

УДК 621.3.049.744

ВЛИЯНИЕ ЕМКОСТНЫХ ТОКОВ В МОЩНЫХ СВЧ МОП ТРАНЗИСТОРАХ НА ЭФФЕКТ ОТКРЫТИЯ ПАРАЗИТНОГО БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Б. К. Петров, Р. Г. Григорьев, П. А. Меньшиков

Воронежский государственный университет

Рассмотрен эффект включения паразитного биполярного n^+ - r - n^- транзистора, в мощных ВЧ и СВЧ МОП транзисторах работающих в режиме усиления большого сигнала. Приведены формулы для расчета ширины стокового r - n перехода, барьерной емкости стокового r - n перехода, и падения напряжения создаваемого протекающим под истоковой n^+ -ячейкой дырочным током перезарядки стокового r - n перехода.

ВВЕДЕНИЕ

На работу мощных СВЧ ДМОП транзисторов с вертикальной структурой (рис. 1) в режиме усиления больших сигналов оказывают влияние ряд факторов, которые могут отрицательно сказываться на работе прибора, и одним из таких факторов является включение паразитного n - r - n транзистора.

В литературе [1,2] рассмотрен случай включения паразитного n - r - n биполярного транзистора при выключении импульса в высоковольтных переключающих ДМОП транзисторах, когда напряжение сток исток $U_{ис}$ за время $t_{выкл} = 10\text{—}50$ нс возрастает от $U_{вкл} = 10\text{—}20$ В до $U_{выкл} = U_{пит} = 100\text{—}1000$ В. В результате ширина r - n -перехода истоковых r -ячеек резко увеличивается, под n^+ -областью протекает большой дырочный емкостной ток, падение напряжения вдоль r -областей может достигать значения $U = U_{откр} = 0.7$ В и начинается инжекция электронов из края n^+ -областей (при $y \approx 0$ на рис. 1) в r -базу n^+ - r - n^- -транзисторов. Появление большого инжекционного тока стока $I_{снж}$ в сочетании с высоким напряжением $U_{ис} > 100$ В может вызывать катастрофические отказы приборов. Для приборов работающих в режимах усиления большого сигнала, когда действует переменное синусоидальное напряжение сток-исток, этот эффект не рассматривался детально и именно он будет рассмотрен в данной работе.

© Петров Б. К., Григорьев Р. Г., Меньшиков П. А., 2005.

1. РАСЧЕТ БАРЬЕРНОЙ ЕМКОСТИ ИСТОКОВЫХ ЯЧЕЕК В СВЧ МОП ТРАНЗИСТОРАХ

В реальных ВЧ и СВЧ МОП транзисторах изготавливаемых многократной диффузией примесей в плоской части прямоугольной r -области (под n^+ -областями истоков) распределение акцепторов можно считать гауссовым [3,4] (формула 1), где диффузионная длина бора $2\sqrt{D_{вп}t}$ находится из условия (2), x_{po} — глубина залегания металлургического r - n^- -перехода от поверхности. Для плоской части получаем формулу (3).

$$N_a(x) = N_{as} e^{-\left(\frac{x}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2}, \quad (1)$$

$$N_a(x_{po}) = N_{as} e^{-\left(\frac{x_{po}}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} = N_{dn^-}, \quad (2)$$

$$2\sqrt{D_{вп}t} = \frac{x_{po}}{\sqrt{\ln \frac{N_{as}}{N_{dn^-}}}}. \quad (3)$$

Уравнение Пуассона в плоской части r - n^- -перехода при $x' < x < x''$ (x' — граница квазинейтральной r -области с r - n^- -переходом, x'' — граница квазинейтральной n^- -области с r - n^- -переходом) (рис. 1) и с учетом того,

что $E(x) = -\frac{d\psi(x)}{dx}$, $E(x) < 0$ и $|E(x)| = -E(x)$,

имеет вид (4):

$$\frac{d|E(x)|}{dx} = -\frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \left[N_{dn^-} - N_{as} e^{-\left(\frac{x}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} \right]. \quad (4)$$

