

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН**

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ УЗБЕКИСТАНА
ИМЕНИ МИРЗО УЛУГБЕКА**

**ФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА «ФИЗИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ И ПОЛИМЕРОВ»**

ИВАШЕВ ИГОРЬ СВЯТОСЛАВОВИЧ

ИЗУЧЕНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

КВАЛИФИКАЦИОННАЯ ВЫПУСКНАЯ РАБОТА

Направление обучения: 5440100 - Физика

**Научный руководитель:
профессор Власов С.И.**

ТАШКЕНТ – 2014г

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	2
Глава I. Литературный обзор	
§1.1 Эффект поля	4
§1.2 Вольтамперные характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором	16
§1.3 Пробой полевых транзисторов	22
§1.4 Мощные полевые транзисторы с изолированным затвором	25
Глава II. Экспериментальная часть	
§2.1 Ключевой режим полевого транзистора	31
§2.2 Применение ключевого режима для построения блоков питания ...	34
§2.3 Преобразователь напряжения на полевых транзисторах	47
§2.4 Особенности и отличия данной схемы от существующих	51
Заключение	53
Литература	54
Публикации по теме работы	57

Введение

В настоящее время физика полупроводниковых приборов является одним из самых перспективных и интенсивно развивающейся областью науки и техники. Один из самых распространенных и широко используемых полупроводниковых приборов – полевой транзистор, был изобретен первым из всех типов транзисторов. Австро-венгерский физик Юлий Эдгар Лилиенфельд в 1928 году запатентовал принцип работы полевого транзистора с изолированным затвором, которые основан на электростатическом эффекте поля. Возможно, из-за более простого принципа работы полевые транзисторы на много лет опередили своих биполярных собратьев. Позже в 1934 году немецкий физик Оскар Хейл запатентовал и сам полевой транзистор. Но, не смотря на эти, казалось бы, весомые продвижения, первый работающий полевой транзистор удалось создать только в 1960 ввиду объективных трудностей реализации подобной конструкции, на 13 лет позже первого экземпляра биполярного транзистора.

Значительная часть производимых в настоящий момент полевых транзисторов входит в состав КМОП-структур, которые состоят из полевых транзисторов с каналами разного типа проводимости и широко используются в цифровых и аналоговых интегральных схемах.

За счет того что полевые транзисторы потребляют очень мало энергии, многие миниатюрные устройства построены именно на их базе потребляя минимальный ток могут работать большой промежуток времени без замены источника питания.

Стремительно развиваются области применения мощных полевых транзисторов. В силовой электронике мощные полевые транзисторы успешно заменяют и вытесняют мощные биполярные транзисторы. Устройства очень

большой мощности получили новую ступень развития благодаря изобретению биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT).

Все современные процессоры компьютеров, мобильных телефонов и другой цифровой техники состоят из множества полевых транзисторов с изолированным затвором, расположенных на одном миниатюрном кристалле. Современные исследования в этом направлении привели к созданию nano размерных транзисторных структур.

Цель настоящей работы – изучение физических принципов работы полевых транзисторов и разработка преобразователя – стабилизатора напряжения на их основе.

Глава I

Литературный обзор

§1.1 Эффект поля

В основе работы полевых транзисторов с изолированным затвором лежит эффект поля. Эффект поля - это влияние внешнего электрического поля на электропроводность полупроводника. Рассмотрим этот эффект на примере структуры металл - диэлектрик - полупроводник (МДП) приведенной на рисунке 1.1. Как видно из рисунка, в структуре МДП, полупроводниковая пластина отделена от металла тонким слоем диэлектрика. Если к такой структуре приложить внешнее напряжение U , то на границах раздела полупроводник - металл и полупроводник - диэлектрик возникнут электрические заряды разных знаков. Заряды, образующиеся в металле, локализируются непосредственно на его поверхности. А заряды, образующиеся в полупроводнике, распространяются в нем на некоторой глубине, формируя слой объемного заряда. Это приводит к изменению проводимости полупроводника в приповерхностной области, так как здесь изменяется число свободных носителей заряда. В зависимости от полярности напряжения приложенного к металлическому электроду, проводимость приповерхностного слоя полупроводника может как увеличиваться, так и уменьшаться.

Рассмотрим основы теории образования объемного заряда в приповерхностной области полупроводника n - типа проводимости. При наличии напряжения U , приложенного к структуре МДП, электрическое поле изменяет распределение концентраций подвижных зарядов по толщине полупроводника. Значения концентраций электронов $n = n(x)$ и дырок $p = p(x)$, зависящих от координаты, можно определить следующим образом:

$$n = n_0 \exp \left(- \frac{q \varphi}{kT} \right) ; \quad p = p_0 \exp \frac{q \varphi}{kT} \quad (1.1)$$

где n_0 - равновесная концентрация свободных электронов в глубине полупроводника, p_0 - равновесная концентрация свободных дырок в глубине полупроводника, k - постоянная Больцмана, T - температура.

Из выражений (1.1) видно, что при увеличении $\varphi(x)$ величина n - резко уменьшается, а величина p - резко увеличивается. Другими словами по мере приближения к границе раздела - полупроводник - диэлектрик, концентрация свободных электронов уменьшается, а концентрация свободных дырок увеличивается.

Плотность объемного заряда в полупроводнике n - типа проводимости, обусловленная электронами равна:

$$\rho(x) = q[N_d - n(x)] \quad (1.2)$$

где q - заряд электрона, N_d - концентрация ионизированных атомов донорной примеси. В большинстве полупроводников, при комнатной температуре, все мелкие, донорные примеси полностью ионизированы, т.е. $n_0 = N_d$. Поэтому

$$\rho(x) = q[n_0 - n(x)] \quad (1.3)$$

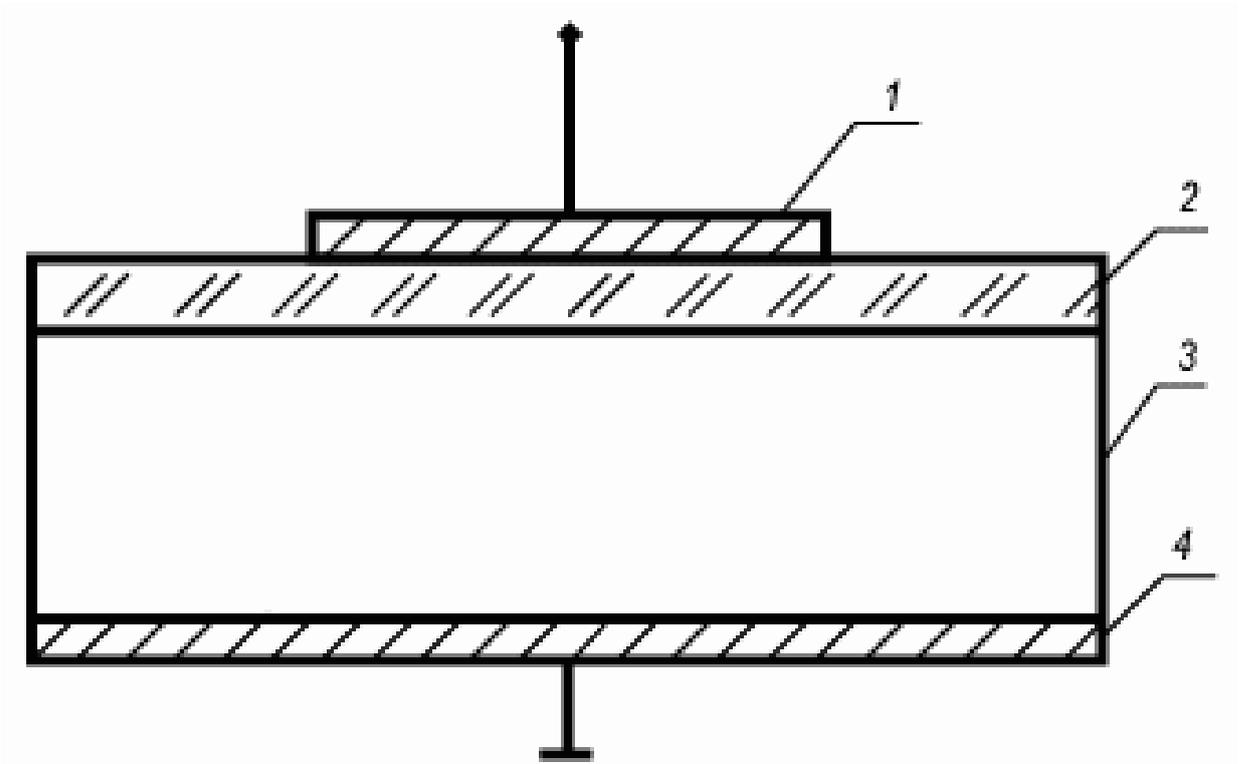


Рис. 1.1. МДП - структура.

1 - металл,

2 - диэлектрик,

3 - полупроводник,

4 - омический контакт.

Плотность объемного заряда в полупроводнике обусловленная дырками равна:

$$\rho(x) = q[p(x) - p] \quad (1.4)$$

Плотность объемного заряда $\rho(x)$ в полупроводнике можно выразить через $\varphi(x)$, при помощи уравнения Пуассона (здесь и далее будем считать, что $\varphi = \varphi(x)$ и $\rho = \rho(x)$):

$$\frac{d^2 \varphi}{dx^2} = \frac{\rho}{\varepsilon \varepsilon_0} \quad (1.5)$$

где ε - диэлектрическая проницаемость полупроводника, ε_0 - электрическая постоянная, равная $8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м. В объеме полупроводника суммарный заряд равен нулю. Следовательно, и плотность объемного заряда равна нулю, т.е. $\rho = 0$. Это обусловлено тем, что концентрация свободных электронов (имеющих отрицательный заряд) равна концентрации ионизированной донорной примеси и концентрации свободных дырок (имеющих положительные заряды) т.е.

$$n_0 = N_d + p_0 \quad (1.6)$$

Вблизи поверхности, в области, где имеется электрическое поле, это равенство нарушается и образуется объемный заряд, плотность которого:

$$\rho(x) = q[n(x) - n_0] + q[p(x) - p_0] \quad (1.7)$$

С учетом (1.1) объемный заряд, локализованный в приповерхностной области полупроводника, запишем в виде уравнения

$$\rho = -qn_0 \left[\exp \left(-\frac{q\varphi}{kT} \right) - 1 \right] + qp_0 \left[\exp \left(\frac{q\varphi}{kT} \right) - 1 \right] \quad (1.8)$$

Для решения уравнения (1.5), введем новые переменные

$$\psi = \frac{q\varphi}{kT}; \quad Y = \frac{n_0}{n_i} = \frac{n_i}{p_0}; \quad L^2 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 kT}{2q^2 n_i} \quad (1.9)$$

здесь n_i - концентрация собственных носителей заряда в полупроводнике.

Используя (1.9) уравнение (1.8) и уравнение Пуассона (1.5) получим следующее уравнение:

$$2 \frac{d^2 \psi}{dx^2} = L^{-2} \left[Y (\exp(-\psi) - 1) - Y^{-1} (\exp(\psi) - 1) \right] \quad (1.10)$$

Для решения полученного уравнения (1.10) умножим обе его части на $d\psi/dx$ и используем тождество:

$$2 \frac{d\psi}{dx} \frac{d^2 \psi}{dx^2} = \frac{d}{dx} \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^2 \quad (1.11)$$

Далее, умножая левую и правую части (1.11) на dx и интегрируя по ψ найдем:

$$\int d\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2 + C = L^{-2} \int_0^{\psi} [Y(\exp(-\psi) - 1) - Y^{-1}(\exp(\psi) - 1)] d\psi \quad (1.12)$$

откуда получим:

$$\left(\frac{d\psi}{dx}\right)^2 = L^{-2} F^2(\psi, Y) + C \quad (1.13)$$

здесь:

$$F^2(\psi, Y) = Y[1 - \exp(-\psi)] + Y^{-1}[1 - \exp(\psi)] + \psi(Y^{-1} - Y) \quad (1.14)$$

Постоянную интегрирования C , входящую в (1.13), можно определить из следующих граничных условий: в объеме полупроводника при $x \rightarrow \infty$ $\psi = 0$ и $d\psi/dx = 0$. Значит $F(\psi) = 0$ и, следовательно, $C = 0$. Учитывая, что в рассматриваемом случае, $qU > 0$ и $d\psi/dx > 0$, из (1.13) найдем значение

$$\frac{d\psi}{dx} = L^{-1} F(\psi, Y) \quad (1.15)$$

Используя полученные выражения (1.3), (1.4) и (1.12) найдем изменение концентрации свободных электронов в приповерхностной области полупроводника, обусловленные воздействием внешнего поля:

$$\Delta n = \int_0^{\infty} [n(x) - n_0] dx = n_0 \int_0^{\infty} [\exp(-\psi) - 1] dx =$$

$$= n_0 \int_0^{\infty} [\exp(-\psi) - 1] \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^{-1} d\psi = n_0 L_n F(\psi_s, Y) \quad (1.16)$$

где

$$F(\psi_s, Y) = \int_0^{\psi_s} \frac{\exp(-\psi) - 1}{F(\psi, Y)} d\psi \quad (1.17)$$

Аналогично находится изменение концентрации свободных дырок приповерхностной области полупроводника:

$$\begin{aligned} \Delta p &= \int_0^{\infty} [p(x) - p_0] dx = p_0 \int_0^{\infty} (\exp \psi - 1) dx = \\ &= p_0 \int_0^{\infty} (\exp \psi - 1) \left(\frac{d\psi}{dx} \right)^{-1} d\psi = p_0 L \Phi(\psi_s, Y) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Где

$$\Phi(\psi_s, Y) = \int_0^{\infty} \frac{\exp \psi - 1}{F(\psi_s, Y)} d\psi \quad (1.19)$$

Полное изменение приповерхностной проводимости полупроводника, в зависимости от величины поверхностного потенциала, и следовательно, от величины приложенного к структуре МДП напряжения находится из следующего выражения:

$$\Delta \sigma = q \mu_n \Delta n + q \mu_p \Delta p \quad (1.20)$$

На рисунке 1.2. показана зависимость поверхностной проводимости $\Delta \sigma$ от величины $q \varphi_s$ для полупроводника n типа проводимости. Из рисунка видно, что как при отрицательных, так и при положительных значениях $q \varphi_s$ величина избыточной проводимости сильно возрастает.

