

Возможности и ограничения TRENCH МОП структур

Корнеев С. В., Крымко М. М., Максимов А. Н.

Рассмотрены вопросы влияния обратного напряжения на сопротивление открытого МОП транзистора и напряжение насыщения биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT), выполненных по trench-технологии. Получены соотношения рассеиваемой мощности и величины обратного напряжения, связывающие сопротивление открытого МОП транзистора и напряжения насыщения коллектор-эмиттер IGBT.

Введение

«Идеальный» транзистор должен иметь близкие к нулевым потери проводимости, которые определяются сопротивлением открытого канала $R_{отк}$ для МОП транзистора или напряжением насыщения $U_{кэ нас}$ для IGBT, а также выдерживать высокое обратное напряжение $U_{си обр}$, $U_{кэ обр}$ в выключенном состоянии. Соотношение характеристик $R_{отк}$, $U_{кэ нас}$, $U_{си обр}$, $U_{кэ обр}$ и определяет в основном уровень МОП транзистора и IGBT как силового ключа. Мощные МОП и IGBT транзисторы представляют собой сверхбольшую (большую) интегральную схему, состоящую из множества соединённых параллельно ячеек элементарных транзисторов. Поэтому одной из задач при их разработке является минимизация размеров ячейки элементарного транзистора с целью получения максимально достижимых значений параметров транзистора ($R_{отк}$, $U_{кэ нас}$, $U_{си обр}$, $U_{кэ обр}$, P , I_c).

В [1-3] приведены зависимости сопротивления открытого МОП транзистора от величины обратного напряжения без оценки его зависимости от конструкции и области дрейфа (области электронно-дырочной плазмы). Целью работы является определение влияния конструктивно-технологических параметров и обратного напряжения на сопротивление открытого МОП транзистора и напряжение насыщения коллектор-эмиттер IGBT с учётом влияния сопротивления дрейфовой области.

Сопротивление открытого МОП транзистора

Конструкции VDMOS и TRENCH транзисторов хорошо представлены в [1,4,8]. VDMOS технология при одинаковой разрешающей способности фотолитографии (1 мкм) значительно уступает TRENCH технологии по степени интеграции. Рассмотрим два крайних случая: размеры ячейки на обратное напряжение 30 В и 2500 В. Для транзистора с $U_{си обр} = 30$ В размер ячейки элементарного транзистора для VDMOS технологии составляет 10 мкм, а для $U_{си обр} = 2500$ В – 32 мкм из-за увеличения области пространственного заряда между ячейками. Для TRENCH технологии размер ячейки элементарного транзистора составляет 6 мкм для любого значения обратного напряжения и при этом позволяет увеличить степень интеграции от 1,6 до 5,3 раза.

Из рис. 1 видно, что для VDMOS технологии степень интеграции значительно снижается с увеличением обратного напряжения.

Влияние обратного напряжения на сопротивление открытого МОП транзистора можно записать в виде:

$$R_{отк} = L/\mu \cdot C \cdot W \cdot (U_3 - U_n) + (d - x_j)/q \cdot \mu \cdot N \cdot W \cdot d, \quad (1)$$

где L – длина канала МОП транзистора; μ – подвижность; C – удельная ёмкость подзатворного диэлектрика; W – ширина канала транзистора; U_3 – напряжение на затворе транзистора; U_n – пороговое напряжение транзистора; d – толщина

эпитаксиального слоя (область дрейфа носителей); x_j – глубина залегания n-p перехода (подложки транзистора); q – заряд электрона; N – концентрация носителей эпитаксиального слоя.

В (1) первое слагаемое определяет сопротивление канала транзистора, а второе – сопротивление эпитаксиального слоя. Обратное напряжение является функцией концентрации носителей N и толщины эпитаксиального слоя d , поскольку они определяют максимальное электрическое поле и область дрейфа носителей $U_{обр} = q \cdot N \cdot d^2 / 2\epsilon$, где ϵ – диэлектрическая проницаемость кремния.

