

5117.1087.0

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ
ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ АТОМНОЙ ЭНЕРГИИ СССР
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

И Ф В Э 86-217
ОНФ

Р.Н.Краснокутский, Л.Л.Курчанинов, В.В.Тихонов^{*)},
Н.Н.Федякин, Р.С.Шувалов

О ВЫБОРЕ ГОЛОВНОГО ЭЛЕМЕНТА
ДЛЯ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ
НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Направлено в ПТЭ

^{*)} Иркутский государственный университет.

Аннотация

Краснокутский Р.Н. и др. О выборе головного элемента для малошумящего усилителя на биполярных транзисторах: Препринт ИФВЭ 86-217. - Серпухов, 1986. - 10 с., 4 рис., библиогр.: 11 назв.

Приводятся результаты измерений эквивалентного шумового заряда (ENC) для транзистора КТ382 в зависимости от емкости детектора C_D , длительности формирования τ и коллекторного тока I_C . Показано, что результаты измерений хорошо согласуются с расчетом по простой шумовой модели, поэтому трудоемкие измерения ENC могут быть заменены предварительной отбраковкой транзисторов по r_{BB} , β и несложными вычислениями. В приложениях в области ядерной электроники транзистор КТ382 позволяет получить такие же шумовые параметры, как и японские NE578, NE021, и может быть рекомендован для использования в качестве головного элемента усилителей.

Abstract

Krasnokutsky R.N. et al. On Choosing Head Element for Low Noise Preamplicifier on Bipolar Transistors: IHEP Preprint 86-217. - Serpukhov, 1986. - p. 10, 4 fig., refs.: 11.

The dependence of the preamplifier equivalent noise charge on the detector capacitance C_D , shaping time τ and collector current I_C of the head transistor is presented. The measurement results are in a good agreement with calculations based on a simple noise model, so tedious ENC measurements may be replaced by a simple selection of transistors (r_{BB} , β) and unsophisticated calculations. Soviet KT382 - type transistors have the same noise performance as the best Japan transistors NE578 and NE021 and it is possible to use it as a head transistor for nuclear electronics applications.

В последние годы в физике высоких энергий интенсивно развиваются методы регистрации частиц детекторами без внутреннего усиления. Естественно, что амплитудное и временное разрешения таких детекторов в значительной мере определяются шумом усилителя. Характеристики сигналов детекторов и требования к шумовым характеристикам усилителя приведены в^{1/}.

В работе^{2/} сравниваются усилители на полевых и биполярных транзисторах (ПТ и БТ) и показано, что при высоких скоростях счета целесообразно использовать БТ. Общие рекомендации по выбору типа БТ сводятся к следующему: необходимо использовать СВЧ БТ с малой величиной распределенного сопротивления базы $r_{BB}' = 10 \text{ Ом}$ и высоким значением коэффициента усиления по току β . На практике лучшие приведенные в литературе результаты^{2-4/} получены с БТ типов NE021, NE578, NE734, NE02133, BFT25. Естественно, возникает желание сравнить их с транзисторами отечественного производства. Судя по опубликованным данным, конкурентоспособными могут быть БТ типов КТ382, КТ391, КТ3127, КТ3115, КТ384 (во всяком случае, известно, что эти БТ имеют малое r_{BB}' ^{5-8/}), но важнейшая для приложений в ядерной электронике величина — эквивалентный шумовой заряд (ENC) — для этих БТ не исследовалась.

В настоящей работе мы приводим результаты измерений ENC в зависимости от емкости детектора C_D , длительности формирования τ (использовался фильтр RC-CR) и коллекторного тока I_C для транзистора КТ382. Результаты измерений хорошо согласуются с расчетом по простой шумовой модели БТ. Так как опубликованные в работе^{2/} результаты также хорошо согласуются с расчетом, это дало нам основания сравнить ENC для КТ382 и NE578 пересчетом данных^{2/} к нашим условиям измерения. Результаты такого сравнения оказались очень близкими. Так как ENC усилителя не зависит от его конфигурации, а определяется шумами головного элемента, резистора обратной связи и типом фильтра, то согласие эксперимента и расчета позволяет сделать оптимистичное заключение: усилитель может быть спроектирован на основании измерений β и r_{BB}' . Простая методика определения

$i_{ВВ'}$ по результатам измерений спектральной плотности шума описана в работе^{/5/}.

