

1897

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

1897



ЭКЗ. ЧИТ. ЗАЛА

Б.В. Фефилов

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.
ПРИНЦИП РАБОТЫ, ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ
В СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЯХ

(Обзор по опубликованным материалам)

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

1964

1897

Б.В. Фефилов

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.
ПРИНЦИП РАБОТЫ, ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ
В СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЯХ

(Обзор по опубликованным материалам)



В в е д е н и е

Усиление сигналов малой амплитуды от детекторов ядерных излучений является довольно трудной задачей, особенно в спектрометрических измерениях, что обусловлено в основном входными и шумовыми характеристиками предусилителей. До последнего времени наилучшие результаты были получены на ламповых схемах. Обычные плоскостные транзисторы пока не могут успешно конкурировать в этом смысле с лампами. Однако в настоящее время появился новый полупроводниковый прибор – полевой /иногда называемый также канальным или униполярным/ транзистор (ПТ), обладающий характеристиками лучших вакуумных ламп и достоинствами обычных транзисторов.

Впервые теорию полевого транзистора предложил в 1952 г. Шокли ^{/1/}, а первые эксперименты были проведены Дейси и Россом ^{/2/}.

Долгое время ПТ уделялось мало внимания, но за последние годы картина резко изменилась благодаря значительным успехам, достигнутым в проектировании и технологии изготовления ПТ, которые, вероятно, теперь будут играть важную роль во многих областях радиоэлектроники.

Главными особенностями новых приборов являются высокое входное сопротивление, хорошая высокочастотная характеристика, линейность, отсутствие перекрестной модуляции, низкие шумы и отличная устойчивость к ядерному излучению.

Поскольку в отечественной литературе нет специальных работ, посвященных ПТ, автор в настоящем обзоре сделал попытку обобщить разрозненный материал, опубликованный в периодической литературе, в основном относящийся к теории ПТ, источникам шума и принципам построения низкочастотных спектрометрических усилителей на ПТ, предназначенных для работы с полупроводниковыми детекторами ядерных излучений. Более подробно с принципами работы и типами ПТ можно познакомиться в книгах ^{/3-5/}, а также в статьях ^{/6,36/}.

1. Принцип работы и основные параметры полевых транзисторов

Полевые транзисторы относятся к классу полупроводниковых триодов, управляемых полем. По существу ПТ можно рассматривать как устройство, содержащее токопроводящую часть, проводимость которой модулируется при помощи поперечного электрического

поля, прикладываемого к полупроводнику. Прохождение тока в ПТ связано только с движением основных носителей (электронов или дырок).

Используются следующие термины для электродов ПТ: исток – электрод, с которого носители заряда поступают в область сравнительно сильных электрических полей, сток – электрод, через который носители вытекают, затвор – электрод управляющий полем.

Схематическое изображение планарного ПТ с p -каналом приведено на рис. 1, а схема его включения – на рис. 2.

Прибор состоит из пластинки полупроводника p -типа с омическими контактами на каждом ее конце (исток и сток) и двумя контактами n -типа на ее противоположных сторонах (затвор). При показанном приложении потенциалов между истоком и стоком потечет ток I_d , обусловленный дырками, причем в направлении от истока к стоку. Так как полупроводник обладает сопротивлением, то протекание тока вызовет падение напряжения ($I_d R$) и потенциал становится более отрицательным в направлении к стоку. Но так как затворы соединены с истоком, то тот же самый потенциал возникнет на $n-p$ -переходах и будет смещать их в обратном направлении. Область пространственного заряда проникнет в материал p -типа, расширяясь по направлению к стоку, так как в результате большего смещения увеличивается толщина области пространственного заряда. В результате, протекание тока ограничивается областью клинообразной формы, называемой каналом. Если увеличивать напряжение стока U_d , то канал станет уже и сопротивление его будет возрастать, пока при напряжении U_{∞} не наступит момент, при котором области пространственного заряда с противоположных сторон сомкнутся. Последующее увеличение U_d вызовет лишь малое приращение выходного тока I_d . Таким образом, происходит отсечка приращения тока, т.е. резкое возрастание дифференциального сопротивления канала. Этот режим работы носит название режима насыщения. Если затвор имеет положительное смещение по отношению к истоку на величину U_g , то величина падения напряжения, необходимая для получения отсечки, будет меньше, т.к. часть этого напряжения уже приложена в виде смещения, и насыщение тока будет происходить соответственно при более низком U_d и токе I_d стока. Характеристики тока стока в зависимости от напряжения стока, при напряжении затвора в качестве параметра, приведены на рис. 3. Видно, что характеристики ПТ подобны характеристикам вакуумных пентодов.

Таким образом, различие между ПТ и обычными типами транзисторов заключается в том, что в ПТ два типа носителей пространственно разделены и работа его зависит, по существу, от присутствия только основных носителей. В ПТ ток переносится дрейфом основных носителей в электрическом поле, в то время как в плоскостных ток переносится диффузией неосновных носителей в области по существу свободной от электрического

поля. Так как скорость дрейфа может быть намного больше скорости диффузии, то следует ожидать, что при одинаковых геометрических размерах ПТ смогут работать на более высоких частотах. ПТ может работать в двух режимах:

1. При малых напряжениях стока. В этом режиме ПТ можно рассматривать как пассивный элемент - проводимость, управляемая напряжением затвора. 2. В режиме насыщения ПТ можно рассматривать как активный трехполюсник с характеристиками подобными, как уже было указано выше, вакуумным пентодам или биполярным транзисторам.

В усилительном режиме ПТ обычно работает в области насыщения, поэтому коэффициент усиления по напряжению каскада с общим истоком можно представить в виде

$$K_u = SR_H, \quad (1.1)$$

где S - крутизна характеристики ПТ, а R_H - сопротивление нагрузки. Эквивалентная схема такого усилительного каскада приведена на рис. 4. Естественно, что вольт-амперные характеристики ПТ зависят от плотности заряда носителей и от профиля перехода затвор-канал. Однако имеется общее соотношение между основными параметрами ПТ (в единицах плотности заряда) /7/:

крутизна характеристики: $S = \frac{\partial I_d}{\partial U_g} \Big|_{U_d = \text{const}} = \frac{\mu}{L} [Q(y_d) - Q(y_s)]$,
 выходная проводимость (1.2)

проводимость канала $g_d = \frac{\partial I_d}{\partial U_d} \Big|_{U_g = \text{const}} = \frac{\mu}{L} [Q(a) - Q(y_d)]$,
(1.3)

при $U_d = 0$ $G_0 = \frac{\mu}{L} [Q(a) - Q(y_s)]$,
(1.4)

где μ - подвижность носителей,

$$Q(y) = \int_0^y \rho(y) dy$$

представляет собой заряд от 0 до y на единицу длины в направлении x , $\rho(y)$ - плотность заряда. Параметры приведены на единицу толщины перехода затвор-канал.

Эти выражения показывают, что крутизна ПТ равна проводимости прямоугольной части канала, ограниченной y_s и y_d , независимо от профиля плотности заряда. Из этих выражений следует также, что максимальное значение крутизны S_m , которое достигается при насыщении ($y_d = a$), равно сумме крутизны и выходной проводимости в ненасыщенной области и проводимости канала при $U_d = 0$:

$$S + g_d = S_m = G_0. \quad (1.5)$$

При работе в области насыщения (или вблизи ее) входное сопротивление ПТ составляет не менее 10^7 ом, крутизна характеристики 0,2 - 5 ма/в, выходное сопротивление 5 - 500 ком, входная емкость 5 - 30 пф. Основные рабочие параметры некоторых зарубежных ПТ приведены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Т и п	l_d ма	S ма/в	$R_{ВХ}^{ОМ}$	$R_{ВЫХ}^{КОМ}$	$C_{ВХ}^{ПФ}$	I_g а
FSP -401	0,25	0,2	-	-	4	10^{-11}
Si , п-канал						
2 N 2500	1,5	1,5	10^{10}	75	27	$5 \cdot 10^{-11}$
Si , р-канал						
2 N 2386	5	2,5	$2 \cdot 10^9$	50	40	$2 \cdot 10^{-10}$
Si , р-канал						

2. Т е о р и я

Шокли показал, что при резком п-р переходе между затвором и каналом, местный потенциал $W(x)$ в области пространственного заряда (рис. 1) выражается решением одномерного уравнения Пуассона:

$$W(x) = qN \frac{[a - b(x)]}{2K}, \quad (2.1)$$

где q - заряд электрона,

N - плотность основных носителей,

$2a$ - толщина пластины полупроводника,

$2b(x)$ - ширина проводящего канала,

K - диэлектрическая постоянная.

