

УДК 621.391 822 · 621.375

ВЛИЯНИЕ ФЛИККЕР-ШУМА НА ГАРМОНИЧЕСКИЙ СИГНАЛ В УСИЛИТЕЛЕ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

А. С. Лучинин

Анализируется механизм воздействия фликкер-шума транзистора на гармоническое колебание. Приводятся аналитические выражения для расчета спектров мощности амплитудных и фазовых шумов колебания, прошедшего через усилитель, а также результаты экспериментов, подтверждающие расчеты.

Прохождение гармонического колебания через усилитель на биполярном транзисторе, работающем даже в линейном режиме, сопровождается воздействием низкочастотного фликкер-шума транзистора на амплитуду и фазу колебания. В данной работе сделана попытка установить связь между характеристиками флуктуаций колебания, прошедшего через усилитель, и параметрами транзистора, включая уровень его низкочастотного шума. Исходная шумовая модель транзистора принята следующей.

1. В отличие от [1] считается, что возникновение фликкер-шума в транзисторе выражается во флуктуациях коэффициента передачи переменного тока эмиттера α . Другие источники дают малый вклад, поэтому не учитываются.

Данное предположение можно обосновать, пользуясь современными представлениями о причинах возникновения фликкер-шума в полупроводниковых устройствах. В [1, 2] его возникновение связывается с поверхностными состояниями, локализованными вблизи поверхности полупроводника. В результате случайной занятости поверхностных состояний носителями заряда модулируется скорость поверхностной рекомбинации. Последнее приводит к флуктуациям базового (рекомбинационного) тока и, соответственно, токораспределения [3] в транзисторах, отражающегося в флуктуациях коэффициента передачи α . Отметим, что в полупроводниковых диодах флуктуации скорости рекомбинации приводят к случайным изменениям протекающего тока [3].

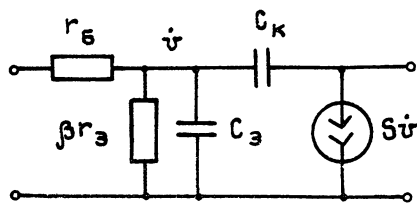


Рис. 1.

2. Параметры эквивалентной схемы транзистора (рис. 1) $r_э$, $C_э$, S связаны с постоянной составляющей эмиттерного тока $I_э$ [3]:

$$r_э = \frac{\gamma}{I_э}, \quad C_э = \frac{1}{\omega_T r_э}, \quad S = \frac{\alpha}{r_э}, \quad \gamma = \frac{q}{kT},$$

где q , k , T , ω_T имеют общепринятый смысл. Считается, что медленные

изменения I_3 , обусловленные фликкер-шумом, приводят к флуктуациям названных параметров. Величины остальных элементов эквивалентной схемы (кроме β) принимаются нефлуктуирующими.

Рассмотрим усилитель, построенный по схеме рис. 2, при воздействии на его вход гармонического колебания с частотой ω . Пусть емкости C_1 и C_2 выбраны так, что их сопротивления на частоте ω малы. Сопротивления R_1 и R_2 выбраны с учетом условия

$$R_r \ll \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_x.$$

Тогда коэффициент передачи усилителя для частот $\omega \leq 0,1 \omega_T$ определяется соотношением

$$K(j\omega) \approx R_n [R_3 + r_3 + (1 - \alpha)(R_r + r_6) + j\omega/\omega_T \{R_r + r_6 + R_3 + \omega_T \tau_k \times \\ \times [R_n + (R_3 + r_3)(1 + R_n/(R_r + r_6))]\}]^{-1}, \quad (1)$$

где $\tau_k = C_n(R_r + r_6)$. Очевидно, флуктуации параметров транзистора приводят к флуктуациям модуля и аргумента коэффициента передачи, вследствие чего проходящее через усилитель гармоническое колебание приобретает флуктуации амплитуды и фазы.