Действительно, при отрицательных значениях напряжения, приложенного к полупроводнику, на границе раздела полупроводник диэлектрик скапливается значительное число электронов. Это приводит к увеличению проводимости полупроводника в его приповерхностной области. При малых отрицательных и положительных значениях напряжения, приложенных к полупроводнику изменения проводимости не велико.

При увеличении положительного напряжения приложенного к полупроводнику, происходит уменьшение числа свободных электронов в приповерхностной области и увеличение концентрации дырок. При дальнейшем росте напряжения этой полярности, концентрация дырок p значительно превышает концентрацию электронов n и происходит изменение типа проводимости с электронной на дырочную. При этом изменение проводимости приповерхностного слоя полупроводника опять достаточно большое. Все вышесказанное хорошо объясняется при помощи потенциальных диаграмм структуры металл - диэлектрик - полупроводник. На рисунке 1.3 показаны потенциальные диаграммы структуры металл-диэлектрик-полупроводник (кремний) для различных значений величин и полярностей прикладываемого напряжения. На этом рисунке координата x откладывается от границы - раздела в глубь полупроводника, т.е. на физической границе раздела - полупроводник - диэлектрик $x = 0$.

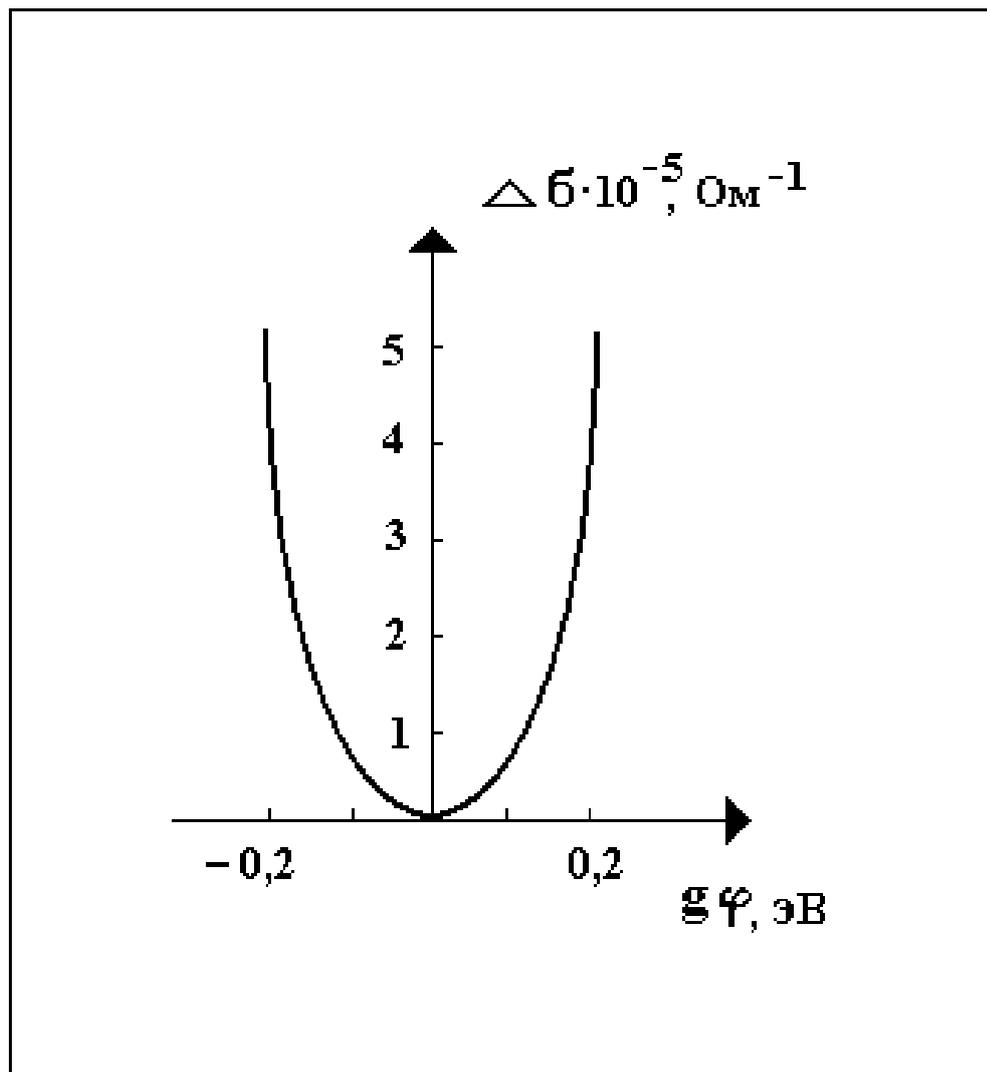


Рис. 1.2. Зависимость изменения приповерхностной проводимости от величины $q\varphi$ для кремния.

$$T=300 \text{ К. } N_d = 4 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}.$$

Принцип работы и упрощенная структура полевого транзистора с изолированным затвором показаны на рисунке 1.4. Здесь, полупроводник электронного типа проводимости ($n - Si$), расположенный между двумя металлическими контактами (И - исток, С – сток) образует токопроводящий канал. При подаче на контакты внешнего напряжения U_c , указанной полярности, по каналу протекает электронный ток (I_c), который зависит от величины напряжения U_c . Управляющий контакт (З - затвор) отделен от проводника тонким слоем диэлектрика, в качестве диэлектрика наиболее часто используется двуокись кремния (SiO_2). При подаче напряжения U_3 между затвором (З) и истоком (С) в полупроводнике, на границе раздела с диэлектриком, возникает электрическое поле.

Возникающее электрическое поле, отесняя электроны от границы раздела, формирует область объемного заряда. Как было показано в главе 1, слой объемного заряда обладает большим электрическим сопротивлением т.к. в нем практически отсутствуют подвижные заряды.

А значит, при образовании этого слоя, сопротивление токопроводящего канала транзистора - возрастает, и величина тока протекающего через канал уменьшается. При увеличении напряжения на затворе, увеличивается ширина области объемного заряда и, следовательно, уменьшается ток через канал. При уменьшении напряжения на затворе ширина области объемного заряда уменьшается, а ток, протекающий через канал, увеличивается. Другими словами: в полевом транзисторе с изолированным затвором, управление током, протекающим через канал, от истока к стоку, осуществляется изменением напряжения на затворе. На этом эффекте и основан принцип работы полевого транзистора с изолированным затвором.

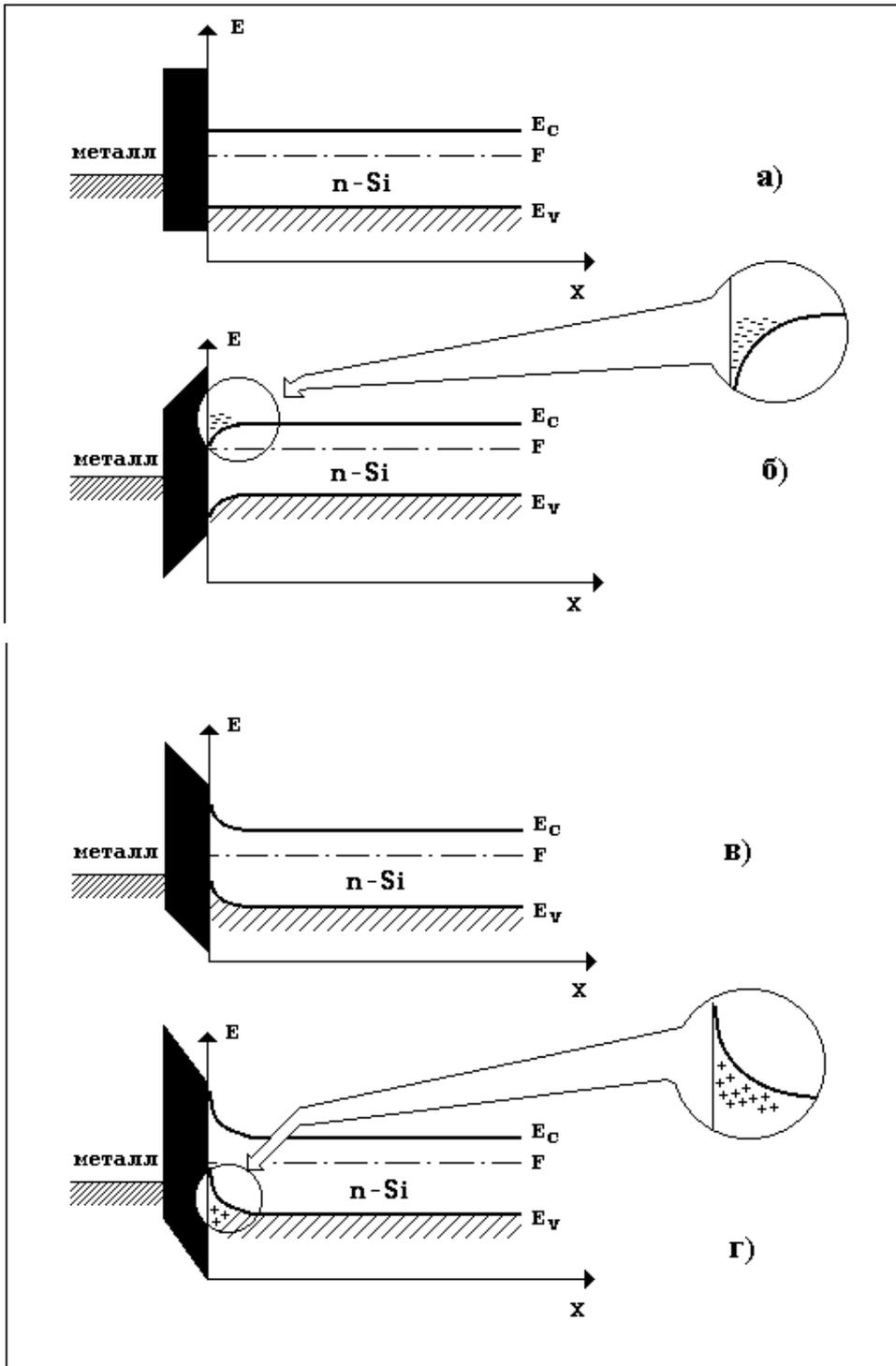


Рис. 1.3. Потенциальные диаграммы структуры МДП.

а) - при нулевом напряжении, б) - при обогащающем напряжении,
 в) - при обедняющем напряжении, г) - при напряжении соответствующем инверсии поверхностной проводимости.

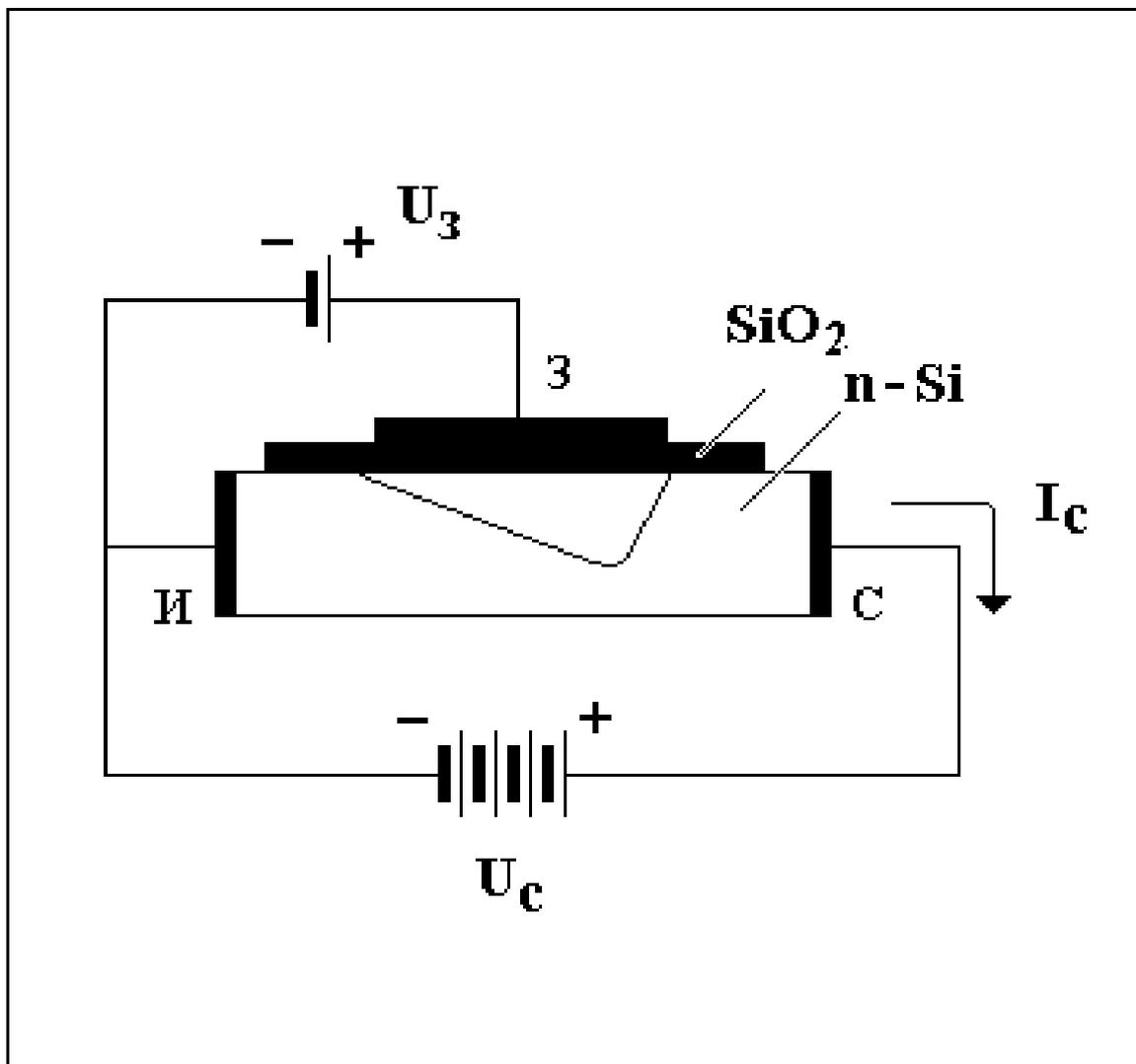


Рис. 1.4. Принцип работы полевого транзистора с изолированным затвором.