РАСЧЕТНАЯ МОДЕЛЬ, ИЗМЕРЕНИЯ, ОБСУЖДЕНИЕ

Принятая для расчета эквивалентная шумовая схема БТ показана на рис. 1а. Спектральные плотности источников шума для $-\infty < \omega < \infty$ есть

$$e_{ВВ'}^2 = 2KT\tau_{ВВ'}, \quad i_{В}^2 = qI_{В} = KT\tau_{В}^{-1}, \quad i_{С}^2 = qI_{С} = KT\beta\tau_{В}^{-1}, \quad (1)$$

где $I_{В}$, $I_{С}$ - токи базы и коллектора, $\tau_{В} = \frac{KT}{qI_{В}}$, q - заряд электрона.

Полагая сигнал бесконечно коротким $i_{D} = \delta(t)$ и представляя источник шумов в виде пуассоновской последовательности δ -функций, получим вклады в ток БТ от каждой δ -функций этих потоков:

$$I(i_{D}) = H_0(p) = \beta K_1(p); \quad I(i_{В}) = H_1(p) = (1 + p\tau_{D_1})\beta K_1(p);$$

$$I(e_{ВВ'}) = H_2(p) = p\tau_{D_1}\beta K_1(p)\tau_{ВВ'}^{-1}; \quad I(i_{С}) = H_3(p) = 1, \quad (2)$$

где p - переменная Лапласа, $\tau_{В} = \tau_{В} \cdot C_{В}$, $\tau_{D_1} = \tau_{ВВ'} \cdot C_{D}$

$\tau_{D_2} = \tau_{В} \cdot C_{D}$, а передаточная функция сигнала имеет вид

$$K_1(p) = \frac{1}{p^2\tau_{В}\tau_{D_1} + p(\tau_{В} + \tau_{D_1} + \tau_{D_2}) + 1}. \quad (3)$$

В работе^{/5/} показано, что высокочастотный корень K_1 можно не учитывать, а низкочастотный с точностью несколько процентов принять равным $p_2 = -\tau_{D_2}^{-1}$.

Используя наглядное представление функций (2) в виде диаграмм Боде (рис. 1б), можно еще более упростить анализ шумов. Из рис. 1б видно, что, во-первых, при частотах выше $\tau_{D_1}^{-1}$ вкладом тока $i_{В}$ можно пренебречь по сравнению с вкладами от $i_{С}$ и $e_{ВВ'}$

и принять, что спектральная плотность тока $i_{В}$ пропорциональна ω^{-2} , т.е. такая же, как квадрат фурье-образа сигнала (пунктир при $\omega > \tau_{D_1}^{-1}$); во-вторых, при частотах ниже $\tau_{D_2}^{-1}$ вклад от источника шума $e_{ВВ'}$ значительно меньше, чем от источников $i_{В}$ и $i_{С}$, поэтому без заметной ошибки можно считать его белым во всем частотном диапазоне. Тогда схема рис. 1а перейдет в упрощенную схему рис. 1в с двумя - параллельным и последовательным - источниками шума:

$$\overline{i_p^2} = \overline{i_B^2} = qI_B = KT \cdot g_m \beta^{-1}, \quad \overline{e_s^2} = 2KT \left[r_{BB'} \frac{C_D^2}{(C_D + C_B)^2} + \frac{0,5}{g_m} \right], \quad (4)$$

где $g_m = I_C \cdot \phi_T^{-1}$ есть крутизна БТ, $\phi_T = KT \cdot q^{-1}$, термический потенциал $\phi_T = 25$ мВ при $T = 300$ К. Такая эквивалентная схема идентична общепринятой шумовой схеме для ПТ /9-11/, поэтому можно воспользоваться методами, развитыми для анализа шумов ПТ.