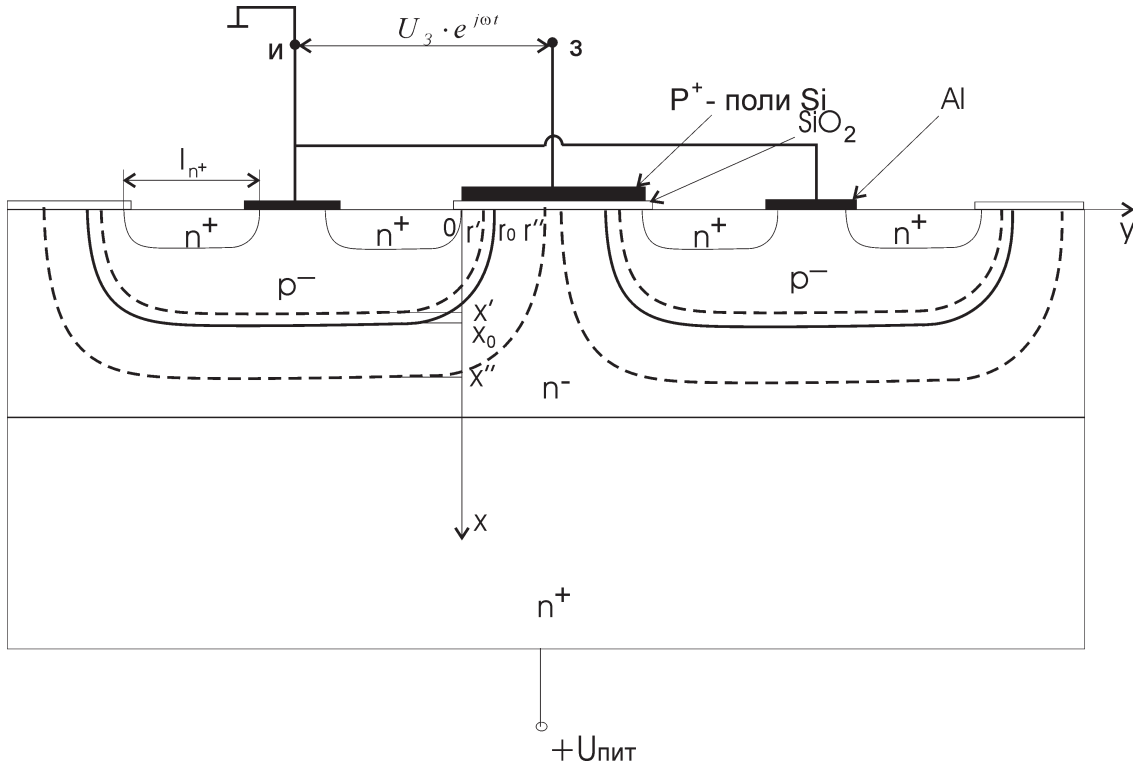


Рис. 1. Поперечное сечение единичной истоковой ячейки

Проинтегрируем выражение (4) по x в пределах от x' до x и учитывая, что $|E(x')| = 0$, в результате получим (5):

$$|E(x)| = -\frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \left[N_{dn}(x - x') - N_{as} \int_{x'}^x e^{-\left(\frac{x}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} dx \right]. \quad (5)$$

Если в уравнение (5) положим $x = x''$ (нижняя граница p-n⁻-перехода) и учтем, что $|E(x'')| = 0$ в результате получим следующее уравнение (6):

$$N_{dn}(x'' - x') = N_{as} \int_{x'}^{x''} e^{-\left(\frac{x}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} dx. \quad (6)$$

Это трансцендентное уравнение позволит при любой заданной верхней границе x' находить нижнюю границу x'' и ширину p-n-перехода $L_{пнп} = x'' - x'$.

Для нахождения падения напряжения на плоской части p-n⁻-перехода — интегрируем выражение (5) по x в пределах от x' до x'' уравнение (7):

$$U_{пнп} = \frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \int_{x'}^{x''} \left[N_{as} \int_{x'}^x e^{-\left(\frac{\bar{x}}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} d\bar{x} - N_{dn}(x - x') \right] dx. \quad (7)$$

Ширину p-n⁻-перехода в боковой цилиндрической части перехода находим из решения уравнения Пуассона для потенциала $\Psi(r)$ в цилиндрических координатах [5] и для гауссова закона распределения акцепторов в боковой части:

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{d\Psi}{dr} \right) = -\frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \left[N_{dn} - N_{as} e^{-\left(\frac{x}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} \right]. \quad (8)$$

В результате интегрирования уравнения (8) по r в пределах от r' до r'' получим следующее уравнение:

$$2\sqrt{D_{вп}t} N_{as} \left[e^{-\left(\frac{r'}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} - e^{-\left(\frac{r''}{2\sqrt{D_{вп}t}}\right)^2} \right] = N_{dn}(r''^2 - r'^2),$$

где

$$2\sqrt{D_{вп}t} = \frac{r_0}{\sqrt{\ln \frac{N_a(r=0)}{N_a}}},$$

$r_0 (< x_0)$ — металлургическая граница перехода в боковой части, $2\sqrt{D_{вп}t} < 2\sqrt{D_{вп}t}$.