При заземленном истоке и при работе в области насыщения ($U_s = 0, U_d - U_g = \varphi_{00}$) $b = 0$. Тогда, согласно Шокли:

$$W(x) = \varphi_{00} \left[1 - \frac{b(x)}{a} \right]^2 \quad \text{или} \quad b/a = \left[1 - \left(\frac{W(x)}{\varphi_{00}} \right)^{1/2} \right]. \quad (2.2)$$

Здесь $W(x)$ и $b(x)$ представляют собой медленно меняющиеся функции расстояния X до стока.

$$W(x) = W_s = (U_g + U_{\text{диф}}) \quad \text{у истока и}$$

$$W(x) = W_d = (U_g + U_{\text{диф}} - U_d) \quad \text{у стока,}$$

где U_g и U_d - напряжения на затворе и стоке, соответственно, а $U_{\text{диф}}$ - диффузионный потенциал.

Для данного напряжения на затворе составляющая электрического поля $E(x)$ в направлении X определяется следующим выражением:

$$E(x) = \frac{dW}{dx}, \quad (2.3)$$

и ток на выходе равен

$$I_d = 2\sigma_0 b(x) \frac{dW}{dx} = g(W) \frac{dW}{dx}, \quad (2.4)$$

где $g(W) = 2\sigma_0 b(x) = g_0 \left[1 - \left(\frac{W(x)}{W_{00}} \right)^{1/2} \right]$.

и $\epsilon_0 = 2\sigma_0 a$

Следовательно,

$$I_d = 1/L \int_{W_s}^{W_d} g(W) dW = \frac{g_0}{L} \left[W_d - W_s - \frac{2}{3} \frac{W_d^{3/2} - W_s^{3/2}}{W_{00}^{1/2}} \right]. \quad (2.5)$$

При $U_g = 0$:

$$I_{d_{\max}} = \frac{2\sigma_0 a W_{00}}{3L}. \quad (2.6)$$

Крутизна характеристики ПТ

$$S = \frac{\partial I_d}{\partial U_g} = \frac{g_0}{L} \left[\left(\frac{W_d}{W_{00}} \right)^{1/2} - \left(\frac{W_s}{W_{00}} \right)^{1/2} \right], \quad (2.7)$$

а выходная проводимость

$$g_d = - \frac{\partial I_d}{\partial U_d} = \frac{g_0}{L} \left[1 - \left(\frac{W_d}{W_{00}} \right)^{1/2} \right]. \quad (2.8)$$

При $U_d = 0$, $W_d = W_s = U_g + U_{\text{диф}}$ и оказывается наименьшим значением W_d , которое может быть получено для данной величины U_g . В этом случае $I_d = 0$, $S = 0$, а

$$g_d = G_0 = \epsilon_0/L \left[1 - \left(\frac{W_s}{W_{00}} \right)^{1/2} \right]. \quad (2.9)$$

Если $W_d \rightarrow W_{00}$, то $g_d \rightarrow 0$, в вольт-амперной характеристике отмечается насыщение и

$$S = S_m = g_0/L \left[1 - \left(\frac{W_s}{W_{00}} \right)^{1/2} \right] = G_0,$$

т.е., как отмечалось выше, крутизна достигает своего максимального значения. Из (2.7) и (2.8) непосредственно вытекает соотношение (1.5). Если напряжение на стоке более отрицательно, чем требуется для насыщения, то ток I_d практически перестает зависеть от U_d и решение Шокли не выполняется.

ПТ, изготавливаемые диффузией, могут иметь плотность заряда, которая распределяется по экспоненциальному закону вдоль X . В этом случае крутизна и проводимость канала в области насыщения будут иметь линейную зависимость от напряжения затвора: /8/

$$S_m = G_0 = \epsilon_0/L \left(1 - W_s/W_{00} \right) \quad (2.10)$$

и, следовательно, выходной ток имеет квадратичную зависимость от напряжения на затворе (напомним, что $W_s = U_g + U_{\text{диф}}$):

$$I_d = I_{d0} (1 - W_s / W_{00})^2 \quad (2.11)$$

Дальнейшее развитие теории ПТ на высоких частотах получила в работе Ван дер Зила^{/9/}, где ПТ рассматривается как активный четырехполюсник с распределенными параметрами. У-параметры определялись из следующих уравнений:

$$\begin{aligned} \Delta I_g &= Y_{11} \Delta U_g + Y_{12} \Delta U_d \\ \Delta I_d &= Y_{21} \Delta U_g + Y_{22} \Delta U_d \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} [g(W_{00}) \Delta W(x)] = \frac{j\omega \rho_0 a}{W_{00}^{1/2}} \frac{\Delta W(x)}{W(x)^{1/2}} \quad (2.13)$$

Решение этих уравнений:

$$\begin{aligned} Y_{11} &\cong j\omega C_{gg} + A\omega^2; & Y_{12} &= j\omega C_{dg} + \omega^2 C_{dg}^2 r_d; \\ Y_{21} &\cong \frac{S}{1 + j\omega/\omega_0}; & Y_{22} &= g_{220} + j\omega C_{dg} + \omega^2 C_{dg}^2 r_d. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Таким образом, активная составляющая входной проводимости g_{11} изменяется пропорционально квадрату частоты, причем показано, что это справедливо в широком диапазоне частот.

Полная входная емкость затвора

$$C_{gs} = C_{gs} + C_{dg}, \quad (2.15)$$

где C_{gs} и C_{dg} — емкости затвор-исток и затвор-сток соответственно.

$$C_{gs} = \frac{2\rho_0 a L}{W_{00}} f_1\left(\frac{W_d}{W_{00}}, \frac{W_s}{W_{00}}\right), \quad (2.16)$$

$$C_{dg} = \frac{2\rho_0 a L}{W_{00}} f_2\left(\frac{W_d}{W_{00}}, \frac{W_s}{W_{00}}\right). \quad (2.17)$$

При насыщении $\frac{W_d}{W_{00}} = 1$, а

$$f_1\left(1, \frac{W_s}{W_{00}}\right) = 3/2 \frac{[1 + (\frac{W_s}{W_{00}})^{1/2}]^2}{[1 + 2(\frac{W_s}{W_{00}})^{1/2}]^2}; \quad f_2\left(1, \frac{W_s}{W_{00}}\right) = 0; \quad (2.18)$$

и

$$C_{gs0} = \frac{3\rho_0 a L}{W_{00}} \frac{[1 + (\frac{W_s}{W_{00}})^{1/2}]^2}{[1 + 2(\frac{W_s}{W_{00}})^{1/2}]^2}; \quad C_{dg0} = 0. \quad (2.19)$$

Из рассмотрения эквивалентной цепи заряда емкости п-р перехода через сопротивление канала ПТ (рис. 5) можно видеть, что предельная частота ПТ:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R C_{гк}} \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{a^2 \sigma_0}{2L^2 K} \right), \quad (2.20)$$

а время пролета носителей вдоль канала

$$\tau = \frac{3}{2} \frac{L^2}{\mu W_{00}} = \frac{3KL^2}{a^2 \sigma_0}. \quad (2.21)$$

Более точно f_0 рассчитывается из выражения /8/:

$$f_0 = 0,416 \mu \frac{W_{00}}{L^2} \quad (2.22)$$

в режиме насыщения.

Если $\mu = 2000 \text{ см}^2/\text{в.сек}$, $W_{00} = 5 \text{ в}$, $L = 10^{-2} \text{ см}$, то $f_0 = 40 \text{ Мгц}$.