На рис. 2 (рис. б – увеличенный фрагмент рис. а) видно, что до напряжений 150 В основной вклад в $R_{отк}$ вносит собственно канал транзистора. При напряжении 200 В в точке пересечения кривых 1 и 2 на сопротивление открытого транзистора влияют обе составляющие, а при напряжениях более 200 В определяющим в сопротивлении является область дрейфа (эпитаксиальный слой). Влияние степени интеграции (числа элементарных ячеек) на $R_{отк}$ транзистора представлено в явном виде значением W и чем оно больше, тем меньше величина $R_{отк}$.

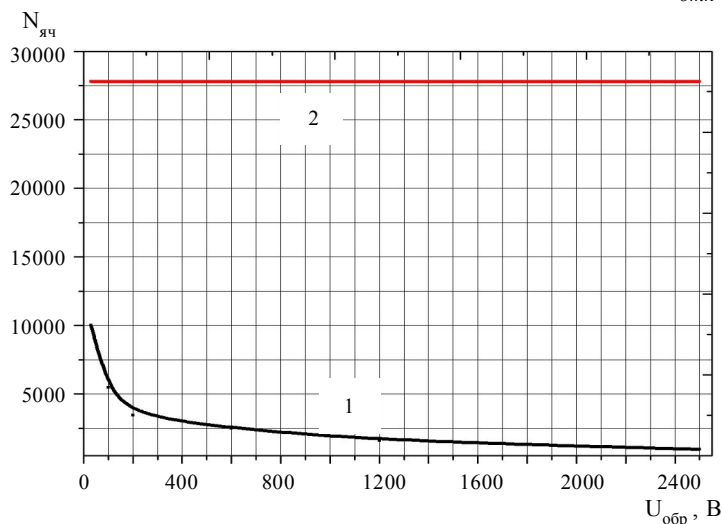


Рис. 1

Зависимость степени интеграции для VDMOS (1) и TRENCH (2) структур от обратного напряжения на площади 1 мм²

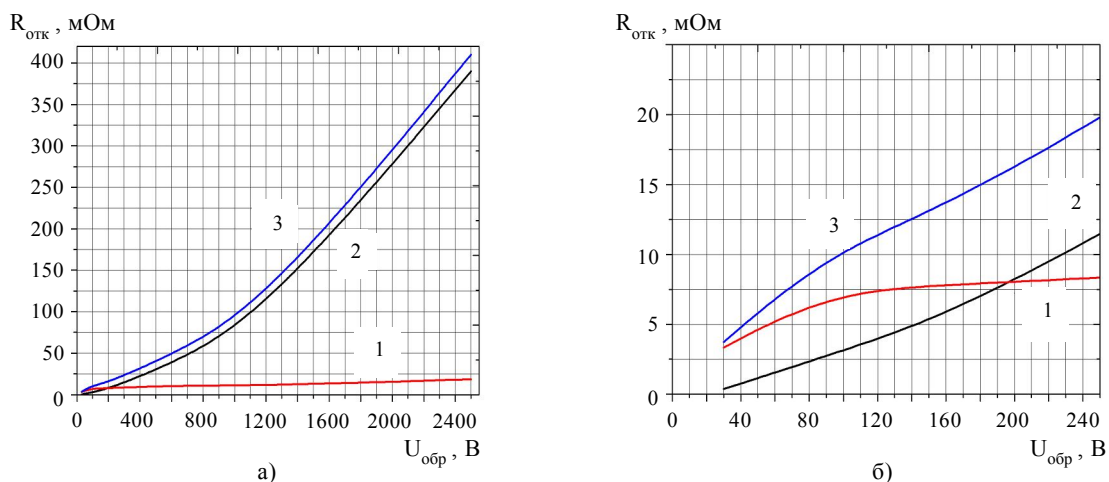


Рис. 2

Зависимость сопротивления канала (1), эпитаксиального слоя (2) и сопротивления открытого транзистора (3) от величины обратного напряжения

Напряжение насыщения коллектор-эмиттер

Большие значения сопротивлений сток-исток открытого транзистора при обратном напряжении более 200 В из-за возрастающего влияния сопротивления эпитаксиального слоя и определили переход на IGBT структуры, так как они способны обеспечивать большие значения токов при меньшей, чем у МОП транзисторов, рассеиваемой мощности.

