

## ФИЗИКА ФЛИККЕР-ШУМА И МОДИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ ТРАНЗИСТОРА

А. С. Мацаев

Статья поступила в редакцию 22 июля 2020 г.

**Аннотация.** В статье раскрывается физическая сущность фликкер-шумов для электронных усилителей. Приводятся экспериментальные примеры исследования фликкер-шумов с обоснованием необходимых и достаточных условий их существования, определяются технические приёмы регулирования, прогнозирования, диагностики и методы их численной оценки. С целью раскрытия физической сущности и создания математической модели фликкер-шумов для их численной оценки, модифицирована модель Эберса-Мола и транспортная модель биполярного транзистора.

**Ключевые слова:** фликкер-шум,  $1/f$  –шум, флуктуационный шум, розовый шум, фликкерный шум, избыточный шум, низкочастотный шум, мерцательный шум, тепловой шум, дробовый шум, нелинейность, дрейф, смещение, нулевая составляющая.

**Abstract.** The article reveals the physical nature of flicker noise for electronic amplifiers. Experimental examples of the study of flicker noises are given with justification of the necessary and sufficient conditions for their existence, technical methods of regulation, forecasting, diagnostics and methods of their numerical assessment are determined. In order to reveal the physical essence and create a mathematical model of flicker noise for their numerical assessment, the Ebers-Mole model and the transport model of a bipolar transistor have been modified.

**Keywords:** flicker noise,  $1/f$  noise, fluctuation noise, pink noise, flicker noise, excess noise, low frequency noise, thermal noise, shot noise, nonlinearity, drift, offset, zero component.

## 1. Физика фликкер-шума

По определению [1, 2, 3] фликкер-шум (он же:  $1/f$  –шум, флуктуационный шум, розовый шум, фликкерный шум, избыточный шум, низкочастотный шум, мерцательный шум) является случайным сигналом, спектральная плотность напряжения которого обычно описывается формулой:

$$S_f(f) = k/f^\gamma \quad (1)$$

где  $f$  – нормированная частота,  $k$  – размерная константа ( $\text{В}/\Gamma\text{ц}^{1/2}$ ),  $\gamma$  – безразмерная константа, которая в большинстве случаев близка единице.

В 1925 году Дж. Джонсон (J. V. Johnson) впервые обнаружил и описал фликкер-шум, однако его физическая сущность до настоящего времени считается неопределённой [1, стр.188-192], что подтверждается с 1968 года на многочисленных (каждые два года) международных конференциях по вопросам шума и флуктуаций (ICNF) [4].

В предыдущей статье [5] автором приводились сведения о типовом уровне эквивалентного входного шума в разработанных микросхемах гальванических усилителей мощности, где отмечалось отсутствие в них фликкер-шумов. Сам факт такого явления обязывает разобраться, в чём причина отсутствия фликкер-шумов и по возможности определить их физическую сущность, технические методы контроля, регулирования и гарантированного нормирования при построении усилительных устройств. Для дальнейших разбирательств автор счёл удобным использовать электрическую схему усилителя “100W” (см. рис.1), предоставленную [6] для свободного использования и анализа американской корпорацией Linear Technology. Хороша эта электрическая схема тем, что полностью соответствует классическим приёмам построения усилительных устройств, и каждый узел в ней понятен и хорошо проанализирован, например в [7 - 10], кроме, разве что, применённого в ней источника активного смещения на элементе  $V3$ , однако и он понятен и логичен. Электрическая схема рис.1 отличается от оригинала снижением коэффициента усиления по напряжению до единицы, как в

усилителях мощности в работе [5], что упрощает и делает более корректным изложение материала.

Для анализа электрических величин и характеристик, в том числе шумов, используется техническое средство LTspiceXVII американской корпорации Linear Technology. Это позволяет в оценке физических величин и процессов положиться на авторитетное техническое средство и не отвлекаться от своих целей. Анализ шума здесь проводится с учётом шумового вклада всех элементов электрической схемы средней интеграции, в том числе учитывается вклад электрических соединений. Выбор этого технического средства дополнительно удобен тем, что позволит без значительных ресурсных затрат проверить экспериментальные и расчётные результаты.