При более детальном рассмотрении теории ПТ необходимо учитывать следующее:

1. Влияние сильных электрических полей на подвижность носителей. При напряженностях электрического поля $E > E_{кп}$ подвижность носителей не остается постоянной, а изменяется пропорционально $E^{-1/2}/10/$. В связи с этим значения основных параметров принимают вид /2/:

$$S_E = S \cdot 1,21 \left(\frac{E_{кп} L}{W_{00}} \right)^{1/2} \quad (2.23)$$

$$f_{0E} = f_0 \left(\frac{E_{кп} L}{W_{00}} \right)^{1/2} \quad (2.24)$$

2. В объеме полупроводника ПТ за счет тепловой генерации, а также за счет генерации на поверхности и инжекции из контактов, возникают неосновные носители. Неосновные носители могут вызвать эффект отрицательного сопротивления в цепи затвора. Кроме того, поскольку под действием электрического поля неосновные носители перемещаются к истоку и покидают канал, то последний обедняется (явление истощения - эксклюзия) и его удельное сопротивление увеличивается. Это приводит к ухудшению крутизны и частотных свойств ПТ. Поэтому невыгодно применять для ПТ слишком высокоомный материал.

3. При построении мощных ПТ приходится считаться с рассеянием тепла. Но даже в сравнительно маломощных ПТ необходимо всегда помнить об отводе тепла, выделяющегося внутри канала за счет протекающего тока (I_d^2 / G_0).

4. Если контакты затвора покрывают только часть канала, то следует учитывать влияние последовательного сопротивления r_s с истоковой стороны канала и r_d со

стороны стока. Соответствующая эквивалентная схема показана на рис. 6. Наибольшее влияние на параметры ПТ оказывает r_s , в частности, легко показать, что истинная крутизна уменьшается:

$$S' = \frac{S}{1 + r_s S_m + r_d g_d}, \quad (2.25)$$

а истинная выходная проводимость:

$$g'_d = \frac{g_d}{1 + r_s S_m + r_d g_d}. \quad (2.26)$$

В режиме насыщения $g_d = 0$ и $S'_m = \frac{S_m}{1 + r_s S_m}$.

При нулевом напряжении смещения на стоке $g'_d = G_0 = S_m$ и

$$g'_d = G'_0 = \frac{S_m}{1 + r_s S_m + r_d S_m}.$$

Следовательно, условие (1.5) не сохраняется. Последовательное сопротивление истока ухудшает и частотные свойства ПТ:

$$r' = r \frac{1 + r_s g_d}{1 + r_s S_m}. \quad (2.27)$$

3. Источники шумов в полевом транзисторе

В соответствии с теорией Ван дер Зила основной источник шума в ПТ - тепловой шум проводящего канала, видоизмененный эффектом модуляции /11/. Этот источник шума может быть представлен генератором шумового тока, включенным параллельно с проводимостью канала:

$$i_d^2 = 4kT S_m Q(U_g, U_d) \Delta f, \quad (3.1)$$

где S_m - крутизна в области насыщения для данного смещения U_g , а $Q(U_g, U_d)$ - функция рабочей точки, обычно меньшая единицы.

Смещение на затворе должно быть возможно малым, чтобы получить максимальную крутизну по отношению к W_g /выражение (2.7)/ и в то же время достаточно большим, чтобы прямой ток затвора был мал по сравнению с обратным током стока. Это обычно удовлетворяется при нулевом потенциале затвора. При этих условиях коэффициент $Q(U_g, U_d)$ практически $\sim 0,7$.

Тепловой шум канала может быть выражен через эквивалентное шумовое сопротивление, включенное последовательно с затвором. Из условия

$$i_d^2 = 4kT \Delta f R_{ш} S_m^2 \quad (3.2)$$

с учетом (3.1) и $Q(U_g, U_d) = 0,7$ следует:

$$R_{ш} = 0,7 / S_m . \quad (3.3)$$

Сравнивая это выражение с (2.7) для обычного значения $W_g = 1/5$, видим, что эквивалентное шумовое сопротивление приблизительно равно сопротивлению канала по постоянному току. Эта теория получена Ван дер Зилом из механизма работы ПТ в ненасыщенной области, но как показывают экспериментальные результаты, вполне пригодна и для области $W_{e0} < W_d < 2W_{e0}$, т.е. для малых сигналов.

Помимо тепловых шумов проводящего канала в ПТ имеют место дробовые шумы тока затвора. Этот ток состоит из двух компонент: из компоненты, обусловленной электронами, достигающими затвор, и из дырок, покидающих затвор, и из компоненты, обусловленной электронами, покидающими затвор, и из дырок, достигающих его. Следовательно, этот источник шума может быть представлен шумовым генератором тока:

$$\bar{i}_{g_0}^2 = 2q I_{gt} \Delta f , \quad (3.4)$$

где I_{gt} — сумма двух компонент тока затвора.

Поскольку эти источники шумов независимы, то \bar{i}_d^2 и $\bar{i}_{g_0}^2$ некоррелированы.

Шумовой генератор $\bar{i}_{g_0}^2$ относится к цепи затвора и его влияние будет особенно существенно при больших величинах полного входного сопротивления.

Как и в обычных транзисторах на низких частотах имеются также I/f шумы, которые могут быть представлены эквивалентным шумовым напряжением затвора:

$$\bar{u}_t^2 = A_f \Delta f / f , \quad (3.5)$$

где A_f — постоянная шума. Этот шум может быть уменьшен за счет улучшения технологии обработки поверхности полупроводника. I/f шумы более заметны при низких полных сопротивлениях в цепи затвора. На высоких частотах влияние тепловых шумов в проводящем канале будет также проявляться и в цепи затвора. Это объясняется существованием емкостной связи между проводящим каналом и затвором. Вследствии этого на высоких частотах к затвору будет течь шумовой ток, обусловленный этой емкостной связью. Эти шумы будут частично коррелированы с шумами проводящего канала и могут быть представлены генератором тока, расположенном между затвором и истоком. Ввиду наличия емкостной связи, таким образом, в дробовый шум затвора добавляется составляющая пропорциональная f^{-2} в широком диапазоне частот, причем эта составляющая может значительно превышать составляющую дробового шума, определяемую (3.4). Согласно Ван дер Зилу^{12/}, такой дополнительный источник шума удобно представлять в виде эквивалентной шумовой проводимости, включенной параллельно с входом ПТ:

$$v_{\text{ш}} = R_{\text{ш}} \omega^2 C_{\text{гс}}^2 H(W_{\text{г}}), \quad (3.6)$$

где $H(W_{\text{г}}) = 0,3 - 0,4$ при обычных смещениях. Действие этого источника шумов зависит от импеданса входной цепи. Для зарядовых усилителей, имеющих емкостной входной импеданс, получаем:

$$v_{\text{ш}}^2 = i_{\text{ш}}^2 \cdot 1/\omega^2 C_{\text{бх}}^2 = 4kT \Delta f g_{\text{ш}} 1/\omega^2 C_{\text{бх}}^2 = 4kT \Delta f \cdot 1/3 R_{\text{ш}} \left(\frac{C_{\text{гс}}}{C_{\text{бх}}} \right)^2, \quad (3.7)$$

т.е. эквивалентное напряжение шумов, не зависящее от частоты. Здесь $C_{\text{бх}}$ общая входная емкость, включая $C_{\text{гс}}$.

Таким образом, действие "наведенного" шума в цепи затвора в зарядовом усилителе сказывается в возрастании эквивалентного шумового сопротивления:

$$R'_{\text{ш}} = R_{\text{ш}} \left[1 + 1/3 \left(\frac{C_{\text{гс}}}{C_{\text{бх}}} \right)^2 \right]. \quad (3.8)$$

В случае $C_{\text{бх}} \approx C_{\text{гс}}$ ($C_{\text{внеш}} = 0$), $R_{\text{ш}}$ возрастает на 1/3. В вышеприведенных расчетах не учитывалось влияние последовательных сопротивлений ПТ $r_{\text{с}}$ и $r_{\text{д}}$.

Эквивалентная схема ПТ с учетом тепловых шумов последовательных сопротивлений проводящего канала приведена на рис. 7. Действие этих сопротивлений проявляется в том, что коэффициент $Q(U_{\text{г}}, U_{\text{д}})$ выражения (3.1) становится почти не зависящим от напряжения на стоке, а полное эквивалентное сопротивление шумов

$$R''_{\text{ш}} = \frac{S'_m}{S'^2} Q'(U_{\text{г}}, U_{\text{д}}) \approx \frac{S'_m}{S'^2}. \quad (3.9)$$

Результирующее $R''_{\text{ш}}$ остается достаточно малым. Например, для ПТ в режиме насыщения или вблизи него при $S' = S_m = 1$ ма/в и $Q(U_{\text{г}}, U_{\text{д}}) = 0,75$

$R''_{\text{ш}} = 750$ ом, что в 4 раза лучше аналогичной величины для ламп, имеющих такую же крутизну, и более чем на порядок ниже $R_{\text{ш}}$ для транзисторных схем с высоким входным сопротивлением.