§1.2 Вольтамперные характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором

Для расчета вольтамперной характеристики полевого транзистора с изолированным затвором воспользуемся упрощенной моделью транзистора, приведенной на рисунке 1.5. На этом рисунке 1,2 - области истока и стока соответственно, 3 - подзатворный диэлектрик, 4 - металлический электрод затвора, 5,6 - металлические электроды истока и стока соответственно, a, b, L - геометрические размеры токопроводящего канала.

Пусть, для определенности, токопроводящий канал имеет проводимость n -типа. При отсутствии внешних напряжений, электропроводность канала можно выразить при помощи известного соотношения:

$$\sigma = qn\mu \quad (1.21)$$

где q - заряд электрона, n, μ - концентрация и подвижность свободных электронов. При подаче положительного напряжения на затвор транзистора, подвижные электроны, под действием сил электрического поля, из объема полупроводника подтягиваются к границе раздела полупроводник диэлектрик, увеличивая тем самым электропроводность приповерхностной области:

$$\sigma = q\mu(n + \Delta n) \quad (1.22)$$

В этом выражении Δn - изменение концентрации электронов в канале, которое можно выразить через полный заряд канала Q , заряд электрона q , и геометрию токопроводящего канала abl .

$$\Delta n = Q / qabL \quad (1.23)$$

полный заряд канала Q связан с емкостью канала C и с напряжением приложенным к затвору U_3 при помощи следующего выражения:

$$Q = C U_3 \quad (1.24)$$

Используя (1.23) и (1.24) выражение (1.22) можно записать в виде:

$$\sigma = q\mu \left(n + \frac{CU_3}{qabL} \right) \quad (1.25)$$

При подаче отрицательного напряжения на затвор транзистора подвижные электроны, под действием сил электрического поля, оттесняются в глубь полупроводника от границы раздела полупроводник диэлектрик, уменьшая тем самым электропроводность приповерхностной области. В этом случае проводимость канала можно описать при помощи выражения, аналогичному (1.25):

$$\sigma = q\mu \left(n - \frac{CU_3}{qabL} \right) \quad (1.26)$$

При достаточно большом отрицательном напряжении на затворе U_3 ($U_3 = U_{30}$), проводимость канала уменьшается до нуля. В этом случае из выражения (1.26) получаем:

$$qn \mu = \mu \frac{CU_{30}}{abL} \quad (1.27)$$

Используя, далее (1.26) и (1.27), выразим проводимость канала транзистора в виде:

$$\sigma = \mu \frac{C}{abL} (U_{30} - U_3) \quad (1.28)$$

Учитывая соотношения $\sigma = 1/\rho$ и $R_k = \rho L / ab$, найдем сопротивление канала, как функцию приложенного напряжения к затвору:

$$R_k = \rho \frac{L}{ab} = \frac{L^2}{\mu C} \frac{1}{U_{30} - U_3} \quad (1.29)$$

Выражение (1.29) описывает величину сопротивления канала без учета влияния напряжения U_c , прикладываемого к стоку транзистора. Влияние напряжение U_c проявляется в изменении ширины области объемного заряда вблизи стока. Так, при наличии напряжения на стоке, напряжение, прикладываемое к затвору вблизи истока равно U_3 , а вблизи стока это напряжение равно $U_3 + U_c$. Другими словам, напряжение, прикладываемое к затвору, является функцией координаты. Поэтому выражение (1.29), при наличии напряжения на стоке транзистора, можно использовать только для пренебрежимо малого участка длины канала dx :

$$dR_k(x) = \frac{R_k}{L} dx \quad (1.30)$$

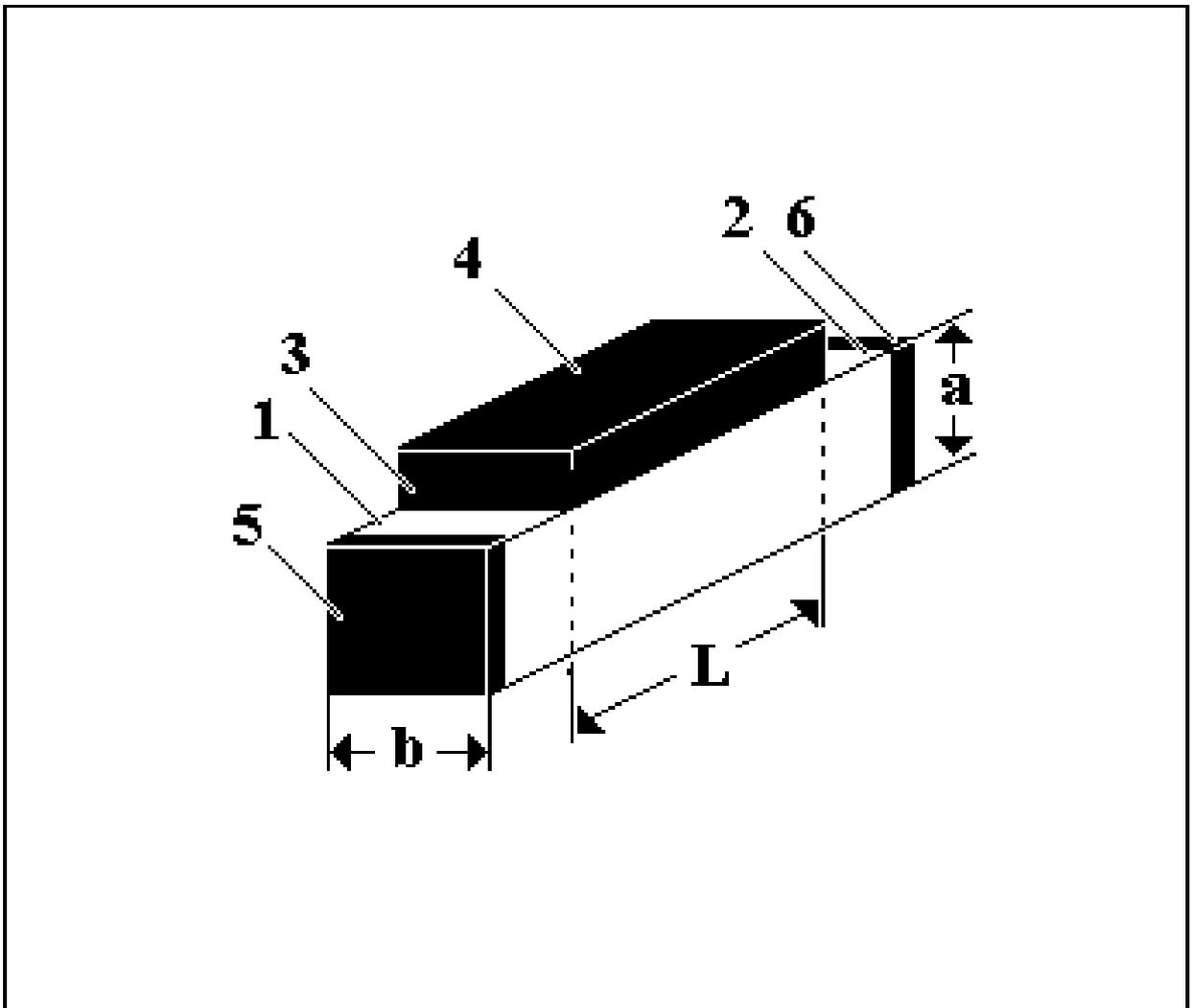


Рис. 1.5. Упрощенная модель полевого транзистора с изолированным затвором.

Используя, далее (1.29) и (1.30) получим:

$$dR_k(x) = \frac{R_k}{L} dx = \frac{L}{\mu C [U_{30} - (U_3 + U(x))]} dx \quad (1.31)$$

При подаче напряжения на сток, через канал транзистора протекает ток стока I_c , который создает падение напряжения $U(x)$ на каждом участке длины dx :

$$dU(x) = I_c dR_k(x) \quad (1.32)$$

Подставив в (1.32) выражение (1.31) получим:

$$dU(x) = I_c \frac{L}{\mu C [U_{30} - (U_3 + U_c)]} dx \quad (1.33)$$

Учитывая граничные условия, в соответствии с которыми при $x = 0$, $U = 0$ и при $x = L$, $U = U_c$, после интегрирования (1.33), получим:

$$I_c \frac{L}{\mu C} \int_0^{U_c} dx = \int_0^{U_c} \{U_{30} - [U_3 + U(x)]\} dx \quad (1.34)$$

Отсюда находим выражение для вольтамперной характеристики полевого транзистора с изолированным затвором, имеющего встроенный канал n-типа проводимости:

$$I_c = \frac{\mu C}{L^2} \left(U_{30} - U_3 - \frac{U_c}{2} \right) U_c \quad (1.35)$$

Полученное выражение справедливо при малых значениях величины U_C , т.е. в случае полностью открытого канала. При больших значениях U_C , за счет увеличения напряжения, прикладываемого к затвору и уменьшения сечения канала происходит уменьшение приращения тока стока и его насыщение. В этом случае $U_{30} = U_3 + U_C$ или $U_C = U_{30} - U_3$, подставив $U_C = U_{30} - U_3$ в выражение (1.35), получим выражение для тока насыщения:

$$I_{\text{нас}} = \frac{\mu C}{2L^2} (U_{30} - U_3)^2 \quad (1.36)$$

Из выражения (1.36) видно, что в режиме насыщения ток стока не зависит от напряжения на стоке, а определяется только величиной напряжения на затворе. Для описания величины изменения тока стока при изменении напряжения на затворе, вводится понятие крутизны вольтамперной характеристики на участке насыщения:

$$S = \frac{dI_{\text{с.,нас}}}{dU_3} = \frac{\mu C}{L^2} (U_{30} - U_3) \quad (1.37)$$

Выражения (1.35), (1.36) и (1.37) получены в предположении обогащения канала основными носителями заряда, т.е. в предположении, что на затвор транзистора, имеющего канал n - типа проводимости, подается положительное напряжение. В режиме обеднения, т.е. когда на затвор этого транзистора подается отрицательное напряжение, проводимость канала будет уменьшаться. Выражения для тока стока, тока насыщения и для крутизны вольтамперной характеристики в режиме насыщения будут отличаться только знаками перед величинами U_3 и U_{30} . На рисунке 1.6 показаны выходные вольтамперные характеристики полевого транзистора с

изолированным затвором, имеющего встроенный канал, при подаче обогащающего и обедняющего напряжения. Пунктирной линией показана область насыщения тока стока. На рисунке 1.7 более подробно показана структура полевого транзистора с изолированным затвором, со встроенным каналом n -типа проводимости, изготавливаемого на основе кремния. Здесь в качестве полупроводниковой подложки используется кремний p -типа проводимости, в котором диффузионными способами созданы n -область канала и n^+ -области истока и стока. Над n -областью канала расположен слой диэлектрика, покрытый слоем металла, для формирования управляющего электрода затвора.

Как видно из рисунка 1.7 для изготовления полевого транзистора с изолированным затвором, слой полупроводника покрывается слоем диэлектрика. При этом граница раздела - полупроводник диэлектрик приобретает свойства отличные от объемных свойств как полупроводника, так и диэлектрика. Эти отличия, в ряде случаев, оказывают влияние на параметры полевых транзисторов.

§1.3 Пробой полевых транзисторов

При подаче на затвор полевого транзистора управляющего напряжения, увеличивается напряженность электрического поля в диэлектрике. В соответствии с законом сохранения электрической индукции, напряженность электрического поля в диэлектрике E_d и напряженность электрического поля в полупроводнике E_n на границе раздела с диэлектриком связаны следующим соотношением:

$$E_d = E_n \cdot \left(\frac{\epsilon_n}{\epsilon_d} \right)$$

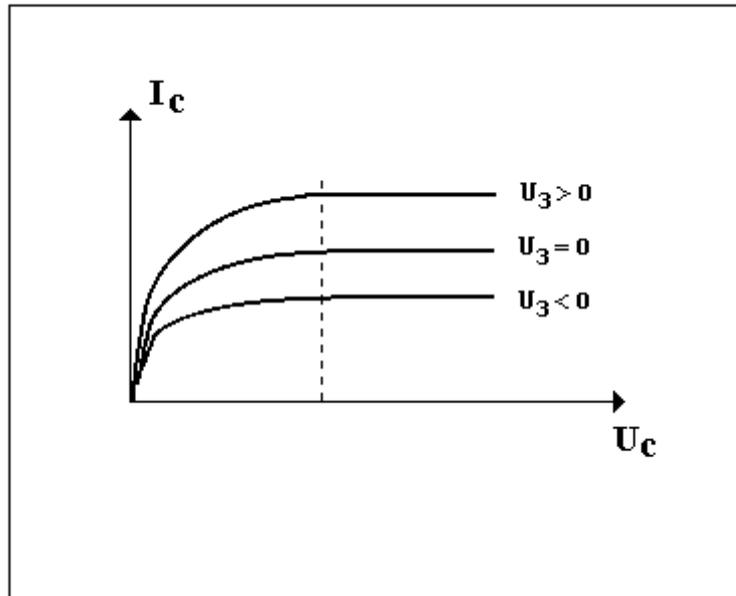


Рис. 1.6. Вольтамперные характеристики полевого транзистора с изолированным затвором.