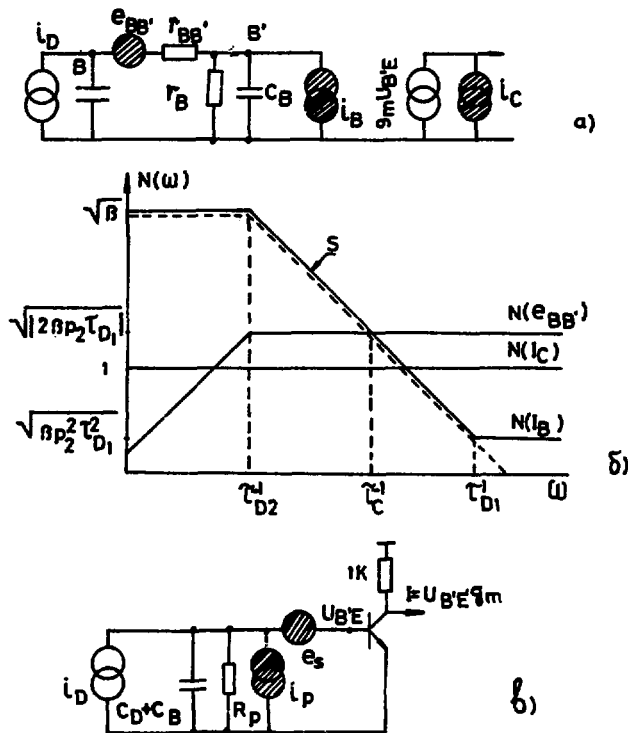


Рис. 1. Эквивалентная схема шумящего транзистора с физическими источниками шума (а); квадратные корни из спектральных плотностей шума выходного тока БТ, обусловленные различными источниками: распределенным сопротивлением базы - $e_{BB'}$, током утечки базы - i_B , током коллектора - i_C фурье-образ сигнала детектора - S . (б); упрощенная эквивалентная схема шумящего транзистора с источниками шума, пересчитанными на вход (в).

Вклады от источников параллельного и последовательного шумов ПТ могут быть представлены в виде^{9, 11/}

$$ENC_p^2 = A_1 \cdot \overline{i_p^2} \cdot \tau, \quad ENC_s^2 = A_2 \cdot \overline{e_s^2} (C_D + C_B)^2 / \tau, \quad (5)$$

где A_1, A_2 - константы, зависящие от типа формировки, τ - характерное время формировки, $\overline{i_p^2} = 2KTR_p^{-1}$, $\overline{e_s^2} = 2KTR_s$, R_s и R_p - последовательное и параллельное шумящие сопротивления. Для БТ по аналогии можно ввести

$$R_s = 0,5 g_m^{-1} + r_{BB} C_D^2 (C_D + C_B)^{-2}, \quad R_p = 0,5 \cdot \beta \cdot g_m^{-1}. \quad (6)$$

Спектральные плотности параллельного и последовательного шумов сравниваются при

$$\tau_c = C_D \cdot \sqrt{R_p \cdot R_s}. \quad (7)$$

Можно показать^{9, 11/}, что минимум ENC достигается при $\tau = \tau_c$; при $\tau < \tau_c$ шум определяется последовательным источником, при $\tau > \tau_c$ - параллельным. Полагая источники шума e_s и i_p независимыми и используя соотношения $C_B = g_m \omega_a^{-1}$, $I_B = \beta^{-1} I_C$, можно получить из (5), (6)

$$ENC^2 = ENC_p^2 + ENC_s^2 = KT \left[(C_D^2 \frac{\phi_T}{I_C} + 2 \frac{C_D}{\omega_a} + \frac{I_C}{\phi_T \omega_a^2} + 2 C_D^2 r_{BB}) \frac{A_1}{\tau} + \frac{I_C}{\beta \phi_T} A_2 \tau \right]. \quad (8)$$

Как видно из (8), даже в упрощенной модели необходимо задать четыре параметра, характеризующие транзистор (I_C , $\beta(I_C)$, r_{BB} , ω_a), и четыре параметра, характеризующие условия эксперимента (τ , C_D , A_1 , A_2), что практически делает невозможным оптимальный выбор головного транзистора усилителя и его режима экспериментально, а при вычислениях всегда есть сомнения в применимости используемой модели.