При низких температурах шум тока утечки затвора уменьшается, т.к. уменьшается ток утечки. Линейно уменьшается с температурой и тепловой шум канала, как это видно из (3.1). Однако при низких температурах, когда в канале ионизована только часть доноров или акцепторов, начинают сказываться шумы за счет флуктуации плотности носителей в проводящем канале ("избыточный шум"). Спектральная плотность этих шумов на выходе ПТ/13/:

$$F_1(f) = \frac{4q\mu\gamma}{L^2} I_d (W_d - W_s) \frac{\tau_0}{(1 + \omega^2 \tau_0^2)}, \quad (3.10)$$

где τ_0 - время релаксации,
 γ - постоянная, определяемая из $(\delta \Delta N)^2 = \gamma \Delta N$.

При учете τ_s и τ_d :

$$F_1'(f) = \frac{F_1(f)}{[1 + \tau_s S + \tau_d (r_s + r_d)]^2} \quad (3.11)$$

Вклад в эквивалентное сопротивление шумов при насыщении $/W_d = W_{00}/$:

$$R_{ш0} = \frac{q\mu\gamma W_{00}}{3kT E_0 L} [1 + 2(\frac{W_s}{W_{00}})^{1/2}] (1 - \frac{W_s}{W_{00}}) \frac{\tau_0}{(1 + \omega^2 \tau_0^2)}, \quad (3.12)$$

т.е. $R_{ш0}$ не зависит от τ_s и τ_d .

4. Разрешение спектрометрических усилителей на полевых транзисторах

Разрешение спектрометрических усилителей оценивается обычно приведенной к входу нормализованной по сигналу средне-квадратичной величиной шума ^{/14-16/}. При сравнительных оценках усилителей, для того, чтобы исключить зависимость от типа детектора ядерных частиц в качестве единицы измерения шума применяется эквивалентное число шумовых зарядов $\bar{N}_{ш}^2$ ^{/17/}. Предполагая входной сигнал ступенчатой формы с временем нарастания короче постоянной времени входа, однократное RC - формирование с $\tau_{в} = \tau_{д} = \tau$ (оптимальное отношение сигнала к шуму ^{/18/}), получим:

$$\begin{aligned} \bar{N}_{ш}^2 &= e^2 \left[\frac{4kT}{q^2} \frac{R_{ш} C_{вх}^2}{\tau} + \frac{4Af}{q^2} C_{вх}^2 + \frac{2I_g \tau}{q} + \frac{4kT \tau}{q^2 R_g} \right] = \\ &= \frac{e^2}{q^2} \left[4kT R_{ш} \frac{C_{вх}^2}{\tau} + 4Af C_{вх}^2 + 2qI_g \tau + 4kT \frac{\tau}{R_g} \right], \end{aligned} \quad (4.1)$$

где $e = 2,718$, $q = 1,59 \cdot 10^{-19}$ кул.

Выражение в квадратных скобках содержит слагаемые теплового шума канала, I/f шума ПТ, дробового шума входного тока (суммарный ток затвора и утечки детектора) и шума входного сопротивления соответственно.

Если пренебречь $1/f$ шумом канала и шумом входного сопротивления, то при постоянной времени формирования

$$r_{\text{опт}} = 0,2 \sqrt{\frac{C_{\text{ВХ}}^2}{S J_g}}, \quad (4.2)$$

получим минимальную величину приведенного шума

$$\sqrt{\bar{N}}_{\text{ш}}^2 = 3,1 \cdot 10^9 C_{\text{ВХ}}^{1/2} S_{\text{ВХ}}^{-1/4} I_g^{-1/4} \quad (\text{ммка}) \quad (\text{ср.кв. э}) \quad (4.3)$$

зависящую только от параметров выбранного ПТ и детектора.

Практически величину вклада шумов определяют из величины размытия реперного импульса на многоканальном анализаторе (предполагая, что имеет место гауссово распределение шумов по амплитуде) в пересчете на среднюю детектируемую энергию. Под термином "ширина линии шума" подразумевается измеренная полная ширина на половине максимума кривой распределения шумов (ПШПМ).

Для кремниевых полупроводниковых детекторов, имеющих среднюю энергию образования электронно-дырочной пары 3,6 эв:

$$\text{ПШПМ} = 2,35,3,6 \sqrt{\bar{N}}_{\text{ш}}^2 = 8,5 \sqrt{\bar{N}}_{\text{ш}}^2 \quad \text{эв}. \quad (4.4)$$

Таким образом, составляющие шума выражения (4.1) можно переписать в $(\text{кэВ})^2$:

$$\begin{aligned} \bar{E}_T^2 &= 5,6 \cdot 10^{-8} \frac{C_{\text{ВХ}}^2}{S r}; & \bar{E}_g^2 &= 0,16 I_g r; \\ \bar{E}_f^2 &= 2 \cdot 10^9 A_f C_{\text{ВХ}}^2; & \bar{E}_R^2 &= 8 \frac{r}{R_g}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

где S в ма/в, $C_{\text{ВХ}}$ в пф, A_f в в², I_g в ммка, r в мксек, R_g в Мом.

$$\bar{E}_{\text{ш}}^2 = \bar{E}_T^2 + \bar{E}_f^2 + \bar{E}_g^2 + \bar{E}_R^2; \quad \text{ПШПМ} = 2,35 \sqrt{\bar{E}_{\text{ш}}^2}. \quad (4.6)$$

В зарядовых усилителях емкость детектора влияет на отношение сигнала к шуму, поэтому для сравнительной оценки указывается помимо постоянной времени формирования также и внешняя емкость усилителя. Обычно в ПТ ток затвора имеет порядок $10^{-10} - 10^{-11}$ а, поэтому основным источником шума является тепловой шум канала (фликкер-шум незначителен, а шум входного сопротивления также пренебрежим при больших R_g). Следовательно, для оценки качества ПТ, с точки зрения минимального вклада шумов входного каскада, может быть взято отношение

$$S / C_{gs}^2 = \frac{\mu \rho_0}{K^2} \left(\frac{a}{L} \right)^3 f(U_g). \quad (4.7)$$

Качество ПТ оценивается также граничной частотой f_0 , при которой крутизна характеристики падает на $1/\sqrt{2}$ от соответствующей величины на постоянном токе. Экспериментально установлено^{/8/}:

$$f_0 = \beta \frac{S}{C_{gs}},$$

где β — постоянная, зависящая от формы профиля распределения плотности заряда вдоль канала. Для однородного распределения $\beta = 1/3$.

На рис. 8 приведена зависимость ширины линии шума в функции от постоянной времени формирования при $C_{вх} = 4$ пф, а на рис. 9 — зависимость ширины линии шума от величины входной емкости при $\tau_{н} = \tau_{д} = 1$ мксек (ПТ типа FSP -401 фирмы Fairchild)^{/19/}.

5. Применение полевых транзисторов в спектрометрических усилителях

Схемы усилителей на ПТ развивались, в первую очередь, по пути построения зарядовых предусилителей для полупроводниковых детекторов. Таким применениям ПТ посвящен целый ряд работ^{/6,19-24/}. Радека^{/19/} сконструировал каскодный зарядовый предусилитель с входным ПТ типа FSP 401, имеющим низкие S и C_{gs} , и получил ширину линии шума при комнатной температуре 2 кэв для S_1 ($C_{вх} = 4$ пф, $\tau = 1$ мксек). Он отметил, что возможна работа такого предусилителя до температуры -200°C .

Смит^{/20/} дал сравнительную оценку зарядовых усилителей на лампах и ПТ. Используя ПТ типа 2 N 2488, он получил ширину линии шума 6,5 кэв для S_1 при $C_{вх} = 25$ пф.

В работах^{/21/ /22/} исследовался ПТ типа 2 N 2500 в каскодном включении с биполярным транзистором. Ширина линии шума была 5 кэв и 8,2 кэв соответственно для внешней емкости 10 пф при $\tau = 1$ мксек. Джонассон^{/24/} для ПТ типа 2 N 2386 получил ширину линии шума 5 кэв при ненагруженном входе.