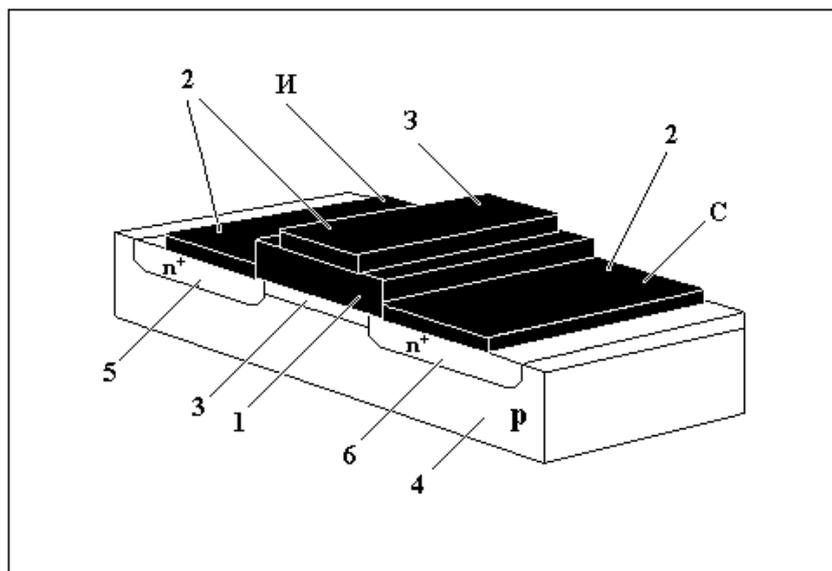


Рис. 1.7. Структура полевого транзистора с изолированным затвором и со встроенным каналом n - типа.

1 - слой диэлектрика, 2 - металлические электроды истока (И), затвора (З) и стока (С), 3 - токопроводящий канал, 4 – полупроводниковая подложка, 5,6 – n^+ области истока и стока.

где $\epsilon_{\text{п}}$ и $\epsilon_{\text{д}}$ диэлектрические проницаемости полупроводника и диэлектрика соответственно. Так для контакта Si - SiO₂, когда напряженность электрического поля в полупроводнике достигает величины достаточной для лавинного пробоя ($3 \cdot 10^5 \text{ В} \cdot \text{см}^{-1}$), напряженность электрического поля в диэлектрике примерно в три раза больше. При достаточно больших электрических полях, происходит пробой диэлектрика и, следовательно, резкое увеличение числа свободных носителей в нем. При этом диэлектрик теряет свои изоляционные свойства. Так, при достижении напряженности электрического поля в диоксиде кремния значений соответствующих 7 - 8 МВ·см⁻¹, возникает увеличение тока, приводящее к его пробую. Напряжение пробоя диэлектрического слоя SiO₂, выращенного на кремнии термическим способом, зависит от толщины этого слоя, степени легирования исходного кремния и от температуры. Так, с увеличением температуры, напряжение пробоя уменьшается. Для пленок SiO₂, толщина которых превышает 1000Å, напряженность электрического поля, при которой начинается пробой, составляет примерно $9 \cdot 10^6 \text{ В} \cdot \text{см}^{-1}$. Для получения максимальной дрейфовой скорости носителей заряда в канале полевого транзистора желательно повысить напряженность электрического поля в канале. Однако с увеличением напряженности поля в канале транзистора увеличивается темп генерации электронно-дырочных пар из-за ударной ионизации. Действительно, с увеличением напряженности электрического поля, свободные носители заряда, за время между двумя соударениями, приобретают энергию достаточную для ударной ионизации атомов решетки. При этом происходит резкое увеличение числа свободных носителей заряда. Наиболее интенсивное образование электронно-дырочных пар происходит в области максимального поля, т.е. в области объемного заряда близи стока. Электроны, возникающие вблизи стока, под действием поля канала уходят на сток транзистора. Дырки, под действием этого поля

дрейфуют к истоку. Эти процессы приводят к изменению вольтамперных характеристик транзисторов.

§1.4 Мощные полевые транзисторы с изолированным затвором

Как уже говорилось, при усилении сигнала большой мощности, основным параметром транзистора являются коэффициент полезного действия. Для получения больших значений коэффициента полезного действия необходимо, чтобы сопротивление полевого транзистора в открытом состоянии, было минимальным. В этом случае и потери мощности будут минимальными. Сопротивление транзистора в открытом состоянии определяется сопротивлением канала. Уменьшить сопротивление канала можно, уменьшив его длину или увеличив его ширину. Уменьшить длину канала можно различными способами. Один из таких способов заключается в том, что бы вместо планарной конструкции транзистора (см. рисунки 1.5, 1.6) использовать вертикальную организацию. В таких структурах направление тока перпендикулярно поверхности. На рисунке 1.8. показана структура транзистора, получившего название – транзистор с V канавкой. Транзистор изготовлен на основе кремния n типа проводимости с кристаллографической ориентацией $\langle 111 \rangle$. V-канавка создается при помощи травления поверхностного слоя в анизотропном, селективном травителе. Транзисторы имеющие структуру металл - диэлектрик - полупроводник, изготовленные при помощи технологии V - канавок, так же как и транзисторы с управляющим p-n переходом, имеют малые значения сопротивления канала в открытом состоянии и большие значения крутизны характеристики, по сравнению с аналогичными транзисторами. Это и обуславливает их широкое использование. На рис. 1.9 показана еще одна транзисторная структура, изготовленная при использовании технологии V- канавок. Здесь используются три различных типа канавок:

мелкие для истока и стока, средние для затвора и глубокие, для изоляции транзисторов друг от друга. Как видно из рисунка, выводы истока, стока и затвора выведены на одну верхнюю плоскость. Такие транзисторные структуры, как правило, используются при изготовлении интегральных микросхем. Для повышения мощности коммутируемых токов широкое распространение получили многоэлементные полевые транзисторы. По своей структуре, эти транзисторы представляют собой несколько отдельных транзисторов, изготовленных на одной подложке и соединенных параллельно.

В качестве примера на рисунке 1.10. приведена упрощенная структура такого транзистора. Из приведенного рисунка видно, что транзистор изготовлен в виде множества одинаковых, отдельных элементов прямоугольной формы (верхняя часть рисунка 1.10), имеющих общий сток. Приборы такой структуры выдерживают напряжение между стоком и истоком до 460 - 480В и имеют максимальный ток стока до 7А. В таблице 1 приведены основные эксплуатационные характеристики мощных полевых транзисторов выпускаемых фирмой International Rectifier.

На рисунке 1.11 показана еще одна структура вертикального полевого транзистора с изолированным затвором. Видно, что исток (И) и затвор (З) этого транзистора расположены с одной стороны полупроводниковой пластины, а сток (С) расположен с другой, противоположной стороны. При этом область истока расположена вокруг области затвора, как и в случае транзистора показанного на рисунке 1.10. Все отдельные элементы этого транзистора соединены параллельно, так как сток является общим для всех элементов. При таком включении общий ток стока возрастает, и суммарная мощность транзистора увеличивается. Для лучшего использования площади пластины весь транзистор изготавливается в виде многих элементов прямоугольной формы.

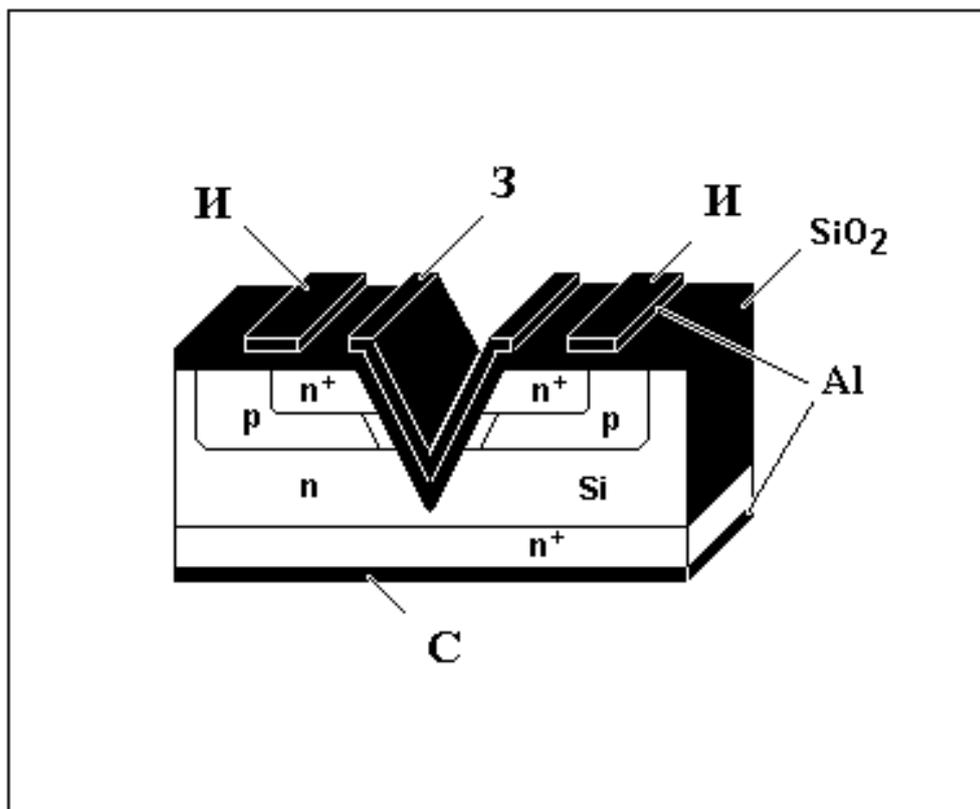


Рис. 1.8. Полевой транзистор с V- канавкой.

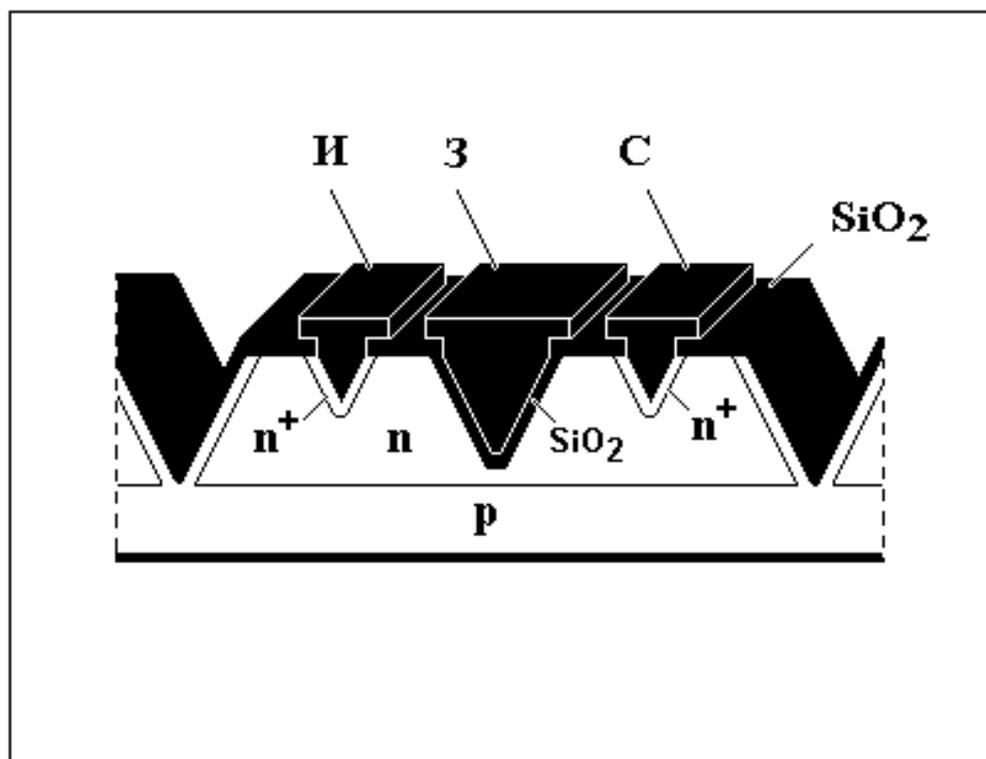


Рис. 1.9. Полевой транзистор с различными V- канавками.

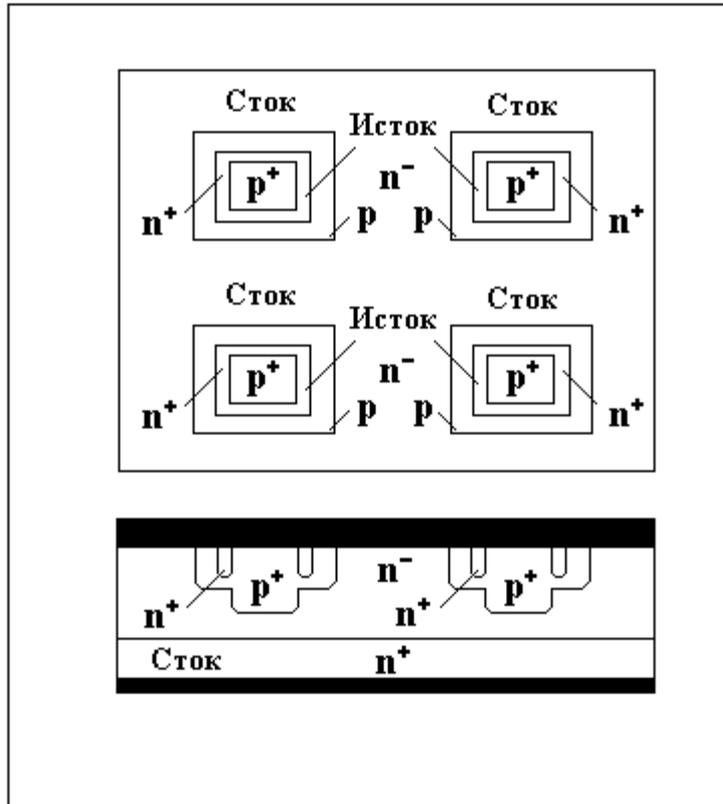


Рис. 1.10. Структура много-элементного вертикального полевого транзистора.

