = CXJ + 2/3 C\emptyset$$

$$CGD = CXJ$$

Umschaltbereiche:



Sperrschichtkapazität (GEN = 1,2)

$CSB = 0$  (nicht existent)

$VDE = VD - VE$

GEN = 2:

$VDB < -0.699 \text{ V}:$

$CDB = CAKT \cdot 0.001 \cdot (-EXP)$

$VDB > -0.9 \text{ V}:$

$CDE = CAKT / ((0.7 + VDB) \cdot EXP)$

GEN = 1:

$CDB = CAKT$

*G. Heinz*  
 G. Heinz  
 GL EE 2

/1/ Van de Wiele, Engl, Jespers:

Process and device modeling für integrated circuit design.

Section IV, S. 539 - 764.

/2/ Heinz, G.:

NSGT2S - Transistormodelle.

Bericht IFT/TB4/2/84

/3/ Zahr:

Modellierung der Kapazitäten von nSGT-MOS-Transistoren.

VEDMD, EEW 37/79 vom 21.2.79.

/4/ Johnson, M.G.:

Efficient Modeling for Short Channel MOS-Circuit-

Simulation. MIT/LCS/TR-277/1982.(EE2-Handbibliothek).