Радекой^{/8/} предложена схема зарядового предусилителя широкого применения (диапазон регистрируемых энергий 0,1 — 100 Мэв) на ПТ типа 2 N 2500 или 2 N 2608. При $\tau = 1$ мксек ширина линии шума была 3 — 6 кэв + 0,1 — 0,2 кэв/пф для S_1 детекторов. В качестве примера схема такого предусилителя приведена на рис. 10.

В оптимальном случае тип ПТ выбирается в зависимости от емкости детектора. Если предположить, что преобладающую роль играет тепловой шум канала, то из условия (4.5)

$$5,6 \cdot 10^{-3} \frac{(C_{гс} + C_{д})^2}{S \tau}$$

и исследования на минимум, следует, что должно удовлетворяться равенство $C_{гс} = C_{д}$.

Практически самая низкая температура, при которой могут работать ПТ - температура жидкого азота (77°K). При таких низких температурах наблюдается уменьшение выходного тока и крутизны за счет уменьшения подвижности и числа действующих носителей. По данным Радеки^{/8/} это уменьшение для кремниевых ПТ при 77°K составляет примерно 30%.

Следовательно, имеется возможность применения ПТ в комплексе с охлаждаемыми полупроводниковыми детекторами, например, для β -, γ -спектрометрии. В итоге увеличивается отношение сигнала к шуму, т.к. уменьшается ток утечки и снижается суммарная емкость системы детектор - ПТ, а также появляется возможность работы при более оптимальных (более длинных) постоянных времени формирования.

Детально исследованы параметры ПТ типа 2 N 2500 при различных температурах в работе Блалока^{/23/}. Данный тип ПТ был выбран для исследования автором из довольно большого количества существующей номенклатуры не случайно. Оказалось, что серийный ПТ типа 2 N 2500 фирмы Texas Instrum. обладает особенно низкой величиной $1/f$ шума.

Охлаждение до 78°K вызвало уменьшение выходного тока (стока) не более чем на 5%. Одновременно производились измерения величины функции $Q(U_g, U_d)$, которая оказалась равной 1,4 при комнатной температуре и 0,84 при 125°K .

Экспериментальные данные показали, что имеется определенная оптимальная температура, при которой шумовые характеристики получаются наилучшими. Для 2 N 2500 такая оптимальная температура 125°K .

Коэффициент усиления по напряжению каскода с входным транзистором 2 N 2500 ($I_d = 1$ ма, $\tau_H = 4$ мксек) в зависимости от температуры был равен: 800 при $T = 295^{\circ}\text{K}$, 1400 при $T = 125^{\circ}\text{K}$ и 1100 при $T = 78^{\circ}\text{K}$. На рис. 11 представлены зависимости ширины линии шума как функции температуры и постоянной времени формирования для 2 N 2500. Ток стока поддерживался равным 1,2 ма, а внешняя входная емкость равнялась 0, так что $C_{вх} = C_{гг} + C_f = 25$ пф. Если при $T = 295^{\circ}\text{K}$ измеренные величины ПШПМ и оптимальной постоянной времени формирования были соответственно 8 кэв и 2,9 мксек (расчетные 2,3 кэв и 9,7 мксек), то при $T = 125^{\circ}\text{K}$ эти величины составляли 1,55 кэв и 6 мксек (расчетные данные 1,16 кэв и 13,2 мксек). Ток утечки затвора снижался с $2,3 \cdot 10^{-10}$ до 10^{-14} а. При использовании двойного

интегрирования ширина линии шума при $T = 125^{\circ}\text{K}$ составляла 1,4 кэв, а $\tau_{\text{опт}} = 3,2$ мксек. Для полноты картины на рис. 12 приведены зависимости ПШПМ = $f(\tau_{\text{опт}}, C_{\text{вх}})$ для 2N 2500 при $\tau = 1$ мксек.

Некоторое отличие экспериментальных данных от расчетных можно объяснить тем, что в расчете не учитывался шум тока затвора.

Таким образом, при оптимальном охлаждении полевого транзистора, зарядовые предусилители на них становятся сравнимыми с лучшими ламповыми. На рис. 13 приведен γ спектр C_o^{57} , снятый с кремниевого полупроводникового детектора зарядовым предусилителем с входным транзистором 2N 2500. Видно, что полученное разрешение равно 2,9 кэв (при $T = 125^{\circ}\text{K}$), в то время как тщательно сконструированный ламповый зарядовый предусилитель имеет 2 кэв $^{25/}$. На рис. 14 для наглядности приведены сравнительные характеристики ПШПМ = $f(C_{\text{вх}})$ для предусилителей на лампах, биполярных транзисторах и полевых транзисторах.

В настоящее время ряд американских фирм выпускает серийные предусилители для полупроводниковых детекторов с использованием во входных каскадах ПТ. Так, например, фирма Cosmic Radiation Labs. выпускает зарядовый усилитель типа РА610, а фирма ORTEK - типа 104, имеющие уровень шума при $C_{\text{вх}} = 10$ пф 8,3 кэв и 7,5 кэв соответственно $^{26/}$.

Помимо зарядовых усилителей, ПТ могут успешно использоваться в схемах низкошумящих усилителей напряжения на низких и средних частотах, в усилителях с большим входным сопротивлением (интеграторы), включая входной ПТ по схеме с общим истоком, и в качестве преобразователей с низким уровнем.

ПТ находят применение и в качестве пассивных элементов, например, в аналоговых умножителях $^{6/}$, как управляемый элемент обратной связи (для дистанционной регулировки коэффициента усиления в усилителях).

В качестве сравнения на рис. 15 приведена зависимость средне-квадратичного напряжения шумов лампового низкошумящего усилителя ORNL Q - 2112 - 1 $^{26/}$ и усилителя с входным ПТ типа 2N 2386 $^{22/}$ от величины входного сопротивления при полосе пропускания 1 Мгц и $C_{\text{вх}} = 15$ пф. Видно, что при $R_g > 10$ ком кривые практически совпадают. При $R_g = 10$ ком входной приведенный шум равнялся 16 мкв ср. кв.

6. Промышленные разработки полевых транзисторов

После первого униполярного транзистора Шокли было применено много технологических приемов для изготовления промышленных типов полевых транзисторов.

Трудности в технологии изготовления таких приборов заключаются в том, что каналы у ПТ должны быть областями с высоким удельным сопротивлением в достаточно тонком слое. Однако успехи в области полупроводниковой технологии позволили создать серию ПТ с вполне удовлетворительными характеристиками.

В 1958 г. Тезнером^{/28/} была реализована цилиндрическая конструкция ПТ (текнетрон), а в 1960 г. появился кольцевой вариант ПТ (алкатрон)^{/29/}, схематически изображенный на рис. 16. Особенностью алкатрона является наличие четвертого электрода - престриктора, который осуществляет предварительное сужение (престрикцию) канала за счет расширения дополнительного $n-p$ перехода. Таким образом, добавление престриктора позволяет избежать трудностей, связанных с получением очень тонкой пластинки исходного материала. Кроме того, престриктор может служить дополнительным управляющим электродом. К достоинствам алкатрона относится также значительно большая рассеиваемая мощность и более высокая граничная частота.

В последнее время характерным для изготовления ПТ является использование планарно-эпитаксиальной технологии, технологии напыления пленок, диффузии из газовой фазы, методов пассивации и фотолитографии.

Фирмой RCA разработан новый ПТ с изолированным затвором, сочетающий в себе наилучшие свойства транзисторов и вакуумных ламп. Вместо смещенного в обратном направлении $n-p$ перехода здесь используется структура металлооксидный слой - полупроводник (МОП)^{/30,31/}. Такая структура позволяет управлять поверхностными зарядами на полупроводниковой подложке. В отличие от $n-p$ перехода эта структура может быть использована как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения носителями заряда области в поверхностном слое полупроводника^{/32/}. В настоящее время промышленные ПТ изготавливаются на базе кремния, так как они обладают лучшими свойствами, чем изготавливаемые раньше приборы на базе германия^{/33/}.

Серийный выпуск ПТ освоен в США фирмами Texas Instrumnt, RCA, Fairchild, National Semiconductors, Siliconix, Crystalonix, Amelco, Motorola, General Electric, Tung-Sol, а количество типов ПТ превышает 60^{/34/}.