Ниже мы сравним экспериментальные данные с результатами расчета по модели рис. 1а. При вычислении ENC мы пользовались не упрощенной формулой (8), а численно интегрировали спектральные плотности шума^{5/}. В процессе измерений выяснилось, что параллельный шум не описывается соотношением $I_B = \beta^{-1} I_C$; лучшее согласие с экспериментом получается, если источником параллельного шума считать ток базы, измеренный в статическом режиме, т.е. $\overline{i_p^2} = q \cdot \beta_{ст}^{-1} I_C$, а для вычисления передаточных характеристик по-прежнему использовать соотношение $I = g_m U_{B'E}$.

Величина r_{BB} , определялась по измеренной спектральной плотности

шума^{5/}, а β - по осциллографу. Значения ω_a - справочные. Таким образом, ENC вычислялся по формуле

$$ENC(FWHM) = 2,35 \cdot \frac{\left(2\pi \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega t} |N(j\omega)F(j\omega)|^2 d\omega \Big|_{t=0} \right)^{1/2}}{\int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega t} S(j\omega)F(j\omega) d\omega \Big|_{t_{max}}} \quad (9)$$

где $S(j\omega) = H_o(j\omega) \cdot i_D$ - передаточная характеристика сигнала,

$$N^2(j\omega) = |H_1(j\omega)|^2 \cdot i_B^2 + |H_2(j\omega)|^2 \cdot e^2 \cdot \overline{v_{BB}} + |H_3(j\omega)|^2 \cdot i_C^2$$

- спектральная плотность шума, приведенная на выход БТ. Частотная характеристика усилителя-формирователя типа RC - CR всюду в расчетах принималась равной

$$F(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + a} \cdot \frac{a}{j\omega + a} \quad (10)$$

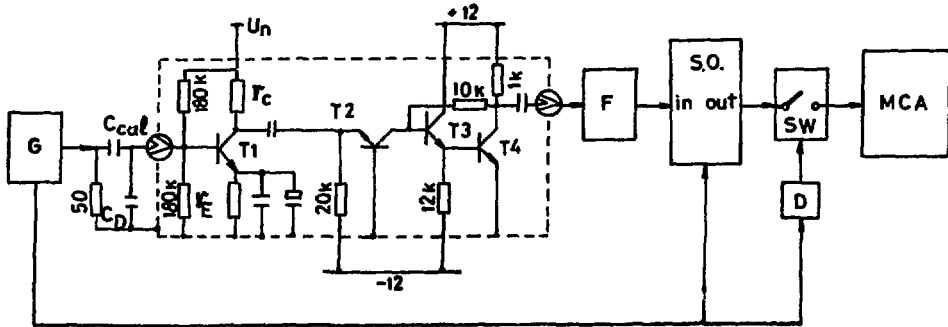


Рис. 2. Схема измерений ENC: G - генератор импульсов точной амплитуды, F - фильтр типа RC - CR, SO - стробоскопический осциллограф, SW - ключ на микросхеме HEF4066A, MCA - амплитудный анализатор, D - задержка на одновибраторах.

Сравнение расчетной модели с экспериментом было проведено по схеме рис. 2. В качестве исследуемого транзистора T_1 был выбран КТ382 как наиболее перспективный из исследованных ранее^{5/}. Во втором каскаде усиления ($T_2 \div T_4$) транзистор T_2 был включен по схеме ОБ для уменьшения миллер-эффекта. Транзисторы T_2 и T_3 тоже имели малое значение $r_{BB}' = (20+30)$ Ом. Стробоскопический осциллограф работал в режиме ручного сканирования, положение развертки "X" устанавливалось на максимум

импульса, так что на выходе ключа мы получали прямоугольные импульсы длительностью $\sim 10^{-6}$ с на пьедестале, величина которого определяется смещением "У". Использование стробоскопического осциллографа и ключа вместо линейных ворот (ЛВ) дает следующие преимущества:

- это есть практически идеальный пиковый детектор при любых длительностях формировок;

- при применении ЛВ необходимо всякий раз подбирать задержку в канале запуска при изменении постоянной времени фильтра $\tau = RC = CR$, тогда как при использовании стробоскопического осциллографа это достигается плавной регулировкой без нарушения коммутации измерительного тракта.