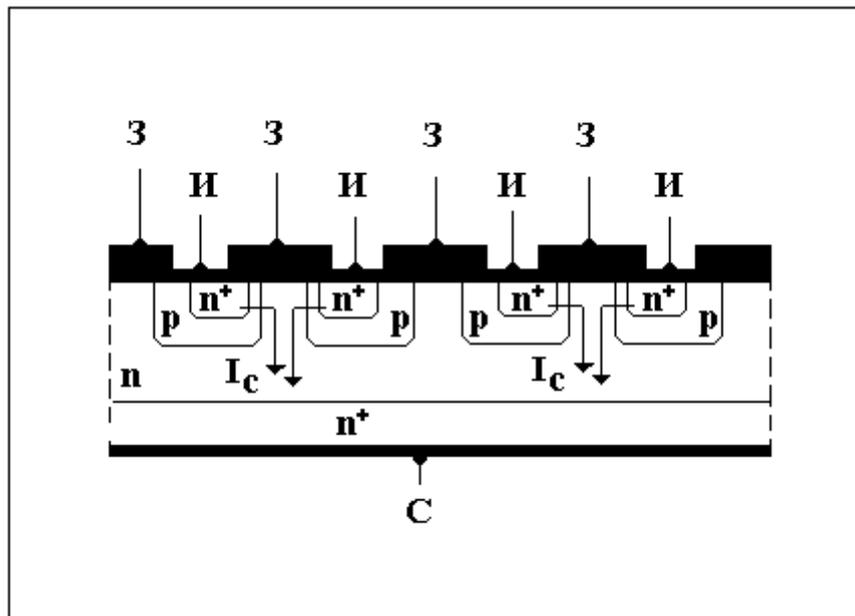


Рис. 1.11. Структура вертикального полевого транзистора с параллельным соединением элементов.

Транзисторы такой конфигурации выдерживают напряжения, прикладываемые к стоку, до 500 вольт, и могут работать длительное время при токе стока до 7 А. Для повышения плотности упаковки транзисторов на кристалле, часто используются элементы другой формы, например гексагональной. Гексагональные элементы позволяют достичь величины рассеиваемой мощности транзистора до 100 Вт.

Таблица 1

Тип транзистора						
Параметр	IRFP150	IRFP250	IRFP350	IRFP450	IRFP460	IRFP470
$U_{си. \max}$	100 В	200 В	400 В	500 В	500 В	400 В
$I_{с. \max}$	38 А	30 А	14 А	12 А	20 А	10 А
P_{\max}	150 Вт	150 Вт	150 Вт	150 Вт	280 Вт	125 Вт
$U_{зи. \text{отс.}}$	4 В	4 В	4 В	4 В	4 В	4 В



SOT23-3L



SOT23-6L



TSSOP8



SOT-223



PowerFLAT™ 3x3



PowerFLAT™ 6x5



H²PAK
2 to 7 leads



P²PAK



SO-8



PolarPAK®



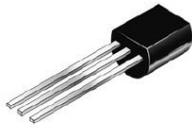
DPAK



D²PAK



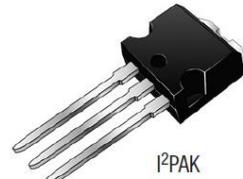
PowerSO-10™



TO-92



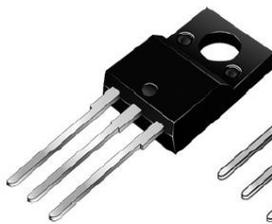
IPAK



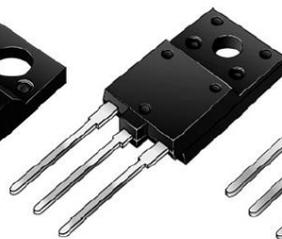
I²PAK



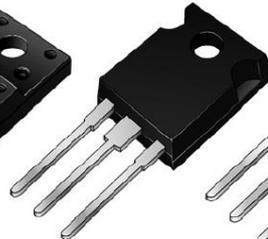
TO-220



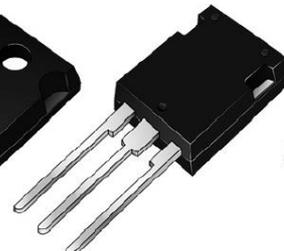
TO-220FP



TO-3PF



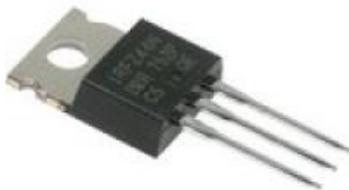
TO-247



Max247®



ISOTOP®



IRFZ44N



IRFP460



L7805CT94

Глава II

Экспериментальная часть

§2.1 Ключевой режим полевого транзистора

Полевые транзисторы, работающие в ключевом режиме, получили широкое применение в аналоговой и особенно в цифровой электронной аппаратуре. В аналоговой аппаратуре полевые транзисторы позволяют коммутировать сигналы с широким динамическим диапазоном уровней и низкими частотными и фазовыми искажениями при крайне малой управляющей мощности. Здесь обычно транзистор работает в режиме управляемого сопротивления при отсутствии источников питания стоковых цепей. В цифровой аппаратуре транзистор использует в двух состояниях: включен и выключен. В одном из них выходной потенциал соответствует логической единице, в другом – логическому нулю. Возможность гальванической связи между элементами, простота технологий изготовления и высокая степень интеграции обусловили выпуск множества цифровых устройств на основе МДП (МОП) транзисторов.

В ключевом режиме МДП транзистор характеризуется следующими параметрами:

- сопротивление канала в открытом состоянии R_{ds} ;
- сопротивление канала в закрытом состоянии $R_{ds \text{ закр}}$;
- емкость затвора;
- напряжение запираения канала U_0 ;
- ток стока закрытого канала;
- допустимое напряжение на затворе;
- напряжение пробоя;

Из них важнейшим параметром является сопротивление в открытом состоянии, которое в зависимости от типа транзистора может составлять от долей ома до единиц килоом. Значение этого параметра удобно определять

как тангенс угла наклона касательной к стоковой характеристике в точке с координатами $I_d = 0$, $U_{ds} = 0$.

Сопротивление канала в закрытом состоянии $R_{ds \text{ закр}}$ определяется при напряжении затвор – исток, превышающем напряжение запираения U_0 . Для исправных полевиков любого типа обычно величина $R_{ds \text{ закр}} > 10^7$ Ом. Значение этого сопротивления зависит от напряжений, прикладываемых к электродам транзистора.

Затворная емкость определяет время переключения ключа и его динамическое сопротивление в состоянии «выключено» и, соответственно, граничную частоту работы транзистора.

Ток стока закрытого транзистора определяется сопротивлением $R_{ds \text{ закр}}$ и током утечки участка затвор – сток.

Напряжение запираения характеризует напряжение на затворе МДП транзистора, когда канал полностью перекрыт и превышает напряжение отсечки, измеряемое при фиксированном токе стока. Ориентировочные значения напряжения запираения можно найти по формуле:

$$U_0 = \frac{\eta I_d}{S} \quad (2.1)$$

где U_0 – напряжение запираения, I_d – ток стока насыщения, S – крутизна при токе стока насыщения, η – коэффициент нелинейности, значения которого для разных типов транзисторов можно найти в справочниках.

Допустимое напряжение на затворе $U_{g \text{ доп}}$ определяет динамический диапазон коммутируемого сигнала. Оно измеряется как напряжение затвор – сток, при котором ток утечки участка затвор – сток I_{gd} достигает максимально допустимого значения.

Максимальное значение амплитуды коммутируемого сигнала находится из соотношения:

$$U_{max} \leq U_{g \text{ доп}} - U_0 \quad (2.2)$$

Если это условие не выполняется, может произойти пробой участка затвор – сток полевого транзистора. Этот пробой имеет обратимый характер для полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом, если не превышена допустимая мощность рассеивания в приборе, а для полевых транзисторов с изолированным затвором такой пробой имеет необратимый характер и означает выход из строя прибора.

Показатели реального ключа зависят от его схемы, расположения элементов и параметров используемого транзистора. Реализовать высококачественный ключ можно лишь при продуманном монтаже. Теоретический анализ и эксперименты показывают, что в схемах ключей аналоговых сигналов на МОП транзисторах целесообразно использовать транзисторы, имеющие максимальные значения следующего коэффициента качества:

$$M_1 = \frac{U_0}{R_{ds} C_{ds}} \quad (2.3)$$

Или

$$M_1 = \frac{U_{gs \text{ отс}} S}{C_{ds}} \quad (2.4)$$

Наиболее важным показателем ключей цифровых сигналов является быстродействие. Обеспечить высокое быстродействие позволяет ключ на МОП транзисторе, имеющий максимальное значение коэффициента качества:

$$M_2 = \frac{E_{упр}}{U_0 R_{ds}} \quad (2.5)$$

или используя справочные данные на транзистор:

$$M_2 = \frac{SE_{упр}}{U_{gs\ отс}} C_n \quad (2.6)$$

Быстродействие ключей на дискретных МОП транзисторах ограничено влиянием элементов, подключенных к транзистору, особенно емкости нагрузки и входного сопротивления управляющей цепи.

КПД полевых транзисторов с изолированным затвором в ключевых схемах достигает 96-98% в зависимости от типа прибора и этим обусловлено их широкое применение во многих устройствах.

§2.2 Применение ключевого режима для построения блоков питания

В настоящее время широкое распространение получили импульсные источники питания ввиду их малых габаритов, высокому КПД и удобству использования. Принцип работы таких источников питания одинаковый у разных типов и заключается в следующем.

Любую базовую схему импульсного источника питания можно разделить на три основные функциональные части:

1. Задающий генератор, собранный на базе специализированных микросхем, ШИМ – контроллеров, автогенераторов, мультивибраторов и других подобных устройств с частотой импульсов на выходе в диапазоне $\sim 30 \div 60$ кГц;
2. Импульсный трансформатор с первичными и вторичными обмотками и соответственно с выпрямительной частью на выходе, материалом

сердечника такого трансформатора является обычно феррит или альсифер, а также другой магнитный материал, способный работать на больших частотах и имеющий необходимую магнитную проницаемость;

3. Каскад силовых ключей, роль которых могут выполнять мощные биполярные, полевые или IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors – биполярные транзисторы с изолированным затвором), также важна схема включения этих ключей: мостовая (bridge), полумостовая (half-bridge) и со средней точкой (push-pull).

Рассмотрим подробнее каскад силовых ключей. Биполярные и IGBT транзисторы обычно используются при высоких напряжениях и больших токах, а при низких напряжениях показывают себя хуже MOSFET, и поэтому на них останавливаться не будем. Далее рассмотрим подробнее работу МОП-транзистора в таких схемах.

На рисунке 2.1 изображена схема включения полевого транзистора с изолированным затвором в ключевом режиме для того чтобы сделать расчеты времени переключения транзистора более наглядными.

Напряжение U_g , прикладываемое к затвору транзистора VT от импульсного генератора, имеет вид, изображенный на рисунке 2.2, а. В цепь затвора включен резистор с небольшим сопротивлением R_g , который называется затворным резистором. При подаче прямоугольного импульса U_g сначала происходит заряд емкости C_{gs} (участок «1» на рис. 2.2; б). Но транзистор в это время закрыт. Он начнет открываться только при достижении напряжения U_{gs} некоторого значения, называемого пороговым напряжением, что видно из рис. 2.2, в. Величина порогового напряжения в справочной документации обозначается как $U_{gs(th)}$. Его типичное значение составляет $\sim 2\div 5$ В.

Видно, что имеет место задержка включения транзистора. Время, затрачиваемое на этот процесс, носит название времени задержки включения и обозначается в справочниках как $t_{d(on)}$.

При достижении U_{gs} порогового уровня «срабатывает» эффект Миллера, входная емкость резко увеличивается, что иллюстрируется участком «2» на рис. 2.2, б, а значит, скорость открытия транзистора замедляется. «Медленный» участок будет длиться до тех пор, пока транзистор полностью не откроется: пока сопротивление открытого $p-n$ -перехода не достигнет значения $R_{ds(on)}$. На протяжении времени открытия транзистора наблюдается падение напряжения U_{ds} до минимально возможной величины. Процесс открывания занимает время, называемое временем нарастания и обозначаемое как t_r . После того как транзистор полностью откроется, обратная связь оборвется и входная емкость снова станет равной C_{gs} (участок «3» на рис. 2.2, б). В результате на затворе установится напряжение U_{gs} , равное напряжению генератора U_g . На участке «4» транзистор находится в состоянии статического насыщения.

Процесс выключения транзистора протекает в обратном порядке (участки «5», «6», «7» на рис. 2.2, б). На участке «5» происходит снижение напряжения U_{gs} до порогового уровня, занимающее время $t_{d(off)}$. Это время носит название времени задержки выключения. На участке «6» снова вступает в действие эффект Миллера, замедляющий процесс выключения, и напряжение «сток-исток» станет равным U_n . Время, затрачиваемое на этот процесс, называется временем спада и обозначается как t_f .

Необходимо оговориться, что поскольку время коммутационных процессов в транзисторах MOSFET связано с процессом заряда-разряда паразитных емкостей, на временные параметры существенное влияние будет оказывать величина резистора R_g – чем больше его сопротивление, тем больше время придется затрачивать на коммутацию. Поэтому производители указывают, при какой величине R_g и U_g приводятся справочные данные. Пользоваться ими можно лишь при первоначальном выборе элемента, повторное вычисление производить, исходя из режима работы в конкретной схеме.