З а к л ю ч е н и е

Теоретические расчеты и экспериментальные результаты показывают, что имеющиеся ПТ могут быть использованы в спектрометрических трактах в качестве низкошумящих зарядовых предусилителей и входных каскадах усилителей напряжения. Характеристики шумов и величина входного сопротивления лежат на уровне лучших ламповых схем, сохраняя качества, присущие обычным биполярным транзисторам - малые габариты, низкое потребление мощности, высокую долговечность.

Экспериментальные данные показывают не только возможность, но и целесообразность работы ПТ при сравнительно низких температурах (вплоть до 78°K), что особенно привлекательно для у-спектрометрии на полупроводниковых детекторах.

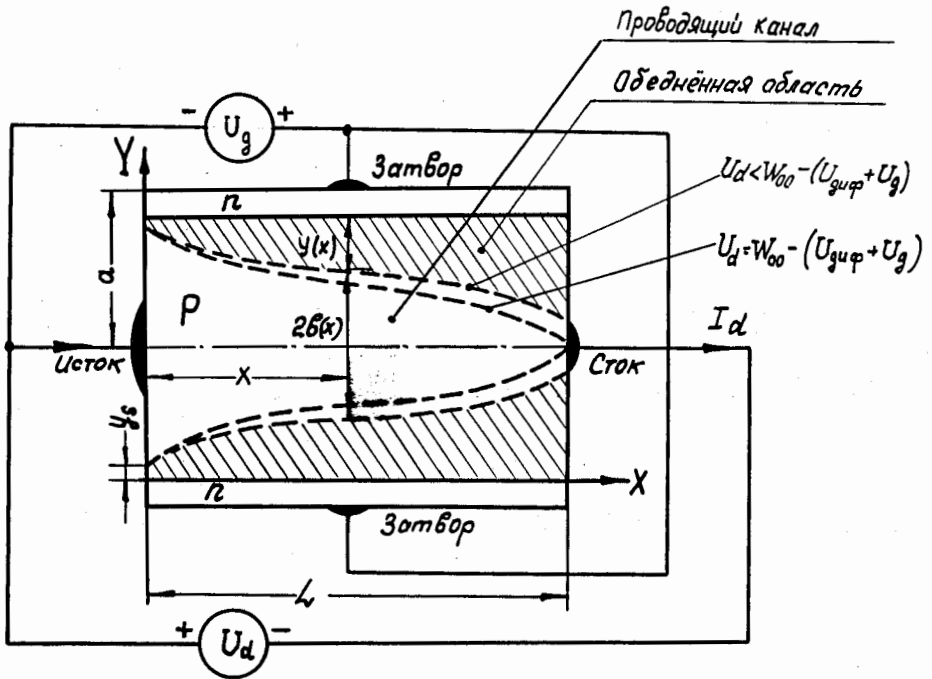
Американскими учеными были проведены исследования ПТ на радиационную стойкость. Как показали испытания, ПТ могут работать при дозах облучения в $10^3 - 10^4$ раз больших, чем допускаемые дозы облучения для обычных биполярных транзисторов /35/.

Л и т е р а т у р а

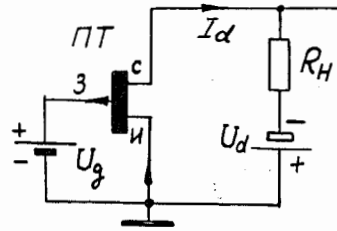
1. Shocley W., Proc. IRE, v.40, No. 11, 1952, p.1365.
2. G.C.Decey, I. M.Ross. Bell Sys. Tech. J., v.34, p.1149, 1955.
3. И.П. Степаненко, Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Госэнергоиздат, 1963 г.
4. Н.Н. Хлебников. Электронные приборы. "Связь", 1964 г.
5. Расчет и проектирование полупроводниковых приборов. Оборонгиз, 1963 г.
6. V.Radeka. IEEE Trans., v.NS-11, No3, p.358, 1964.
7. R.R.Bockemuehl. IEEE Trans., v. ED-10, p.31, 1963.
8. W.A.Bösenberg. RCA Rev., v.24, p.668, 1963.
9. A.Van der Ziel, J.W.Ero. IEEE Trans., v.ED-11, No.4, p.128, 1964.
10. E.J.Ryder, W.Shocley. Phys. Rev., v.81, p.139, 1951.
11. Van der Ziel A. Proc. IRE, v.50, No. 8, p.1808, 1962.
12. Van der Ziel A. Proc. IEEE, v.51, No.3, p.461, 1963.
13. Van der Ziel A., Proc. IEEE, v.51, No.11, p.1670, 1963.
14. C.Cottini, E.Gatti, G.Giannelli, G.Rozzi, Il Nuovo Cimento, ser.10, v.III, No.2, p.473, 1956
15. H.J.Dubrau. Nucl. Instrum. v.15, No.2, p.77, 1962.
16. F.S.Goulding, W.L.Hansen. Nucl. Instrum., v.12, No.2, 1961.
17. В.Г. Бровченко, Ю.Д. Молчанов. ПТЭ, № 4, 2, 1964.
18. А.Б. Джиллеспи. "Сигнал, шум и разрешающая способность усилителей". Атомиздат, 1964.
19. V.Radeka. BNL Report No.6953, Apton, 1963.
20. A.J.Smith, AERE Report No.4379, Harwell, 1963.
21. Wintenberg R.E., Pierce J.E. University of Tenn. El. Eng. Dep. Report No11, ORNL, October. 1963.
22. T.V.Blalock, J.E.Pierce. Proc. of the National Electr. Conference, v.XIX, p.407, Chicago, 1963.
23. T.V.Blalock, IEEE Trans., v. NS-11, No.3, p.365, 1964.
24. L.G.Jonasson. Nucl. Instrum., v.26, No.1, p.104, 1964.
25. J.L.Blankenhip. IEEE Trans., v. NS-11, No.3, p.373, 1964.
26. Nucleonics, v.22, №3, 1964.
27. T.L.Emmer. Nuclear Instrumentation for Scintillation and Semiconductor Spectroscopy. ORNL, TM-137, 1963.

28. A.Martin, J. de Phys. et le Rad., No.3, 47, 1960.
 29. A.Martin, Wireless World, No.5, 1961.
 30. J.T.Wallmark. RCA Rev., v.24, No.2, p.141, 1963.
 31. H.Borkan, P.K.Weimer. RCA Rev., v.24, No.2, p.153, 1963.
 32. S.R.Hofstein, F.P.Heiman, Proc. IEEE, v.51, No.9, p.1190, 1963.
 33. Electronische Rundschau, Bd. 17, No.4, 192, 1963.
 34. Electronische Rundschau, Bd. 17, No.9, 463, 1963.
 35. Electrical Design News, v.У, No.5, p.6, 1963.
 36. I.Richer, Solid State Electronics, v.6, p.539, 1963.

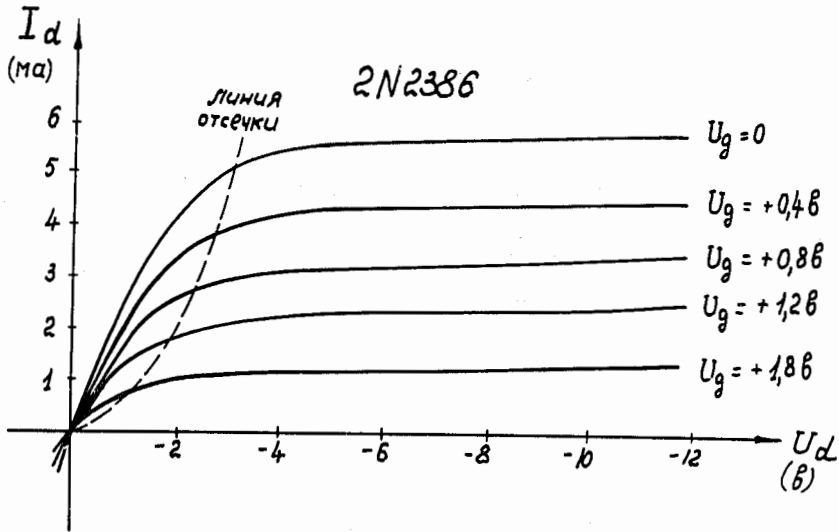
Рукопись поступила в издательский отдел
 21 ноября 1964 г.