Для IGBT приборов важным параметром является напряжение насыщения коллектор-эмиттер $U_{кэ\text{нас}}$. Его значение определяется как падение напряжения на сопротивлении открытого МОП транзистора с учётом сопротивления области дрейфа плюс значение контактной разности потенциалов:

$$U_{кэ\text{нас}} = I_k R_{отк} + U_{bi}. \quad (2)$$

Отметим, что у IGBT транзисторов сопротивление области дрейфа модулируется неосновными носителями, инжектируемыми из эмиттера. При плотностях токов более 10 А/см² уровень инжекции высокий. Граничная концентрация неосновных носителей при высоком уровне инжекции определяется выражением

$$p_n(x=0) = n_i \exp(U_{np}/\psi_t), \quad (3)$$

при этом распределение дырок в базе $p(x)$ при условии, что равновесная концентрация дырок в n-базе много меньше граничной концентрации $p_n(x=0)$, примет вид:

$$p(x) = n_i \exp(U_{np}/\psi_t - d/L_p), \quad (4)$$

где n_i – концентрация носителей собственного полупроводника; U_{np} – напряжение прямого смещения n-p перехода; ψ_t – тепловой потенциал; d – толщина эпитаксиального слоя (ширина базы); L_p – диффузионная длина носителей в базе $L_p = (D\tau_p)^{1/2}$; τ_p – время жизни дырок в базе; $D = \psi_t \mu_p$ – коэффициент диффузии дырок; μ_p – подвижность дырок, а выражение для величины удельного сопротивления базы, модулированного неосновными носителями, можно записать как

$$\rho_v = [q \cdot \mu_p \cdot n_i \cdot \exp(U_{np}/\psi_t - d/L_p)]^{-1}. \quad (5)$$

Тогда с учётом (1) и (5) получим:

$$R_{отк} = L/\mu \cdot C \cdot W \cdot (U_3 - U_n) + (d - x_j)/q \cdot \mu_p \cdot n_i \cdot \exp(U_{np}/\psi_t - d/L_p) W \cdot d. \quad (6)$$

В (6) первое слагаемое – сопротивление канала МОП транзистора, а второе – модулированное сопротивление области дрейфа носителей.

Необходимо обратить внимание на значение диффузионной длины, которая существенно зависит от времени жизни неосновных носителей, поскольку при больших значениях обратных напряжений, то есть больших значениях ширины базы, можно не получить эффекта усиления. Следовательно, диффузионная длина неосновных носителей в базе должна быть довольно большой, чтобы отношение d/L_p было меньше единицы. Значения времени жизни неосновных носителей для низкоомных материалов составляют от единиц до десятков микросекунд, а для высокоомных – единицы миллисекунд.

На рис. 3 видим, что с увеличением обратного напряжения коэффициент усиления снижается до нескольких единиц. Это объясняется увеличением области дрейфа носителей и их рекомбинацией во время дрейфа.

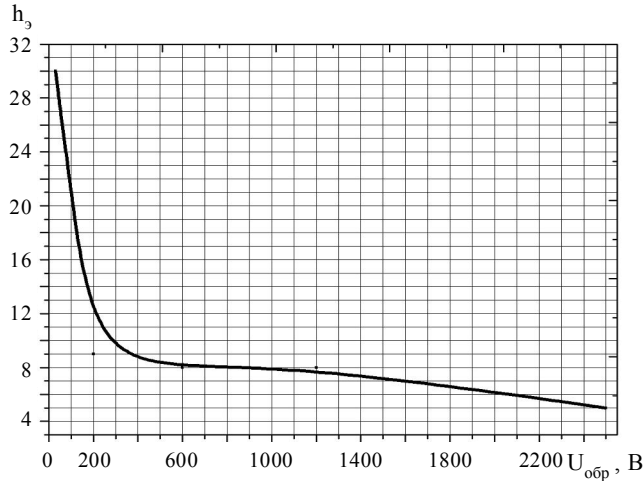


Рис. 3

Зависимость коэффициента усиления по току h_3 для TRENCH-IGBT от обратного напряжения