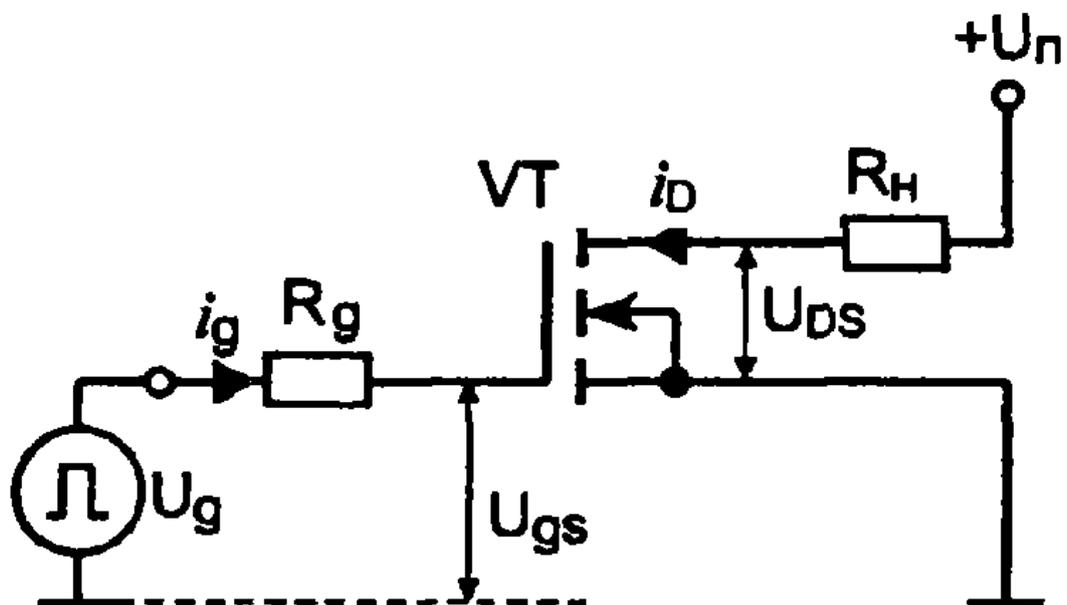


Рис. 2.1. К расчету времени переключения МОП-транзистора

VT – МОП-транзистор;

R_g – затворное сопротивление;

R_H – сопротивление нагрузки.

Рисунок взят из [4]

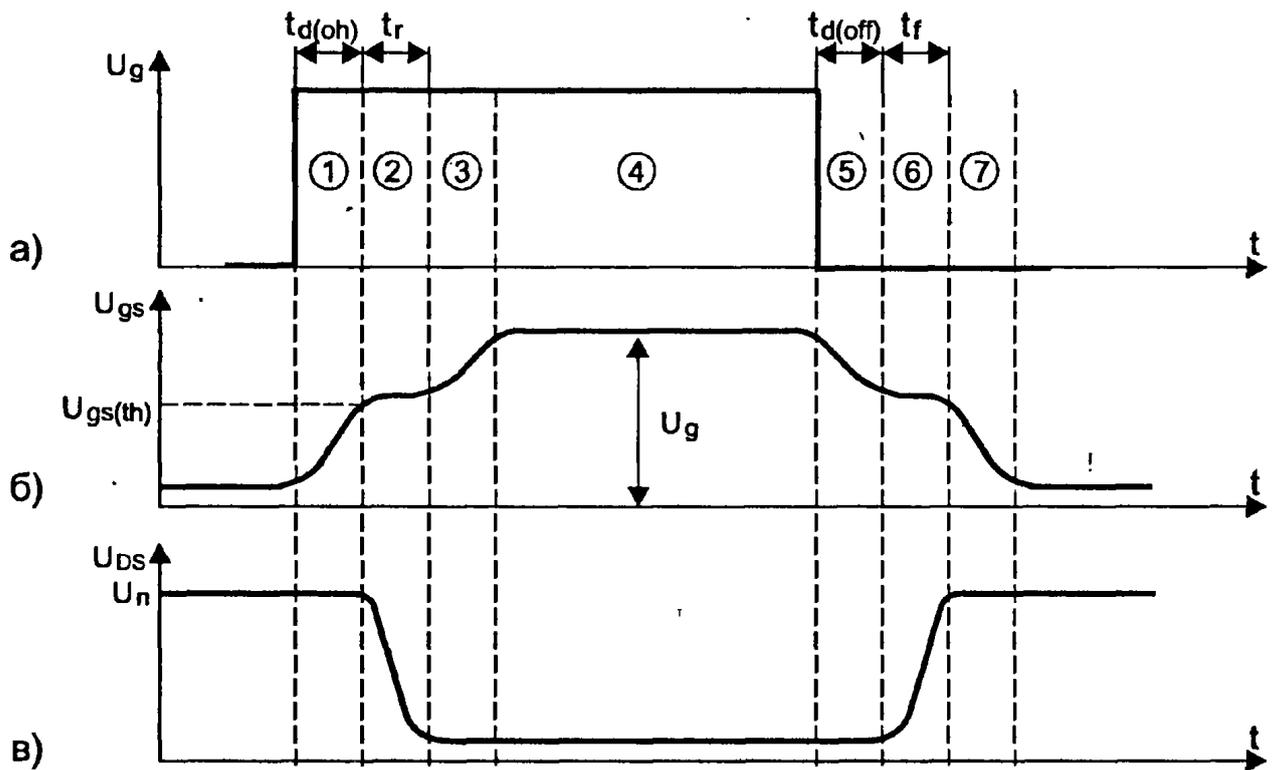


Рис. 2.2. Временные диаграммы коммутационных процессов в МОП-транзисторах

Рисунок взят из [4]

Итак, в результате процесса включения импульс тока стока задерживается относительно импульса управления на время $t_{\text{вкл}}$, а выключение транзистора растягивается на время $t_{\text{выкл}}$. Время коммутации напрямую связано с величиной тепловых потерь на полупроводниковом приборе: чем быстрее мы сможем переключать транзистор, тем меньше будет тепловых потерь на нем, тем лучшие показатели КПД схемы мы получим, тем меньшие габариты охлаждающих радиаторов следует ожидать.

К сожалению, из-за сложного характера процесса заряда затвора и нелинейности паразитных емкостей мы не вправе считать время заряда входной емкости методом, применяемым к обычной интегрирующей RC-цепи. Дело в том, что простая RC-цепь подчиняется экспоненциальному закону нарастания и спада токов и напряжений, в то время как изменение реального напряжения U_{gs} имеет более сложный характер. Поэтому производители полевых транзисторов не рекомендуют пользоваться в расчетах значениями паразитных емкостей. Имеется иной путь расчета времени переключения, связанный с переходом к интегральной характеристике, называемой зарядом затвора.

Заряд затвора определяется из следующей формулы:

$$Q_g = \int_0^{t_{\text{вкл}}} i_g(t) dt \quad (2.7)$$

где $i_g(t)$ – ток затвора.

Какой физический смысл выражения (2.7)? Интегрирование, как обычно, приводит к необходимости суммировать произведения тока затвора на протяжении коротких промежутков времени, в течение которых ток можно условно считать постоянным. В результате мы получим так называемое «количество электричества», которое надо передать входной емкости

транзистора, чтобы транзистор был открыт. Мы можем это сделать быстро, тогда нам необходимо обеспечить большой зарядный ток, либо время открытия транзистора затянется за счет уменьшения зарядного тока. Зная величину заряда затвора, легко вычислить время включения или выключения МОП-транзистора. В условиях параметров, изображенных на рис. 2.1, эти величины определяются так:

$$t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{выкл}} = \frac{Q_g R_g}{U_g} \quad (2.8)$$

Но как определить величину заряда затвора для транзистора конкретного типа? Естественно, из технической документации, в которой обычно приводится значение, называемое общим зарядом затвора. Разработчики элементной базы уже позаботились о нас, сняв кривую заряда затвора (рис. 2.3) и вычислив среднестатистический заряд затвора транзистора.

На рис. 2.4 показаны характеристики, отражающие изменение тока затвора i_g в процессе коммутации МОП-транзистора и изменения тока заряда стандартной RC цепи.

В реальных схемах зарядом затвора управляет специальное устройство, называемое драйвером затвора. При разработке схемы всегда важно определить мощность, которая будет расходоваться на управление силовым транзистором. Используя величину заряда затвора, можно определить среднюю величину мощности драйвера:

$$P_{\text{упр}} = Q_g U_g f \quad (2.9)$$

где f – частота коммутации.

Как показывает практика, обычно эта мощность составляет сотые доли процента от мощности силовой части схемы.

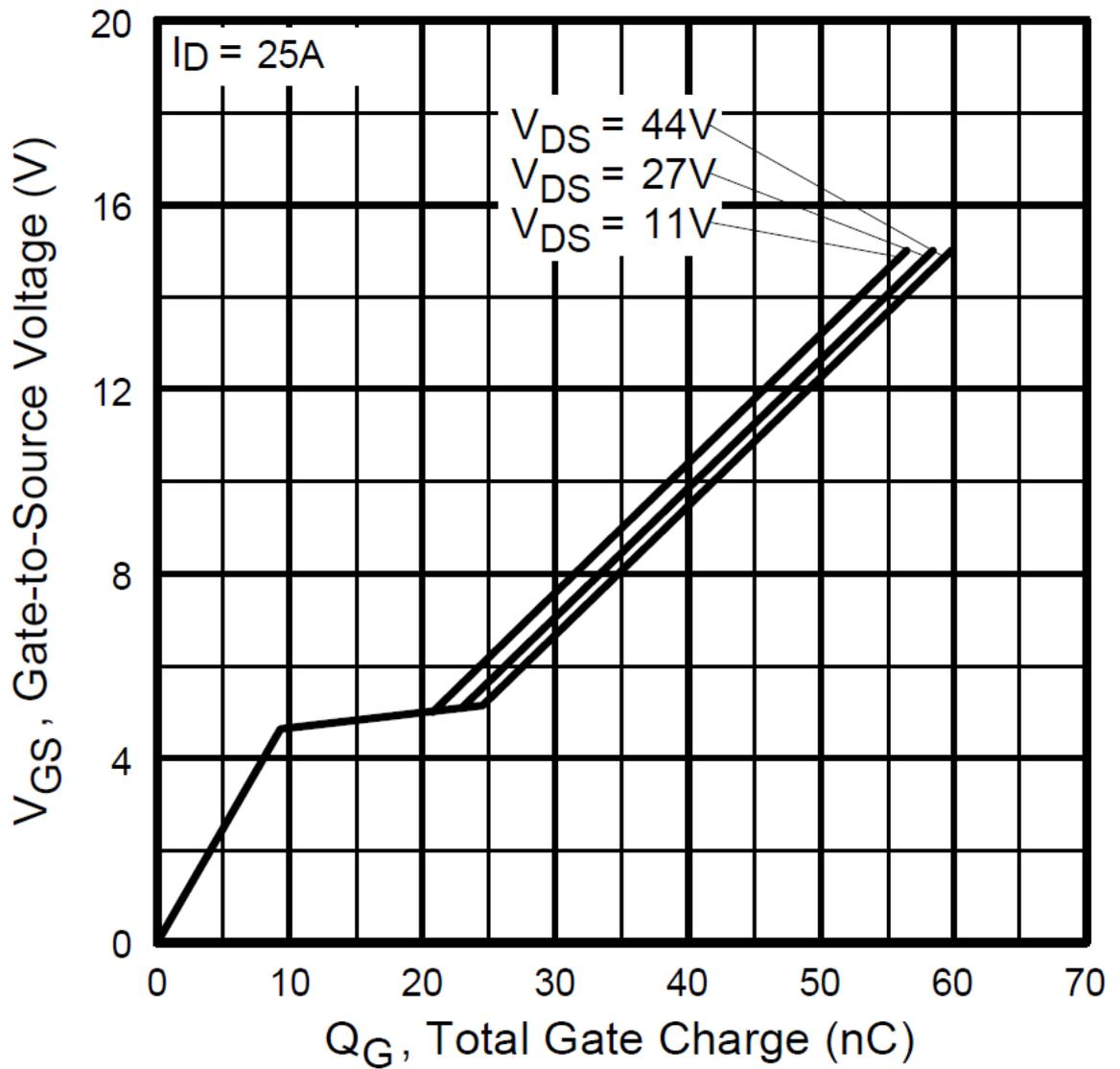


Рис. 2.3. Типичная кривая заряда затвора МОП-транзистора на примере IRFZ44N

Горизонтальная ось – суммарный заряд затвора (нКл)

Вертикальная ось – напряжение затвор-исток (В)

Рисунок взят из [7]

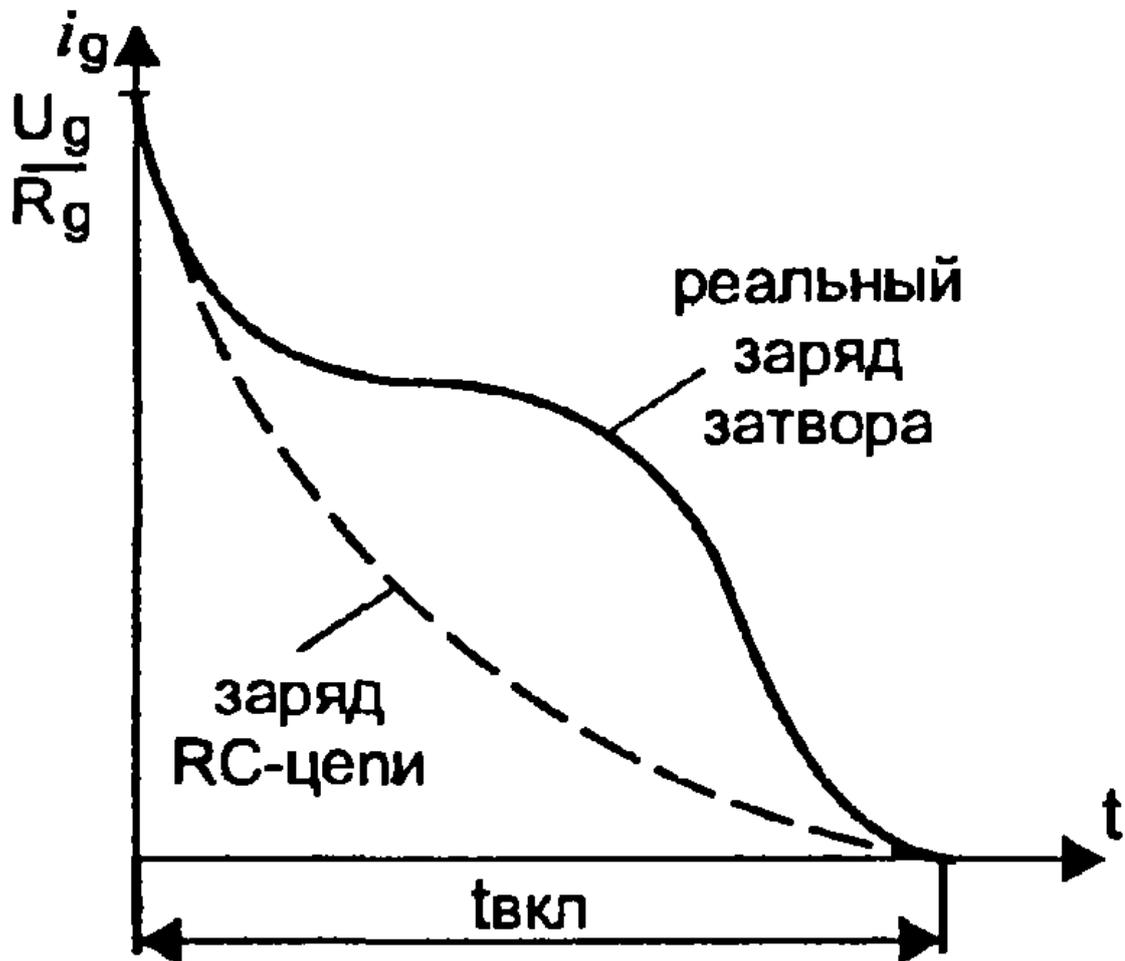


Рис. 2.4. Сравнение характеристики заряда RC-цепочки и входной емкости затвора МОП-транзистора