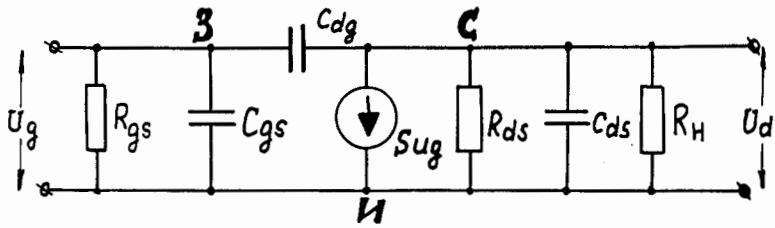
Р и с. 1. Схематическое изображение планарного полевого транзистора с р-каналом.



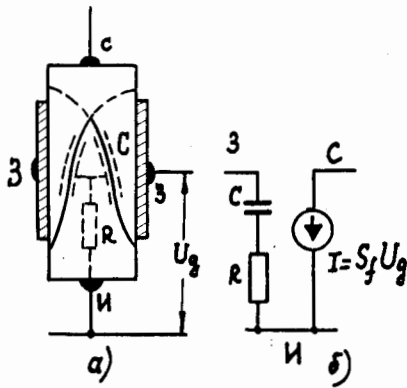
Р и с. 2. Схема включения полевого транзистора с n -каналом.



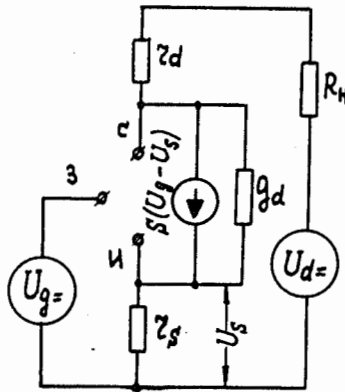
Р и с. 3. Статические характеристики полевого транзистора.



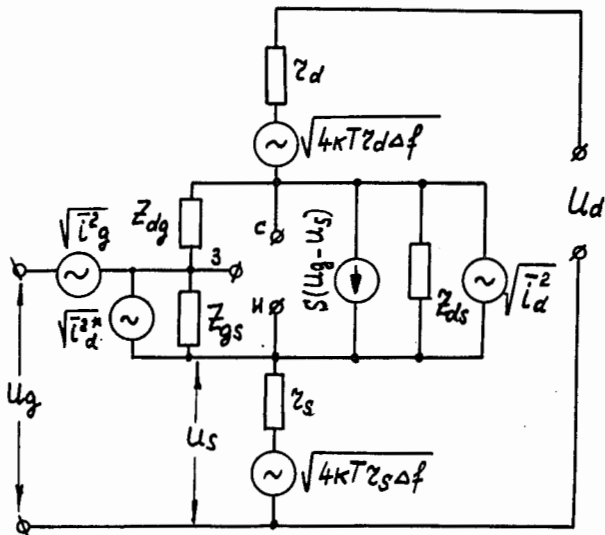
Р и с. 4. Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе.



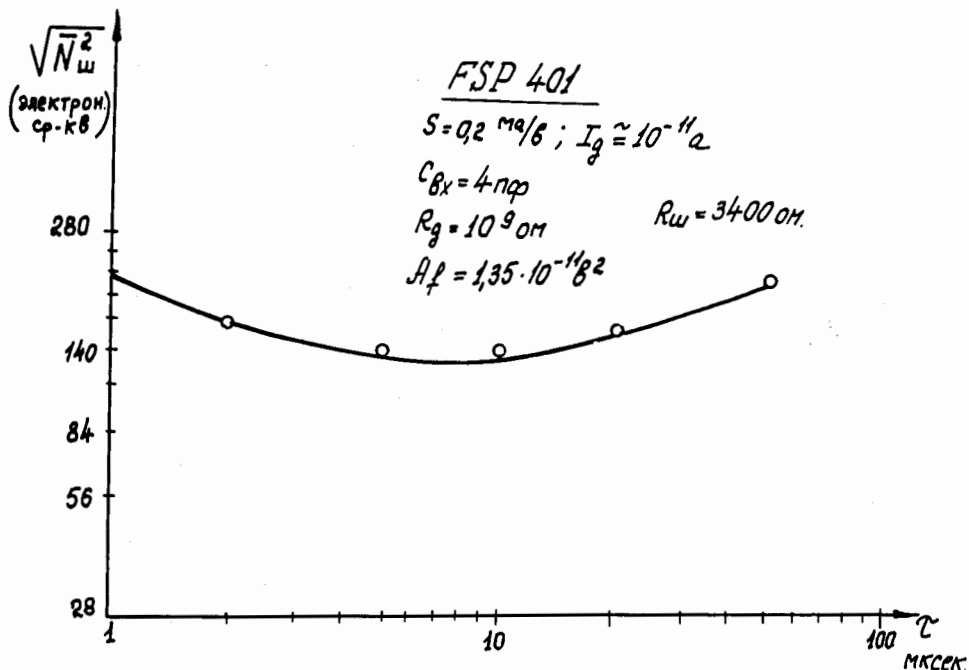
Р и с. 5. Эквивалентная цепь заряда емкости n-p перехода полевого транзистора.



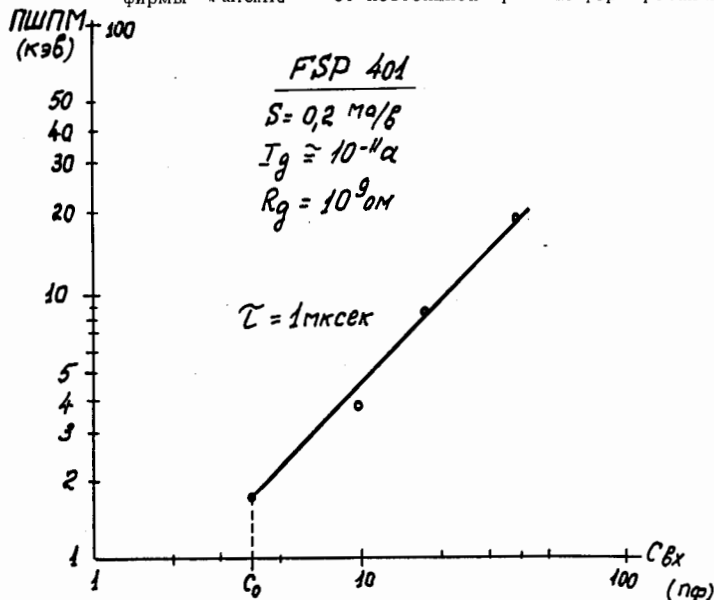
Р и с. 6. Эквивалентная схема полевого транзистора с учетом последовательных сопротивлений стока и истока.



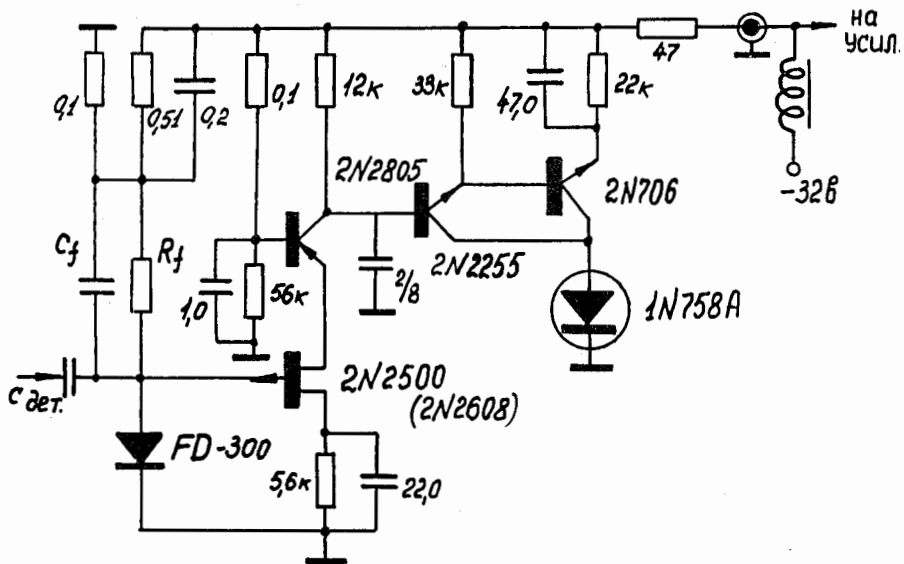
Р и с. 7. Эквивалентная схема полевого транзистора с источниками шума.