Обратимся к флуктуациям тока транзистора. В данном случае проанализируем усилитель (рис. 2) на низких частотах (Ω), удовлетворяющих неравенствам

$$1/\Omega C_1 \gg R_x, \quad 1/\Omega C_2 \gg R_{ct}.$$

Воспользуемся статическими характеристиками транзистора. При большом запирающем напряжении на коллекторном переходе эти характеристики описываются выражениями [3]

$$I_3 = I_0 (\exp(\gamma U_6) - 1); \quad (2)$$

$$I_6 = (1 - \alpha_{ct}) I_3, \quad (3)$$

где I_3 , I_6 , U_6 — соответственно постоянные токи эмиттера и базы и напряжение между базой и эмиттером, I_0 — тепловой ток эмиттерного перехода, α_{ct} — статический коэффициент передачи эмиттерного тока.

Ток I_3 для усилительного каскада, изображенного на рис. 2, на основании (2) и (3) можно определить соотношением

$$I_3 = I_0 \{ \exp \gamma [E' - I_3 (R_{ct} + R_3) - (1 - \alpha_{ct}) I_3 (R_x + r_6)] - 1 \}, \quad (4)$$

где $E' = ER_2/(R_1 + R_2)$, E — напряжение источника питания.

Флуктуации коэффициента передачи α_{ct} приведут к флуктуациям тока I_3 , уровень которых на основании (4) равен

$$\frac{\Delta I_3}{I_3} = \frac{\gamma I_3 (R_x + r_6) \Delta \alpha}{1 + [(1 - \alpha) (R_x + r_6) + R_3 + R_{ct}] \gamma I_3}. \quad (5)$$

Причиной изменения α_{ct} , как и α , являются флуктуации токораспределения. Абсолютная величина изменения обоих коэффициентов

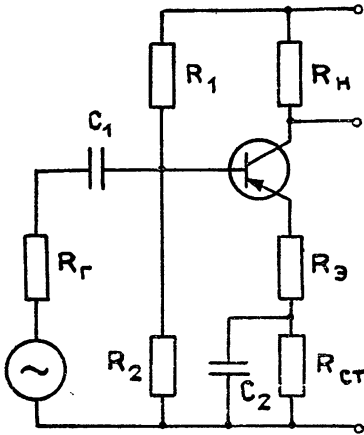


Рис. 2.

гавна $\Delta\alpha$, так как определяется лишь изменением рекомбинационной составляющей базового тока транзистора.

Относительные флуктуации коллекторного тока согласно $\Delta I_k = \alpha \Delta I_0$, определяются суммой

$$\frac{\Delta I_k}{I_k} = \frac{\Delta I_0}{I_0} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha}, \quad (6)$$

где I_k — постоянная составляющая тока коллектора.

Анализируя (5) и (6), можно выделить два предельных режима работы транзистора.

1. Режим без стабилизации эмиттерного тока: $R_0 = R_{ст} = 0$, R_d достаточно велико ($(1 - \alpha) R_d \gamma I_0 \gg 1$). Относительные флуктуации эмиттерного и коллекторного токов примерно одинаковы и равны

$$\left(\frac{\Delta I_0}{I_0} \right)_1 = \frac{\Delta \alpha}{1 - \alpha}. \quad (7)$$

2. Режим с жесткой стабилизацией эмиттерного тока: R_d невелико, отношение $R_d/R_{ст} < 1$. Флуктуации эмиттерного тока неограниченно уменьшаются с ростом $R_{ст}$. Относительные флуктуации коллекторного тока приближаются к величине $\Delta\alpha/\alpha$.

При использовании в усилителе гармонического колебания транзистора в режиме 1 флуктуирующими параметрами в соотношении (1) будут r_0 и α . Использование режима 2 приведет к тому, что останется флуктуирующим только α . Относительные флуктуации модуля и аргумента коэффициента передачи усилителя при использовании транзистора в режимах 1 и 2 описываются следующими выражениями (при $\omega \leq 0,1 \omega_T$):

для режима 1

$$\frac{\Delta K}{|K(j\omega)|} = \frac{\beta r_0 + \alpha(R_r + r_0)}{\beta(R_0 + r_0) + \alpha(R_r + r_0)} \delta I_0, \quad (8)$$

$$\Delta A = \frac{\beta\omega}{\omega_T} \frac{[(R_r + r_0 + R_0)/\beta r_0 + \omega_T \tau_k R_n/\beta r_0][1 + \alpha(R_r + r_0)/\beta r_0]}{[1 + R_0/r_0 + \alpha(R_r + r_0)/\beta r_0]^2} \delta I_0,$$