Результаты измерений приведены на рис. 3. Рис. 3а показывает, насколько критичными оказываются шумовые характеристики усилителя к выбору транзистора. На нем приводятся зависимости $ENC(C_D)$ для двух СВЧ БТ - КТ316Д ($\omega_a = 5 \cdot 10^9 \text{ с}^{-1}$, $\beta = 343$, $r_{ВВ'} = 346 \text{ Ом}$) и КТ382 ($\omega_a = 3\pi \cdot 10^9 \text{ с}^{-1}$, $\beta = 130$, $r_{ВВ'} = 18 \text{ Ом}$) при одинаковых режимах работы ($I_C = 3 \text{ мА}$, $U_{CE} = 5 \text{ В}$) и формированиях ($\tau = RC = CR = 20 \text{ нс}$). На рис. 3б зависимость $ENC(C_D)$ показана при различных $\tau = 20, 100, 200 \text{ нс}$. Сплошные кривые - расчет, черные точки - результаты измерений. Светлые точки при $\tau = 20 \text{ нс}$ получены квадратичным вычитанием вклада шума второго каскада. Шум второго каскада измерялся при запертом T_1 , для чего ко входу параллельно $r_{ВВ'}$ подключалась заглушка 50 Ом . При $\tau = 100$ и 200 нс шумом второго каскада можно было пренебречь всюду, за исключением $C_D = 0$.

Как видно из рис. 3б, расчет хорошо согласуется с экспериментом. Выборочно (для 1-3 значений C_D , I_C , τ) измерения были сделаны и для нескольких других экземпляров КТ382. Всюду достигнуто хорошее согласие расчетных и экспериментальных данных. Поэтому мы делаем вывод, что простая шумовая модель транзистора рис. 1а может быть использована для вычисления ENC . В работе^{/2/} приведены результаты измерений $ENC(C_D)$ для транзистора с параметрами $r_{ВВ'} = 15 \text{ Ом}$, $\beta = 100$, $\omega_a = 4\pi \cdot 10^9 \text{ рад/с}$ и треугольного фильтра с длительностью по основанию $2T_M = 50 \text{ нс}$. Там же приведена расчетная кривая, хорошо совпадающая с экспериментальными точками. Поэтому возможно сравнить КТ382 с использованным в работе^{/2/} транзистором (его марка в работе^{/2/} не приводится, но из сопоставления с работой^{/4/} можно заключить, что это NE578 или аналогичный ему). Результаты пересчета данных^{/2/} на фильтр типа $RC = CR = 20 \text{ нс}$ и вычислений ENC для КТ382 показаны на рис. 3в. Можно видеть, что транзисторы практически эквивалентны. На рис. 4а, б приведены зависимости $ENC(I_C, \tau)$ и $ENC(\beta, f_T, r_{ВВ'}, C_D)$. Видны следующие закономерности:

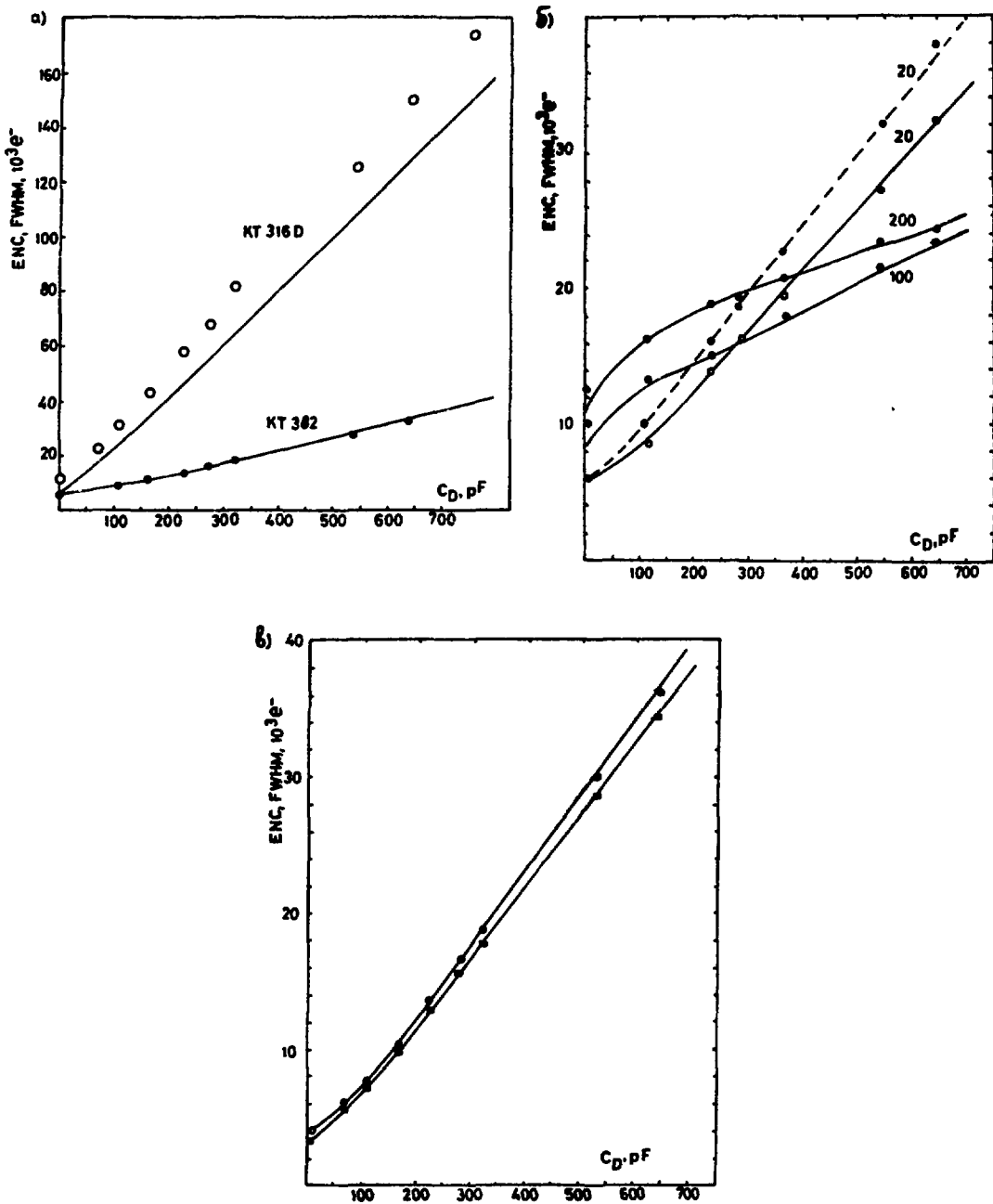


Рис. 3. ENC для транзисторов типа KT316Д и KT382. Кривые - расчет, точки - эксперимент. Для обоих транзисторов $I_C = 3$ мА, $U_{CE} = 5$ В, $\tau_{RC} = CR = 20$ нс, но $r_{BB}' = 346$ Ом и 18 Ом, $\beta = 343$ и 130 для KT316 и KT382, соответственно (а); зависимость ENC от C_D для KT382 при разных длительностях формировок $\tau = 20, 100, 200$ нс (помечено цифрами у кривых). Сплошные кривые - расчет, темные точки - ENC без поправок на шум второго каскада, светлые точки для $\tau = 20$ нс - с учетом шума второго каскада. Пунктирная кривая проведена через измеренные точки от руки. Режим и параметры транзистора T1 те же, что и на рис. 3а (б); зависимость ENC от C_D при $\tau = 20$ нс, $I_C = 1$ мА для транзистора KT382 (кружки) и NE 578 (квадраты). Пояснения в тексте (в).