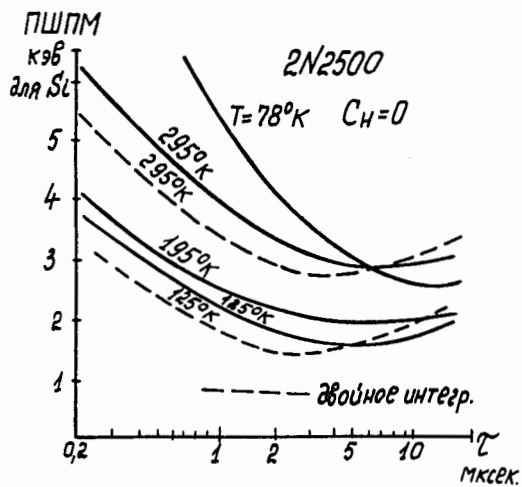
Р и с. 8. Зависимость средне-квадратичного шума полевого транзистора FSP -401 фирмы Fairchild от постоянной времени формирования ($C_{вх} = 4 \text{ пФ}$).



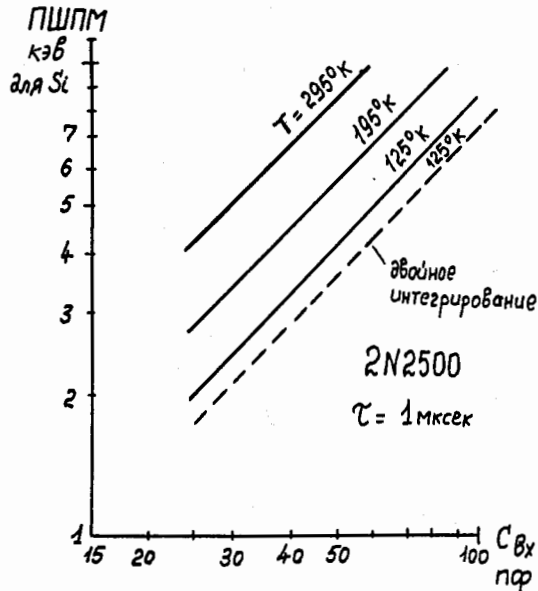
Р и с. 9. Зависимость ширины линии шума от величины входной емкости для полевого транзистора FSP - 401 в зарядовом усилителе.



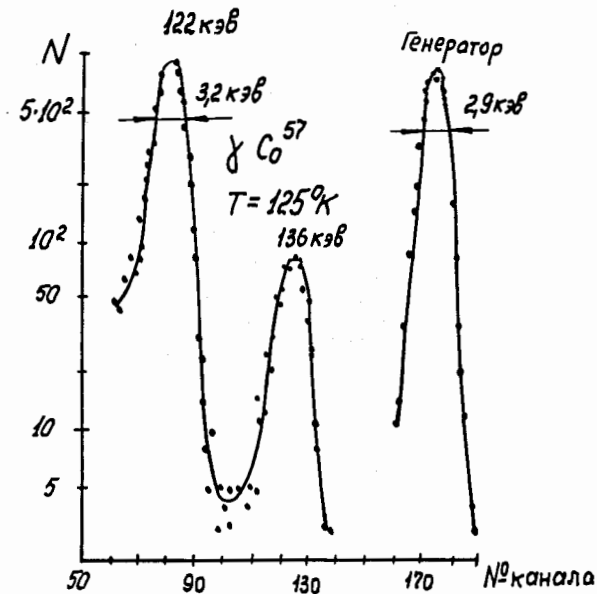
Р и с. 10. Схема зарядового усилителя с полевым транзистором на входе (схема Рафлеки).



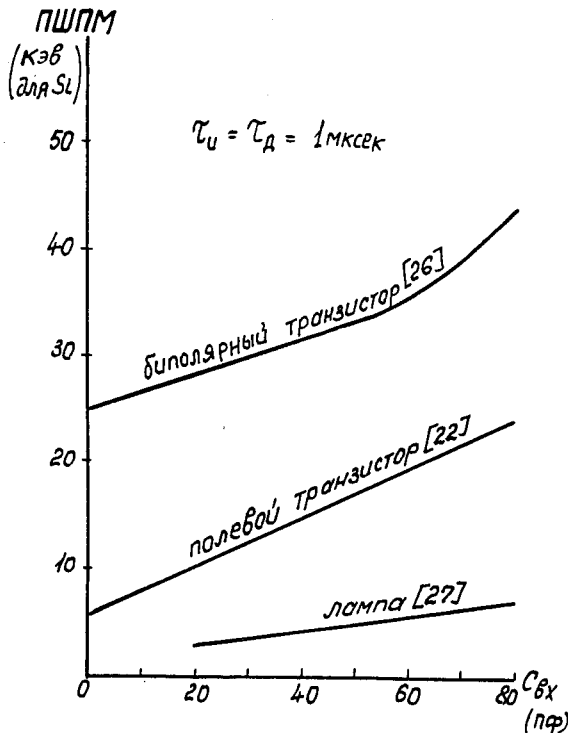
Р и с. 11. Зависимость ширины линии шума от температуры и постоянной времени формирования для полевого транзистора 2 N 2500.



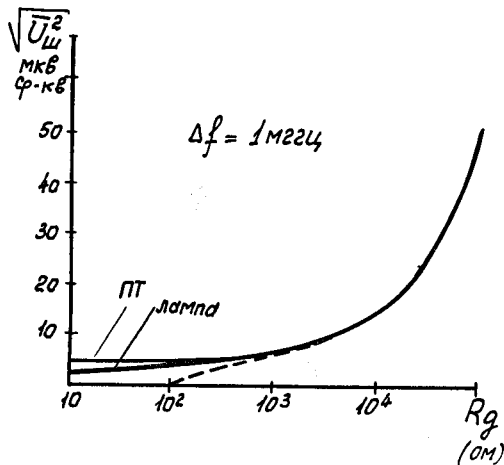
Р и с. 12. Зависимость ширины линии шума от температуры и входной емкости для зарядового усилителя на полевом транзисторе 2 N 2500.



Р и с. 13. γ спектр C_{57} , полученный с кремниевым полупроводниковым детектором на зарядовом усилителе с полевым транзистором 2 N 2500 (по данным Блалока).

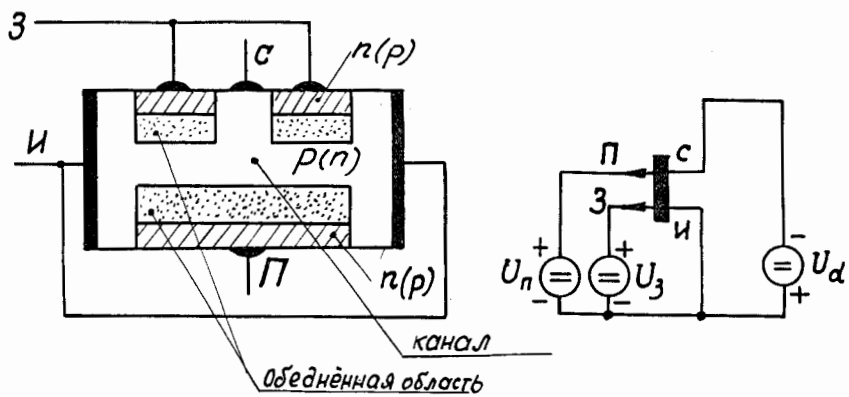


Р и с. 14. Сравнительные зависимости ширины линии шума от входной емкости для биполярных транзисторов, полевых транзисторов, и вакуумных ламп в схемах зарядовых усилителей.



Р и с. 15.

Зависимость шума лампового усилителя ORNL Q -2112-1 и усилителя напряжения на полевом транзисторе 2N 2388 от величины входного сопротивления при полосе пропускания 1 мгц и $C_{вх} = 15 \text{ пф}$.



Р и с. 16. Схематическое изображение алкатрона и схема его включения.