Рисунок взят из [4]

Разработчику силовой техники очень часто приходится сталкиваться с так называемыми аварийными режимами работы, когда возникает короткое замыкание или нарушается электрический контакт. В аварийных режимах, как правило, наблюдается резкое и неконтролируемое изменение токов и напряжений, в результате чего схема может просто выйти из строя. Поэтому очень важно спроектировать схему так, чтобы силовые элементы (особенно дорогостоящие) не были подвержены опасности в режиме аварии. Одним из таких условий, могущих привести к аварийному режиму, является выбор слишком большого сопротивления затворного резистора. Покажем на примере, почему так может произойти.

Как видно из рис. 2.5, паразитные емкости C_{gd} и C_{gs} образуют емкостной делитель напряжения. Если сопротивление затворного резистора велико, а изменение напряжения «сток-исток» в единицу времени – велико, то, проделав элементарные математические преобразования, мы сможем прийти, к интересному выводу:

$$U_{gs} = \frac{C_{gd}}{C_{gd} + C_{gs}} \left[\frac{dU_{ds}}{dt} \right] t_{ком} \quad (2.10)$$

где (dU_{ds}/dt) – предельная скорость изменения напряжения «сток-исток» В единицу времени;

$t_{ком}$ – время коммутации.

Резкое изменение напряжения «сток-исток» может возникать в разных ситуациях, например, при первоначальном включении питания силовой цепи силового транзистора, или при включении другого элемента, работающего «в паре» с данным транзистором.

Покажем, насколько опасно для транзистора слишком маленькое время открытия. Возьмем соотношение $C_{gd}/C_{gs} = 1/4$, $dU_{ds}/dt = 250\text{В}/\text{мкс}$, $t_{ком} = 1\text{ мкс}$. Тогда $U_{gs} = 50\text{В}$, что находится значительно выше зоны порогового

напряжения и, мало того, выше предельного безопасного уровня напряжения затвора. Следовательно, транзистор может, во-первых, самостоятельно открыться наведенным напряжением в тот момент, когда мы даже и не пытаемся его открывать, а во-вторых, он вообще может выйти из строя из-за пробоя затвора высоким напряжением.

Борьба с эффектом самопроизвольного открытия может вестись несколькими способами, одним из которых является использование специальных драйверов, выходное сопротивление которых минимально. Кроме того, сопротивление R_g должно быть достаточно малым, тогда оно будет шунтировать емкость C_{gs} , ослабляя влияние (dU_{ds}/dt) . Типичное значение R_g для управляющих источников не превышает нескольких сотен ом. Иногда применяют также схему, состоящую из параллельного соединения конденсатора и резистора, подключая ее между стоком и истоком.

Следующие способы защиты затвора полевых транзисторов направлены не на предотвращение эффекта самопроизвольного открытия под действием наведенного тока, а на сохранение целостности затвора. Понятно, что с помощью схемотехнических решений можно остановить процесс лавинообразного нарастания тока и защитить силовые цепи «сток-исток» от выгорания. Но «спасать» от потенциального пробоя нужно и затворы. Два наиболее часто встречающихся варианта защиты показаны на рис. 2.6. Вариант «а» реализуем достаточно просто достаточно иметь стабилитрон VD с напряжением стабилизации порядка $18\div 22V$, то есть безопасного для затвора уровня. При возникновении аварийной ситуации стабилитрон «съест» перенапряжение и транзистор не выйдет из строя. В качестве фиксирующего элемента возможно применять более современные сапрессоры, разработанные специально для этих целей.

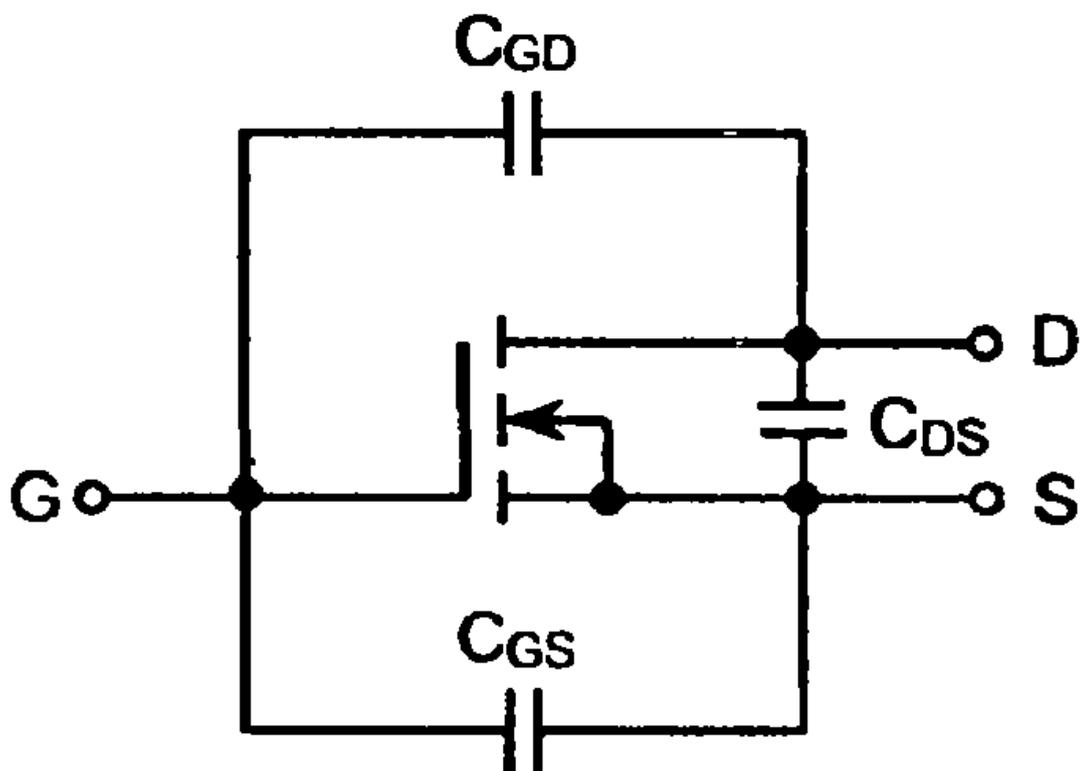
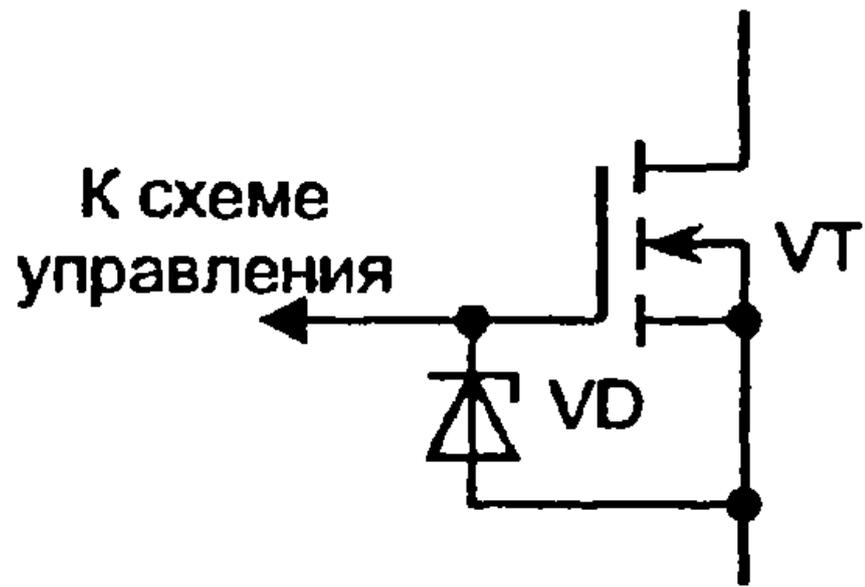
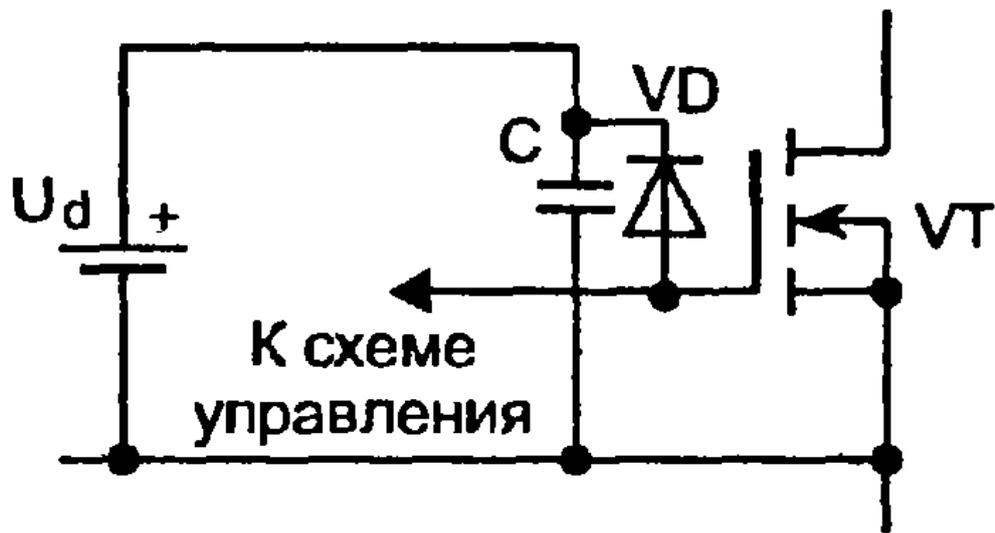


Рис. 2.5. Паразитные емкости в составе МОП-транзистора



а)



б)

Рис. 2.6. Схемы ограничения напряжения на затворе

Второй вариант, рекомендуемый авторами некоторых изданий и называемый активной защитой от наведенных токов, изображен на рис. 2.6, б. Здесь конденсатор C достаточно большой емкости заряжен от источника постоянного напряжения U_0 (в качестве этого источника обычно выступает устройство питания драйвера управления). К затвору транзистора VT конденсатор C подключен через обратно смещенный диод VD . При превышении напряжения на затворе величины U_0 диод VD откроется и наведенный ток не пробьет затвор, так как напряжение будет зафиксировано.

§2.3 Преобразователь напряжения на полевых транзисторах

В качестве практического приложения был спроектирован и собран импульсный преобразователь напряжения на ШИМ контроллере TL494 и двух МОП-транзисторах фирмы International Rectifier IRFZ44N.

Преобразователь собран по типовой схеме. ШИМ-контроллер выдает на двух выводах противофазные прямоугольные импульсы отдельно для каждого из силовых ключей и по очереди прикладывает разные полярности питающего напряжения к первичной обмотке импульсного трансформатора.

На рисунке 2.7 изображена схема преобразователя. Питание схемы может колебаться от 10 до 15 вольт. Для предотвращения возгорания вследствие короткого замыкания в схему добавлен предохранитель FU на 25А.

Так как преобразователь предназначен для работы от бортовой сети автомобиля, в которой имеются значительные броски питающего напряжения, в схему была добавлена цепочка $C5$ $L1$ $C6$, которая сглаживает броски напряжения и другие помехи в питании.

Как известно в момент включения транзисторы испытывают очень большую нагрузку вследствие заряда конденсаторов выпрямительного фильтра и для предотвращения выхода транзисторов из строя в схему были внесены элементы $C1$ $R2$, которые реализуют мягкое включение (так называемый soft

start). Мягкое включение предполагает постепенное увеличение скважности ШИМ и соответственно медленное нарастание выходного напряжения, тем самым сохраняя выходные ключи от перегрузки.

Частота следования импульсов зависит от встроенного генератора пилообразного напряжения, которому достаточно всего два внешних элемента С4 R3 для задания частоты. Оценить частоту можно по диаграмме на рисунке 2.8, которая предоставляется производителем.