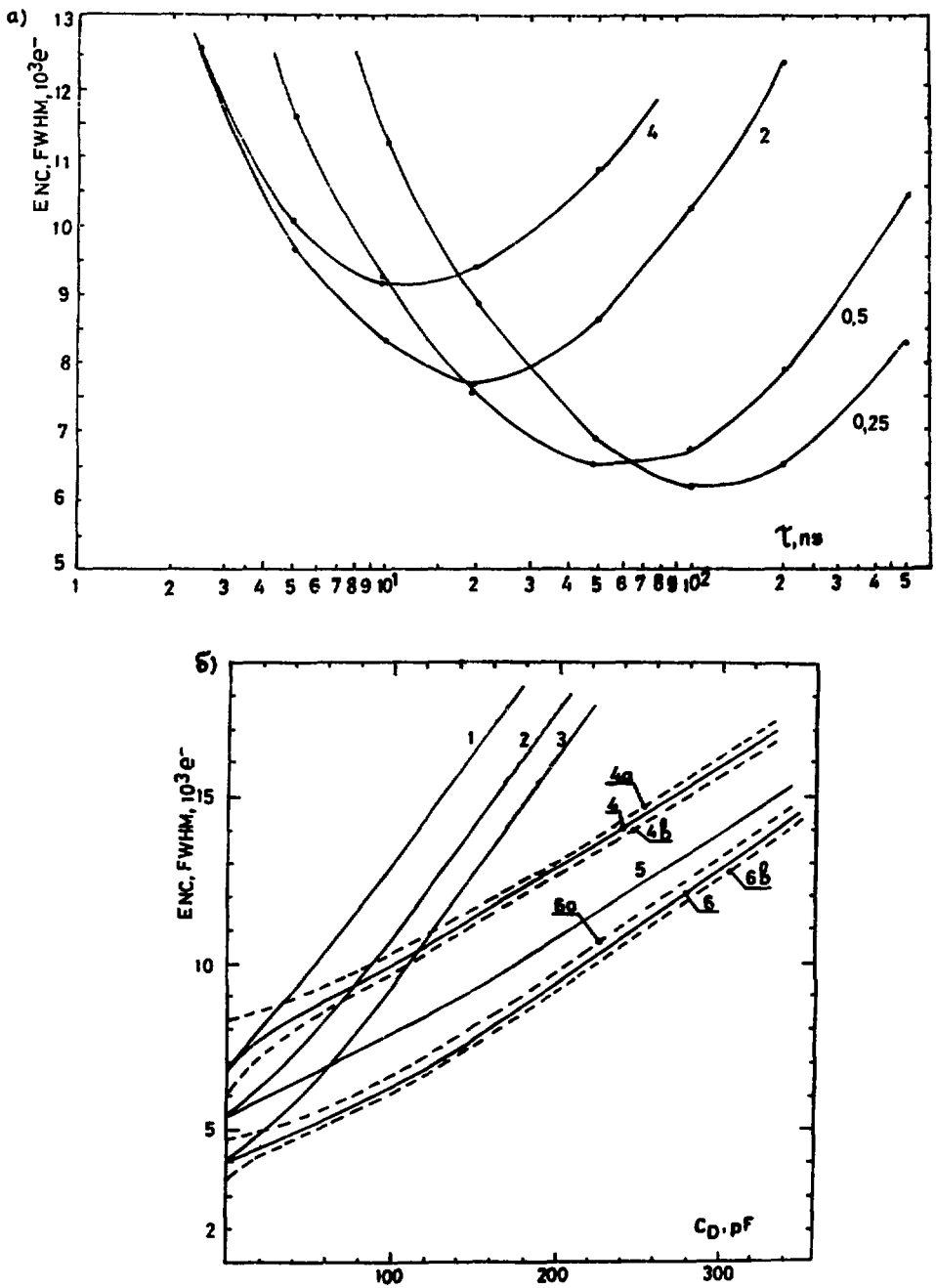


Рис. 4. Зависимость ENC от времени формирования $\tau = RC = CR$ при $C_D = 100$ пФ и различных токах коллектора $I_C = 0,25; 0,5; 2; 4$ мА (цифры у кривых). Вычисления сделаны для $\beta = 100$, $r_{BB'} = 20$, $\omega_a = 2\pi \cdot 10^9$ рад/с (а); зависимость ENC от емкости детектора при $I_C = 3$ мА, $\tau = 20$ нс и различных β , f_T , $r_{BB'}$. Для кривых 1, 2, 3 соответственно $\beta = 50, 100, 200$; $r_{BB'} = 50$ Ом; $f_T = 10^9$ Гц. Для кривых 4, 5 и 6 $r_{BB'} = 10$ Ом, $\beta = 50, 100, 200$; $f_T = 10^9$ Гц (б). Для зависимостей, отмеченных индексами а и б, $f_T = 0,3 \cdot 10^9$ и $3 \cdot 10^9$ Гц, остальные параметры те же, что у кривых 4 и 6.