$$P_n = (E_{\text{вкл}} + E_{\text{выкл}}) f_n. \quad (8)$$

Дополнительные потери мощности возникают на входной ёмкости транзистора и на сопротивлении затвора:

$$P_z = [U_{\text{зи}} Q_z R_z / (R_z + R_\Gamma)] f_n. \quad (9)$$

С учётом (7-9) мощность, рассеиваемая МОП транзистором в режиме переключения, определяется выражением

$$P_f = (I_c^2 R_{\text{отк}} \tau_u + U_{\text{зи}} Q_z R_z / (R_z + R_\Gamma) + E_{\text{вкл}} + E_{\text{выкл}}) f_n, \quad (10)$$

где $E_{\text{вкл}}$ и $E_{\text{выкл}}$ – энергетические потери при включении и выключении соответственно; τ_u – длительность импульса; f_n – частота переключения; $U_{\text{зи}}$ – напряжение затвористок; Q_z – заряд затвора, определяемый входной ёмкостью транзистора; R_z – сопротивление затвора; R_Γ – внешнее сопротивление.

Рассеиваемая мощность для IGBT в статическом режиме определяется выражением

$$P = I_K U_{\text{кэ нас}}. \quad (11)$$

С учётом (2) выражение (11) примет вид:

$$P = I_K (I_K R_{\text{отк}} + U_{\text{би}}). \quad (12)$$

В режиме переключения мощность, рассеиваемая IGBT, как и для МОП транзистора увеличивается с учётом дополнительных потерь и определяется как

$$P_f = I_K [I_K R_{\text{отк}} \tau_u + U_{\text{зи}} Q_z R_z / (R_z + R_\Gamma) + E_{\text{вкл}} + E_{\text{выкл}} + U_{\text{би}}] f_n. \quad (13)$$

На рис. 4 дана зависимость рассеиваемой мощности от обратного напряжения. При токе равном 100 А МОП транзисторы предпочтительнее до напряжений 300 В, а при более высоких напряжениях – предпочтительнее IGBT. Для IGBT при небольших значениях обратного напряжения мощность быстро увеличивается (рис. 4а). Это объясняется наличием контактной разности потенциалов $U_{\text{би}}$, вносящей основной вклад в значение мощности, поскольку $R_{\text{отк}}$ при таких напряжениях невелико.

Рассеиваемая мощность

Рассеиваемая мощность МОП транзистора в статическом режиме определяется выражением

$$P = I_c^2 R_{\text{отк}}. \quad (7)$$

В режиме переключения необходимо учитывать дополнительные потери мощности. Во время включения энергия накапливается в паразитных ёмкостях, а во время выключения энергия рассеивается в индуктивностях. Поэтому появляются дополнительные потери мощности в режиме переключения, связанные с частотой переключения.