Отсюда находим трансцендентное уравнение (9) для нахождения радиуса r'' при заданном значении границы r' с n-областью:

$$r'' = \sqrt{\left(2\sqrt{D_{\text{ВП}}t}\right)^2 \frac{N_{as}}{N_{dn}} \left[e^{-\left(\frac{r'}{2\sqrt{D_{\text{ВП}}t}\right)^2} - e^{-\left(\frac{r''}{2\sqrt{D_{\text{ВП}}t}\right)^2} \right] + r'^2.} \quad (9)$$

Напряжение на боковой части р-п⁻-перехода находим по формуле (10), полученной двукратным интегрированием уравнения (8) по r :

$$\begin{aligned} \varphi_k + |U_{pn}| = & \frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \left\{ \left(2\sqrt{D_{\text{ВП}}t}\right)^2 \times \right. \\ & \times 0.5 N_{as} \left[\ln\left(\frac{r''}{r'}\right) e^{-\left(\frac{r'}{2\sqrt{D_{\text{ВП}}t}\right)^2} - \int_{r'}^{r''} \frac{1}{\tilde{r}} e^{-\left(\frac{\tilde{r}}{2\sqrt{D_{\text{ВП}}t}\right)^2} d\tilde{r}} \right] - \\ & \left. - N_{dn} 0.5 \left[(r''^2 - r'^2) 0.5 - r'^2 \ln\left(\frac{r''}{r'}\right) \right] \right\}, \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_k = & \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a(r') N_{dn}}{n_i^2}, \\ N_a(r') \approx & N_{dn}. \end{aligned}$$

Проведя расчеты по формулам (7), (8) и (9), (10) при типичных значениях для реальных СВЧ МОП транзисторов $N_{as} \approx 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $x_{po} = 1,8 \text{ мкм}$, $N_{dn} = 3 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$, $2\sqrt{D_{\text{ВП}}t} = 0,796 \text{ мкм}$ в плоской части и $N_{as} \approx 4 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $r_0 = 1,5 \text{ мкм}$, $2\sqrt{D_{\text{ВП}}t} = 0,678 \text{ мкм}$, $\varphi_k = 0,68$ в боковой части, получаем зависимость ширины р-п⁻-перехода в плоской и боковой частях при разных напряжениях исток-сток показанные на рис. 2.

Барьерные емкости р-п-перехода на единицу ширины Z прямоугольных истоковых ячеек находим в плоской части по формуле (11) для плоского конденсатора, а в боковой части по формуле (12) для одной четвертой

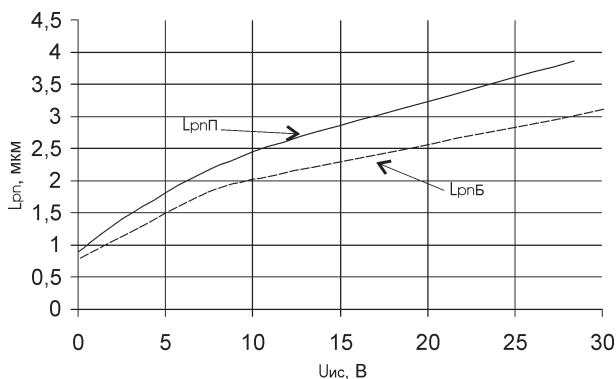


Рис. 2. Зависимость ширины ОПЗ р-п перехода от напряжения в плоской и боковой областях

цилиндрического конденсатора, где Z полагаем 1 см, $\Delta l_n = 3 \text{ мкм}$ — длина п⁺-источковых плоских областей:

$$C_{pnП}(U_{pn}) = \frac{\epsilon\epsilon_0 \Delta l_n}{L_{pnП}}, \quad (11)$$

$$C_{pnП}(U_{pn}) = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{4 \ln\left(\frac{r''}{r'}\right)}. \quad (12)$$

Рассчитанные зависимости представлены на рис. 3.

2. РАСЧЕТ ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ВДОЛЬ ИСТОКОВЫХ р-ЯЧЕЕК В РЕЖИМЕ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

Теперь вычислим падение напряжения вдоль квазинейтральной р-области под п⁺-источковыми областями при протекании емкостного тока перезарядки барьерной емкости плоской части $C_{pnП}(U_{pn})$ и боковой части $C_{pnБ}(U_{pn})$ р-п⁻-перехода.