для режима 2

$$\frac{\Delta K}{|K(j\omega)|} = \frac{\alpha(R_r + r_0)}{\beta(R_0 + r_0) + \alpha(R_r + r_0)} \delta I_0, \quad (9)$$

$$\Delta A = \frac{\beta\omega}{\omega_T} \frac{[(R_r + r_0 + R_0)/\beta r_0 + \omega_T \tau_k R_n/\beta r_0] \alpha(R_r + r_0)/\beta r_0}{[1 + R_0/r_0 + \alpha(R_r + r_0)/\beta r_0]^2} \delta I_0;$$

$$\Delta\varphi = \frac{1}{1 + \varphi^2} \Delta A,$$

$$\varphi = \frac{\beta\omega}{\omega_T} \frac{(R_r + r_0 + R_0)/\beta r_0 + \omega_T \tau_k R_n/\beta r_0}{1 + R_0/r_0 + \alpha(R_r + r_0)/\beta r_0}. \quad (10)$$

Здесь $\delta I_0 = (\Delta I_0/I_0)_1$ — относительные флуктуации эмиттерного тока, измеренные в режиме 1. $\Delta K/|K(j\omega)|$ — относительные флуктуации модуля (1), φ и $\Delta\varphi$ — аргумент (1) и его флуктуации.

Введение стабилизации эмиттерного тока позволяет уменьшить флуктуации модуля и аргумента коэффициента передачи:

$$\frac{[\Delta K / |K(j\omega)|]_1}{[\Delta K / |K(j\omega)|]_2} = \frac{\Delta\varphi_1}{\Delta\varphi_2} = \frac{\beta r_3 + \alpha(R_r + r_6)}{\alpha(R_r + r_6)}. \quad (11)$$

Наличие обратной связи за счет сопротивления R_3 также снижает уровень флуктуаций.

Таким образом, соотношения (5)—(10) устанавливают связь между флуктуациями коэффициента передачи усилителя (его модуля и аргумента) с параметрами транзистора. Кроме того, найденные выражения указывают путь к уменьшению этих флуктуаций.

Справедливость полученных результатов проверялась экспериментально. Были проведены измерения низкочастотных шумов транзисторов 1Т313Б и 1Т311Л, а также амплитудных и фазовых флуктуаций, вызванных усилителями на этих транзисторах, в обоих рассмотренных режимах. Измерения амплитудных и фазовых шумов производились при помощи амплитудного и фазового детекторов с низким уровнем собственного шума. При измерениях флуктуации «гармонического» колебания, принадлежащие источнику сигнала, компенсировались путем использования балансных схем измерения.

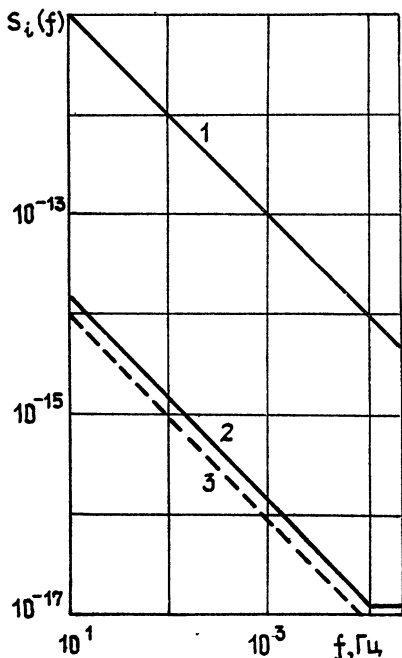


Рис. 3.