- при увеличении β (другие параметры фиксированы) кривая ENC (C_D) смещается вниз без измерения наклона;
 - крутизна кривой ENC (C_D) уменьшается при уменьшении $\tau_{ВВ'}$,
- но значение ENC при нулевой емкости детектора от $\tau_{ВВ'}$ не зависит;
- увеличение граничной частоты f_T существенно уменьшает ENC при $C_D \leq 20$ пФ; эффект относительно больше при меньших β ;
 - изменяя коллекторный ток, можно в широких пределах варьировать уровень шума и величину оптимальной длительности формирования. Необходимо, правда, учитывать, что от коллекторного тока зависит и β .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показано, что простая модель шумящего транзистора хорошо согласуется с экспериментом. Входящее в расчеты распределенное сопротивление базы измерено простым методом, описанным в работе^{/5/}. Таким образом, трудоемкие измерения ENC могут быть заменены предварительной отбраковкой по $\tau_{ВВ'}$ и β и несложными вычислениями.

2. В приложениях в области ядерной электроники транзистор КТ382 позволяет получить такие же шумовые параметры как и японские NE578, NE021 и может быть рекомендован для использования в качестве головного элемента усилителей. Необходимо продолжить поиски малошумящих транзисторов, особенно бескорпусных, используя методику^{/5,8/}.

Литература

1. Manfredi P.F. and Ragusa F. - NIM, 1985, v. A235, p.345.
2. Gatti E. and Manfredi P.F. - NIM, 1984, v. 226, p. 142.
3. Heijne E. and Jarron P. - IEEE Trans. on Nucl. Sci., NS-29, N 1, 1982, 405.
4. D'Angelo P., Hrisoho A., Jarron P. et al. - NIM, 1982, v. 193, p. 533
5. Краснокутский Р.Н., Курчанинов Л.Л., Тихонов В.В. и др. - Препринт ИФВЭ 86-5, Серпухов, 1986.
6. Корнильев Г.Э., Кузьмин В.В. - В сб.: Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. - М.: Сов. радио, 1977, вып. 2, с. 126.
7. Андрухов И.П., Докучаев Ю.П., Корнильев Г.Э. и др. - В сб.: Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. - М.: Сов. радио, 1980, вып. 5, с. 43.
8. Курчанинов Л.Л., Тихонов В.В., Шувалов Р.С. - Препринт ИФВЭ 86-102, Серпухов, 1986.

9. Radeka V. - IEEE Trans. on Nucl. Sci. NS-21, N1, 1974, 51.
10. Красножутский Р.Н., Федякин Н.Н., Шувалов Р.С. - Препринт ИФВЭ 86-37, Серпухов 1986.
11. Gatti E. and Manfredi P.F. Processing the signals from solid - state detectors in elementary-particle physics. La Rivista del Nuovo Cimento v. 9, Bologna, 1986.

Рукопись поступила 26 ноября 1986 года.

Р.Н.Краснокутский и др.

О выборе головного элемента для малошумящего усилителя
на биполярных транзисторах.

Редактор Н.П.Ярба. Технический редактор Л.П.Тимкина.
Корректор Л.Ф.Васильева.

Подписано к печати 17.12.86. Т-23977. Формат 60x90/16.
Офсетная печать. Печ.л. 0,62. Уч.-изд.л. 0,73. Тираж 230.
Заказ 1227. Индекс 3624. Цена 10 коп.

Институт физики высоких энергий, 142284, Серпухов Москов-
ской обл.

10 коп.

Индекс 3624

П Р Е П Р И Н Т 86-217, И Ф В Э, 1986