Напряжение на стоковом р-п⁻-переходе $U_{pn}(t) = U_{си}(t)$ изменяется со временем по закону (13), где напряжение питания в стоковой цепи $U_{пит}$; $I_{c1}(t) = I_{c1} \cos \omega t$ — 1-я гармоника тока стока; R_1 — действительная составляющая сопротивления нагрузки для 1-й гармоники тока стока; $I_{смакс}$ ($\approx 2I_{c1}$ в классе В и в классе АВ [1]) — амплитуда косинусоидального импульса тока стока; R_c — сопротивление растекания стока:

$$\begin{aligned} i_c(t) = & I_{смакс} (\cos \omega t - \cos \theta) / (1 - \cos \theta), \\ U_{pn}(t) = & -[U_{пит} - I_{смакс} R_c - U_{н1}(t)] = \\ = & -[U_{пит} - I_{смакс} R_c - i_{н1}(t) R_1]. \quad (13) \end{aligned}$$

Причем $U_{pn}(t)$ принимает минимальные значения $U_{pn}(\omega t = 0) = 0 \text{ В}$, когда ток стока

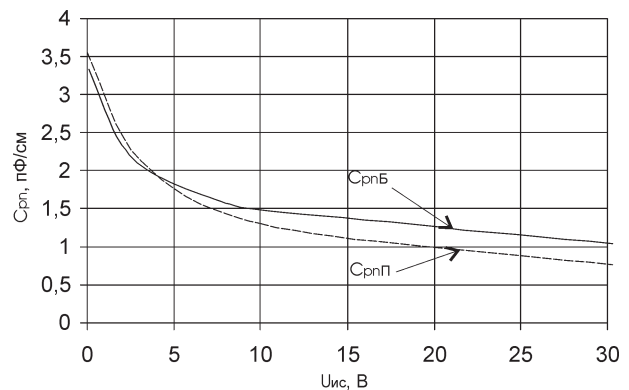


Рис. 3. Зависимость емкости р-п перехода от напряжения в плоской и боковой областях

принимает максимальные значения $i_{c1}(t) = I_{c\text{макс}}$, а переменное напряжение на нагрузке $U_{c1}(t) = I_{c1}R_1 \cos \omega t = U_{c1}$ при $\omega t = \pi/2$ (рис. 4).

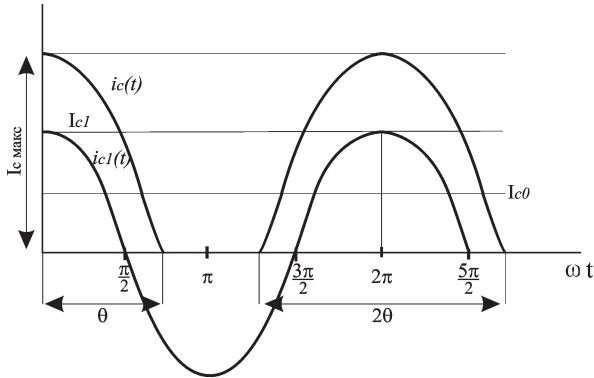


Рис. 4. Временная диаграмма составляющих тока стока

Из уравнения (13) при $U_{pn}(\omega t) = 0$ можно вычислить амплитуду напряжения на нагрузке:

$$U_{н1} = I_{c1}R_1 = U_{пит} - I_{c\text{макс}}R_c. \quad (14)$$

Если положить $I_{c\text{макс}}R_c \approx 7 - 10$ — типичным значениям для реальных приборов, $U_{пит} = 28$ В, тогда $U_{н1} = 28 - (7 \div 10) = 21 \div 18$ В. Более реальное значение $I_{c\text{макс}}R_c \approx 7$ В, тогда $U_{н1} = 21$ В.

При увеличении напряжения $|U_{pn}(t)| = U_{пит} - I_{c\text{макс}}R_c - I_{c1} \sin \omega t R_1$ со временем происходит расширение стокового р-п-перехода, а следовательно возникает емкостной ток перезарядки барьерной емкости р-п-перехода истоковой ячейки (15):

$$I_{сбар}(t) = C_{pn}(t) \frac{dU_{pn}}{dt} = C_{pn}(t) \omega I_{c1} R_1 \sin \omega t. \quad (15)$$

Составляющие емкости $C_{pn}(t)$ находятся из уравнений (11), (12).