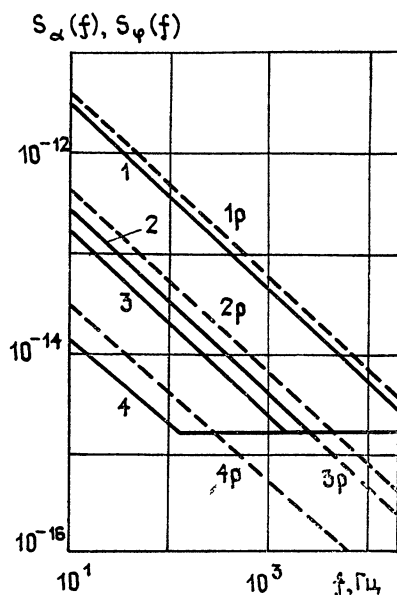


Рис. 4.

Результаты измерений приведены на рис. 3 и 4. На рис. 3 изображены спектры относительных флуктуаций коллекторного тока транзистора 1Т313Б:

- 1 — измеренный спектр шума в режиме 1 ($R_d = 68 \text{ к}$, $R_3 = 1 \text{ Ом}$, $R_{ст} = 0$);
- 2 — измеренный спектр в режиме 2 ($R_d = 440 \text{ Ом}$, $R_3 = 1 \text{ Ом}$, $R_{ст} = 300 \text{ Ом}$);
- 3 — рассчитанный по соотношениям (5) и (6) с использованием измеренного спектра в режиме 1 спектр мощности шумов транзистора в режиме 2 ($R_d = 440 \text{ Ом}$, $R_3 = 1 \text{ Ом}$, $R_{ст} = 300 \text{ Ом}$).

На рис. 4 приведены спектры мощности относительных амплитудных и фазовых флуктуаций колебания с частотой 5 МГц, прошедшего через усилитель: 1 и 2 — спектры амплитудных флуктуаций соответственно в режимах 1 и 2; 3 и 4 — спектры фазовых флуктуаций в режимах 1 и 2. Сплошными линиями изображены измеренные спектры, пунктиром — рассчитанные (рассчитанные спектры пронумерованы цифрами с буквой «р»). Режим работы и параметры транзистора были следующими: ток эмиттера 10 мА, сопротивления источника сигнала и нагрузки — соответственно 75 и 100 Ом, $f_T = 600$ МГц, $r_c = 50$ Ом, $C_K = 1$ пФ, $R_a = 1$ Ом, $\beta = 80$.

Измеренные результаты близки к рассчитанным в области спадающего спектра. При расчетах не учитывался белый шум транзистора. Расхождения в области спадающего спектра могут быть объяснены неточностью определения параметров транзистора, а также сделанными допущениями.

Результаты, аналогичные приведенным на рисунках, получаются и с другими экземплярами транзисторов 1Т313Б, а также с транзисторами 1Т311Л.

В заключение следует отметить, что использование шумовой модели транзистора [1] с источником низкочастотного шумового тока, включенным параллельно эмиттерному переходу, приводит к выводу о возможности уменьшения спектральных плотностей мощности амплитудного и фазового шума в β^2 раз при введении стабилизации эмиттерного тока. Однако, как показали эксперименты, такого уменьшения не происходит.

При анализе шумовых свойств усилителя на низкой частоте обе шумовые модели дают одинаковые результаты.

Таким образом, модель, основанная на предположении о флуктуациях α , более универсальна и, следовательно, точнее описывает физику происходящих в транзисторе процессов. С применением данной модели можно рассчитывать характеристики амплитудных и фазовых флуктуаций, вносимых линейным усилителем в различных режимах.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Вандер Зил, Шум. Источники, описание, измерение, изд. Сов. радио, М., 1973.
2. В. М. Придорогин, Шумовые свойства транзисторов на низких частотах, изд. Энергия, М., 1976
3. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний, под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского, изд. Сов. радио, М., 1968.

Уральский политехнический институт

Поступила в редакцию
20 марта 1979 г.

FLICKER NOISE EFFECT ON A HARMONIC SIGNAL IN AN AMPLIFIER BASED ON BIPOLAR TRANSISTOR

A. S. Luchinin

A mechanism of the effect of the transistor flicker-noise on a harmonic oscillation is analysed. An analytic expression is presented for calculating the power of amplitude and phase noises of oscillation passing through the amplifier as well as the results of experiments confirming the calculation.