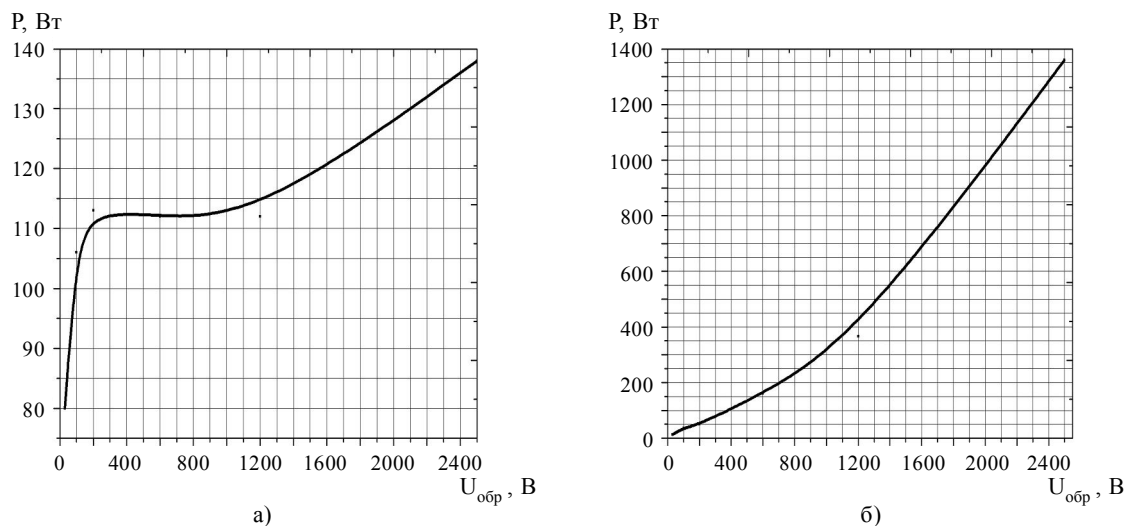


Рис. 4

Зависимость рассеиваемой мощности от обратного напряжения при токе 100 А/см²:
а) для IGBT TRENCH; б) для TRENCH МОП транзистора

Заключение

Получены аналитические соотношения, позволяющие определить сопротивление открытого МОП транзистора и напряжения насыщения коллектор-эмиттер IGBT, зависимость рассеиваемой мощности от величины обратного напряжения с учётом влияния области дрейфа. Анализ выражений для рассеиваемой мощности показывает, что на её значение при переключении влияет не только величина сопротивления открытого канала транзистора, но и его конструкция. Поэтому при разработке мощных приборов необходимы оптимальные сочетания сопротивления открытого транзистора и напряжения насыщения у IGBT с площадью кристалла (количеством ячеек элементарных транзисторов). Уменьшение сопротивления возможно только при увеличении числа ячеек, а это приводит к увеличению заряда, входной и выходной ёмкости, внутреннего сопротивления затвора и в итоге – к увеличению потерь при переключении.

Литература

1. B. Jayant Baliga. Fundamentals of Power Semiconductor devices // Springer Science +Business Media. – 2008. – LLC P. 1069.
2. Eldad Bahat-Treidel. GaN-Based HEMTs for High Voltage Operation. Design, Technology and Characterization. – Berlin 2012. – P. 207.
3. Arendt Wintrich, Ulrich, Werner Tursky, Tobias Reimann. Application manual power semiconductors // ISLE Verlag 2011 SEMIKRON International 2011. – P. 142.
4. А. Борисов. Мощные MOSFET-транзисторы с датчиком тока // Силовая электроника. – 2005. – № 2. – С. 8-10.
5. А. Колпаков, инженер ООО «SEMIKRON» NPT, Trench, SPT... Что дальше? Dejan Schreiber. Presentation Materials. SEMIKRON International 2007 г.
6. А. Бормогов, В. Мартыненко, В. Мускатиньев. Некоторые вопросы эксплуатации IGBT модулей // Компоненты и технологии. – 2005. – № 5.
7. А. Бербенец. Силовые IGBT-модули компании Infineon-technologies // Силовая электроника. – 2008. – № 2. – С. 38-40.
8. А. Винтрих, А. Колпаков. Trench-4 универсальная технология IGBT. SEMIKRON International // Силовая электроника. – 2008. – № 2. – С. 28-30.
9. А. Керенцев, В. Ланин. Конструктивно-технологические особенности MOSFET-транзисторов // Силовая электроника. Компоненты и технология. – 2007. – № 4. – С. 100-104.