Для более точного расчета частоты генератора необходимо произвести замеры емкости и сопротивления задающих элементов и воспользоваться элементарной формулой:

$$f = \frac{1,1}{R_T C_T} \quad (2.11)$$

где f – частота в герцах,

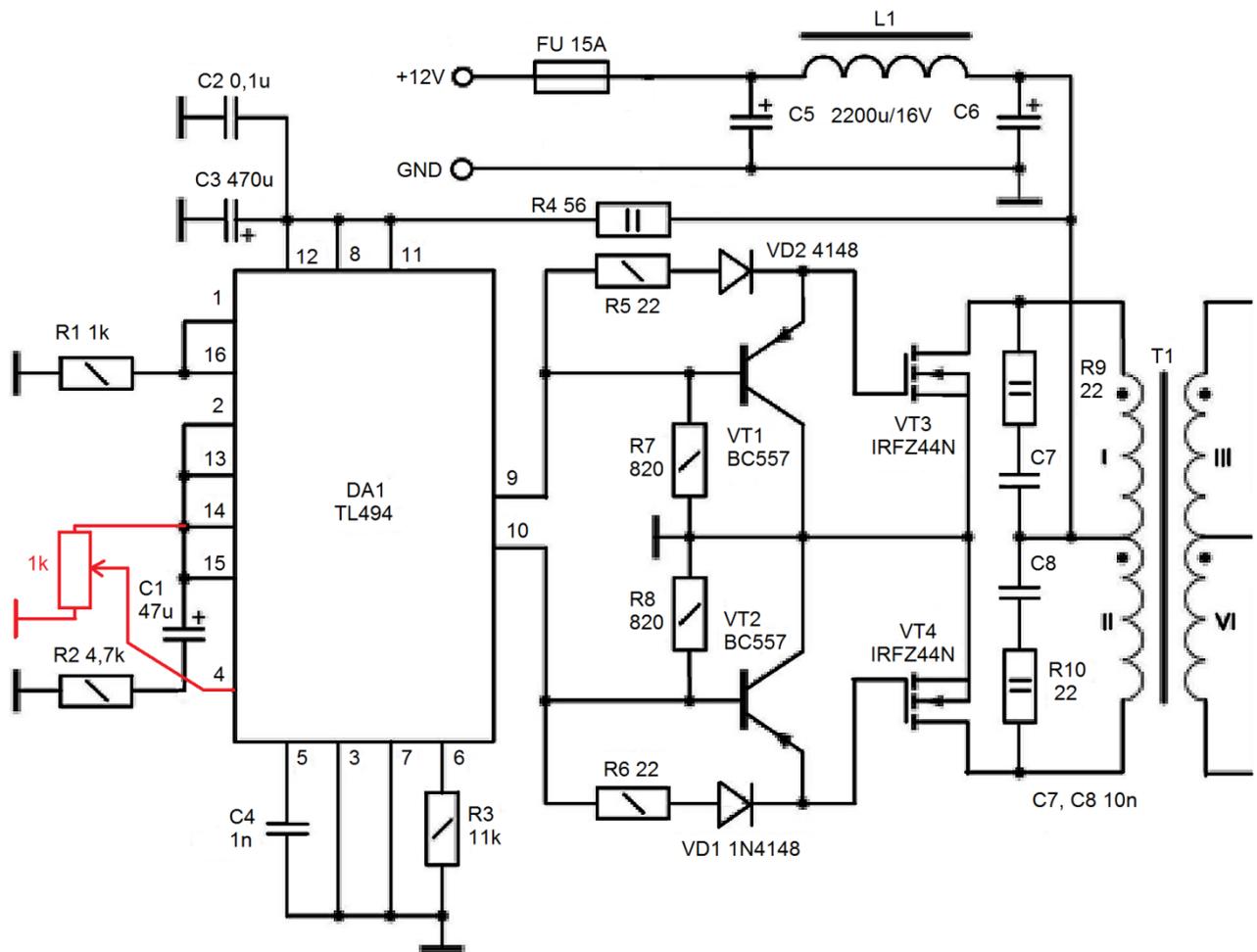
R_T – сопротивление в омах,

C_T – емкость в фарадах.

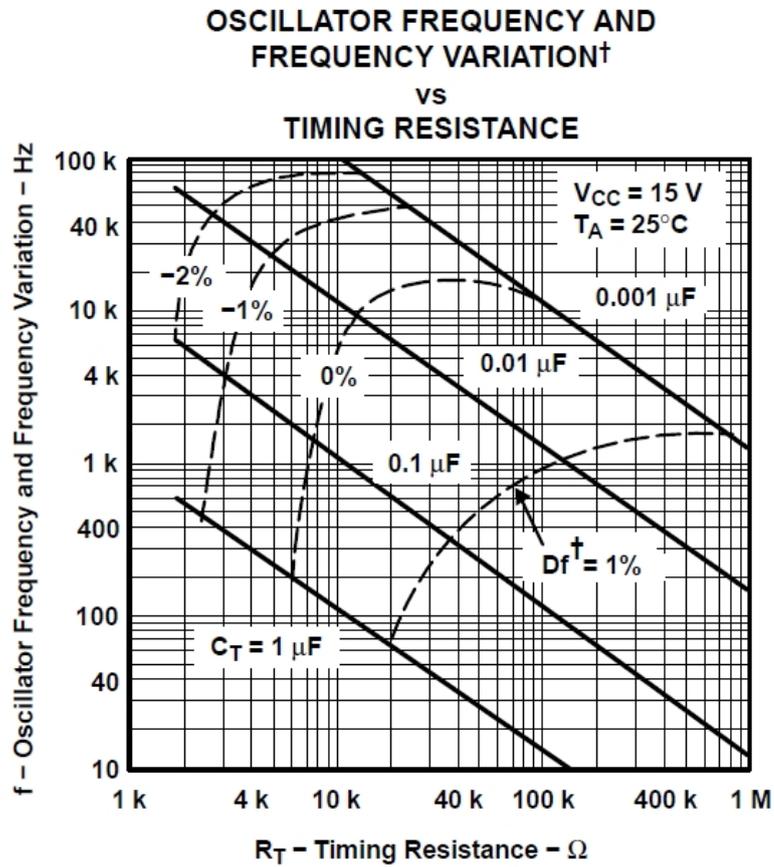
Эта частота может немного меняться вследствие колебаний температуры внешней среды, но эти колебания частоты не превышают 10% и на работу преобразователя эти изменения практически не влияют.

При используемых в данной схеме элементах $C4 = 1\text{нФ}$ и $R3 = 11\text{кОм}$ путем элементарных математических вычислений получим рабочую частоту задающего генератора $\sim 100\text{кГц}$, а на транзисторы подается вдвое меньшая частота.

Для преодоления вышеописанной проблемы с медленной скоростью закрытия и открытия транзисторов в схему добавлены буферные биполярные транзисторы VT1 и VT2 структуры р-п-р, которые позволяют уменьшить время переходных процессов и тем самым уменьшить нагрев силовых МОП-транзисторов и увеличить КПД схемы в целом.



**Рис. 2.7. Электрическая схема импульсного преобразователя
напряжения**



† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

Рис. 2.8. График зависимости частоты задающего генератора от сопротивления резистора и емкости конденсатора в частотоподающей цепи

Рисунок взят из [8]

Импульсный трансформатор предпочтительно тороидальный с габаритной мощностью не меньше чем мощность нагрузки с двумя первичными обмотками по 6 витков в каждой, а вторичные обмотки рассчитываются исходя из того что на каждый виток будет приходиться по 1,75 вольт. Способы намотки импульсного трансформатора и методика расчета выходит за рамки данного изложения и может быть найдена в соответствующей литературе.

В качестве силовых ключей в схеме применены широко распространенные МОП-транзисторы IRFZ44N. Выбор данной модели полевого транзистора с изолированным затвором обусловлен несколькими причинами, такими как: крайне низкое сопротивление канала в открытом состоянии и большой постоянный ток стока, а также приемлемые величины емкости затвора и времени переключения транзистора.

§2.4 Особенности и отличия данной схемы от существующих

Вышеприведенная схема преобразователя напряжения является типовой стандартной схемой двухтактного преобразователя, но в базовую схему были внесены некоторые изменения, которые влияют на характеристики преобразователя. Аналогичные схемы опубликованы в различных радиожурналах и сети интернет с некоторыми отличиями.

Основным отличием данной схемы от существующих является применяемые транзисторы, выбор их основан на требуемых характеристиках выходной мощности и надежности.

Схемы, построенные на ШИМ контроллере TL494 имеют широкий выбор частоты преобразования, для нашей схемы была выбрана частота следования импульсов в 50кГц как наиболее оптимальная, в том числе и для импульсного трансформатора.

Как известно в импульсном преобразователе обмотки трансформатора имеет малое число витков, что приводит к тому, что выходное напряжение в зависимости от числа витков становится сильно дискретным, например, для собранной схемы на 1 виток приходится более 1,75 вольт, что в конечном итоге может не дать в точности требуемого напряжения. Для преодоления указанного недостатка в схему была добавлена цепь, состоящая из подстроечного резистора номиналом 1 кОм включенного в схему в качестве потенциометра, изменением сопротивления которого можно менять скважность ШИМ, что в свою очередь приводит к изменению выходного напряжения. Напряжение, задающее скважность можно менять от 0 до 5 вольт, которые берутся на источнике опорного напряжения, и при этом скважность будет меняться от минимального до максимального значения. Введение этого элемента не сказывается на работе схемы плавного пуска преобразователя. Введение данного элемента позволяет извлечь максимальную мощность при минимальных потерях из преобразователя.

Также помимо прочего в схемы были добавлены элементы, необходимые для работы в автомобиле, которые отсутствуют на аналогичных схемах для использования в других целях. Этими элементами являются входной фильтр в виде двух емких конденсаторов и дросселя, которые сглаживают броски напряжения. Они являются частым явлением в бортовой сети автомобиля, а также в других цепях с генераторами в которых напряжение имеет свойство резко меняться в зависимости от внешних условий.

Заключение

Были изучены физические принципы, лежащие в основе полевых транзисторов с изолированным затвором, их устройство, а также их разновидности и области применения.

В качестве практического приложения было разработано, собрано и апробировано устройство на полевых транзисторах с изолированным затвором – преобразователь – стабилизатор напряжения, благодаря которому были наглядно продемонстрированы все перечисленные в предыдущих главах преимущества и один из наиболее выгодных способов включения этих полупроводниковых приборов.

Схема полностью работоспособна, выполняет все поставленные перед ней задачи. Все технические данные по схеме приведены в соответствующем параграфе.

В качестве демонстрационного макета, разработанная схема помещена в корпус вместе с нагрузкой (усилитель низкой частоты) и вентилятором охлаждения усилителя.

Литература

1. Власов С.И. Физика полупроводниковых приборов: Электронное учебное пособие, 2007. — 237 с.
2. Лебедев А. И. Физика полупроводниковых приборов. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. — 488 с.
3. Гаман В.И. Физика полупроводниковых приборов: Учебное пособие. — Томск: Изд-во НТЛ, 2000. — 426 с.
4. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 416 с.
5. S. M. Sze, Kwok K. Ng. Physics of Semiconductor Devices: Third Edition, 2007. — 815 p.
6. Игнатов А.Н. Полевые транзисторы и их применение. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.
7. www.irf.com
8. www.ti.com
9. Bart Van Zeghbroeck. Principles of Semiconductor Devices, 2011. — 515 p.
10. Дьяконов В. П. Intel. Новейшие информационные технологии. Достижения и люди. — М.: СОЛОН-Пресс, 2004. — 416 с.
11. В. В. Бачурин, В. Я. Ваксембург, В. П. Дьяконов и др.; Под ред. В. П. Дьяконова. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник. — М.: Радио и связь, 1994. — 280 с.
12. Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю.; Под ред. проф. В. П. Дьяконова. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. — М.: СОЛОН-Р, 2002. — 512 с.
13. Sheng S. Li. Semiconductor Physical Electronics (Second Edition). — Springer, 2006. — 708 p.

14. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы: Учебное пособие. — 8-е испр. — СПб.: Лань, 2006. — С. 335-336. — 480 с.
15. Жан М. Рабаи, Ананта Чандракасан, Боривож Николич. Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. — 2-е изд. — М.: Вильямс, 2007. — 912 с.
16. Готтлиб И. М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. — Постмаркет, 2002. — 544 с.
17. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. — 2-е изд.. — М.: Додэка, 1998.
18. Пиз Р. Практическая электроника аналоговых устройств. — М.: ДМК-Пресс, 2001.
19. Vazu, M.; Bajenescu, T. Failure Analysis: A Practical Guide for Manufacturers of Electronic Components and Systems. — Wiley, 2011. — 344 p.
20. Camenzind, H. Designing Analog Circuits. — Virtualbookworm Publishing, 2005. — 244 p.
21. Harrison, L. Current Sources & Voltage References. — Newnes, 2005. — 569 p.
22. Котенёв С.В., Евсеев А.Н. Расчет и оптимизация тороидальных трансформаторов и дросселей. — М.: Горячая линия - Телеком, 2013. — 360 с.
23. Кучеров Д.П., Куприянов А.А. Современные источники питания ПК и периферии. — СПб.: Наука и техника, 2007. — 352 с.
24. Dr. Ulrich Nicolai, Dr. Tobias Reimann, Prof. Jürgen Petzoldt, Josef Lutz: Application Manual IGBT and MOSFET Power Modules, 1. Edition, ISLE Verlag, 1998.
25. Texas Instruments & CICLON Semiconductor: A powerful combination // Brochure, lit. num. SLIY003, Texas Instruments, 2009 – 2 p.

26. Хныков А. В. Теория и расчет многообмоточных трансформаторов. — М.: СОЛОН-Пресс, 2003. — 112 с.
27. Eric Persson. What really limits MOSFET performance: Silicon, package, driver or circuit board?//International Rectifier Corp. EE Times.
28. В. Башкиров. DirectFET — прорыв в технологии корпусирования мощных полевых транзисторов//Компоненты и технологии. №5. 2002.
29. Baliga V. J. Silicon RF Power MOSFETs. N. J.: World Scientific. 2005.
30. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. — 272 с.
31. Казначеев В. А., Кирюхин И. С., Перебаскин А. В. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. 2-е изд., испр. и доп. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. — 612 с.
32. Микросхемы для построения импульсных источников питания. — СПб.: Макро-Групп, 2012. — 20 с.
33. Кучеров Д.П. Источники питания ПК и периферии. — СПб.: Наука и техника, 2002. — 349 с.
34. Стародубцев Ю.Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности. — М.: ИП РадиоСофт, 2005. — 321 с.
35. Кашкаров А.П. Колдунов А.С. Оригинальные конструкции источников питания. — М.: ДМК Пресс, 2010. — 162 с.