Теперь найдем падение напряжения ΔU_n возникающее при протекании емкостного тока через р-область под n^+ -истоковыми областями на единицу ширины для типичных значений в реальных СВЧ МОП транзисторах: длина n^+ -области $\Delta l_n = 3$ мкм, продольное сопротивление р-области под n^+ -областями $R_{sp} = 2200$ Ом/м, $f = 500$ МГц, $C_{pn\Pi}(U_{pn} = 10 \text{ В}) = 1,3$ пФ/см, $C_{pnБ}(U_{pn} = 10 \text{ В}) = 1,488$ пФ/см, $U_{н1} = 21$ В:

$$\Delta U_n = 1/2 \omega C_{pn\Pi}(U_{pn}) I_{c1} R_1 R_{sp} \Delta l_n + \omega C_{pnБ}(U_{pn}) I_{c1} R_1 R_{sp} \Delta l_n = 0,093 \text{ В}. \quad (16)$$

Множитель 1/2 в первом члене учитывает линейное возрастание емкостного тока перезарядки плоской части р-области под n^+ -слоем по мере перемещения вдоль этих областей.

Для открытия паразитного биполярного n^+ -р- n^- транзистора необходимо чтобы падение напряжения ΔU_n возникающего при протекании емкостного тока через р-область под n^+ -истоковыми областями на единицу ширины было порядка 0,7 В, что более чем в семь раз превышает рассчитанное значение. Исходя из чего, мы можем сделать вывод, что в СВЧ МОП транзисторах с рабочими частотами $f = 0,3 - 1,5$ ГГц включение паразитного биполярного n^+ -р- n^- транзистора не должно наблюдаться.

Расчет падения напряжения ΔU_n возникающего при протекании емкостного тока через р-область под n^+ -истоковыми областями на единицу ширины для типичных значений в разрабатываемых СВЧ МОП транзисторах с рабочими частотами порядка $f = 3$ ГГц показывает возможность открытия паразитного биполярного n^+ -р- n^- транзистора, так как падение напряжения ΔU_n становится порядка 0,7 В, что является достаточным для инжекции электронов из n^+ -области в р-базу и далее в n^- -слой. В результате происходит ограничение выходной мощности и возникновения нелинейных искажений. Параметры для расчета: длина n^+ -области $\Delta l_n = 3$ мкм продольное сопротивление р-области под n^+ -областями $R_{sp} = 2800$ Ом/м, $C_{pn\Pi}(U_{pn} = 10 \text{ В}) = 1,3$ пФ/см, $C_{pnБ}(U_{pn} = 10 \text{ В}) = 1,488$ пФ/см, $U_{н1} = 21$ В. Тогда из формулы (16) находим:

$$\Delta U_n = 1/2 \omega C_{pn\Pi}(U_{pn}) I_{c1} R_1 R_{sp} \Delta l_n + \omega C_{pnБ}(U_{pn}) I_{c1} R_1 R_{sp} \Delta l_n \approx 0,7 \text{ В}.$$

В этом случае эффект открытия паразитного биполярного n^+ -р- n^- транзистора может быть устранен путем уменьшения длины n^+ -области Δl_n . Действительно, в случае если $\Delta l_n = 1,5$ мкм, падение напряжения ΔU_n становится порядка 0,35 В, что является недостаточным для открытия паразитного биполярного n^+ -р- n^- транзистора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бачурин В.В., Ваксенбург В.Я., Дьяконов В.П. и др.; Под. ред. Дьяконова В. П. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник. М.: Радио и связь, 1994. 280 с.

2. Дьяконов В.П., Максимчук Л.Л., Ремнев А.М. и др.; Под ред. В. П. Дьяконова. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. М.: СОЛОН-Р, 2002. 507 с.

3. Быкадорова Г.В., Григорьев Р.Г. // Моделирование технологии создания истоковых и канальных областей мощных полевых СВЧ транзисторов. Труды VIII междунар. научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. Воронеж. 2002. С. 2076—2084.

4. Моделирование элементов и технологических процессов. Под ред. П. Антонетти, Д. Антониадиса, Р. Дантона, У. Оулдхема : Пер. с англ. МОП-СБИС. М.: Радио и связь, 1988. 496 с.

5. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х кн. Кн. 2. Пер. с англ. — перераб. и доп. изд. М.: Мир, 1984. 456 с.

6. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х кн. Кн. 1. Пер. с англ. — перераб. и доп. изд. М.: Мир, 1984. 456 с.