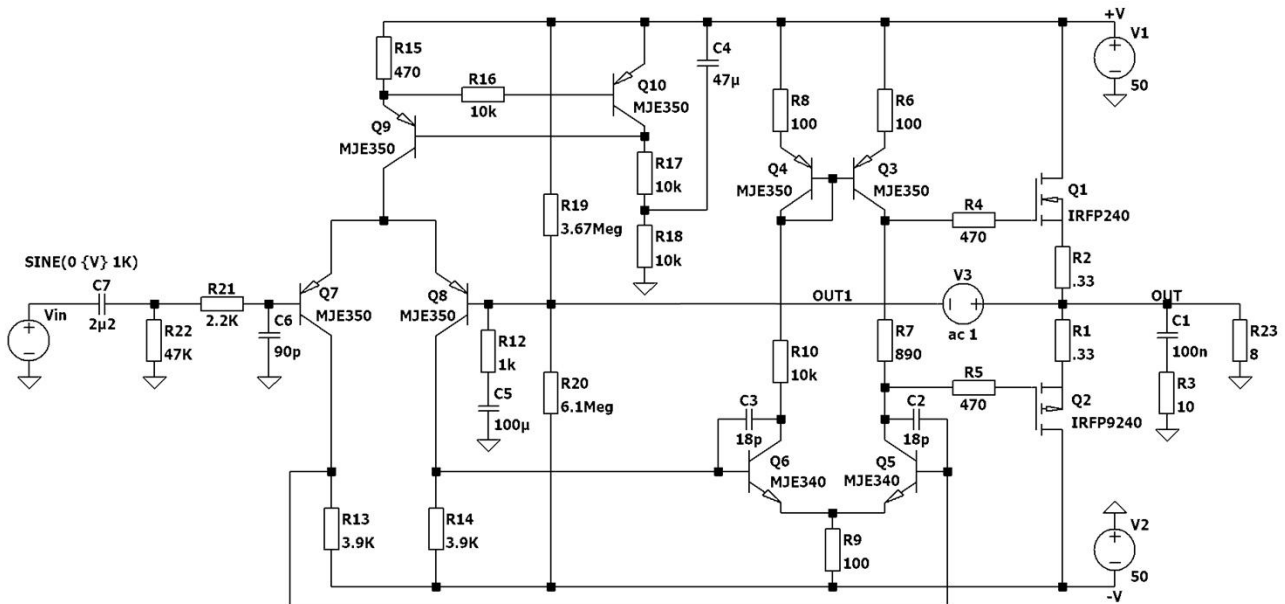


Рис. 1. Усилитель мощности “100W” фирмы Linear Technology.

На рис. 2 приводится график эквивалентного входного шума усилителя “100W”, здесь очень хорошо видно фликкер-шумы, в общем типовые для многих усилителей. Последнее обстоятельство поможет исследовать физику фликкер-шума в электронных усилителях напряжения и мощности. При выборе для анализа усилителя “100W” автором замечено, что усилитель легко можно преобразовать в усилитель гальванический, усиливающий сигналы, начиная от нуля герц, то есть постоянные сигнальные напряжения, как во всех разработанных автором гальванических усилителях мощности. Связано это с

использованием в “100W” входного дифференциального усилителя на транзисторах Q7 и Q8 (включая его вспомогательные устройства на транзисторах Q3-Q6 и Q9, Q10), непрерывно сравнивающего входное напряжение с напряжением нагрузки, при этом смещение рабочей точки входного усилителя формируется активным источником напряжения V3. Для преобразования усилителя “100W” в гальванический усилитель, назовем его “100WG”, достаточно заменить разделительную ёмкость C5 и C7 перемычкой, как это показано на рис. 3.

В новом гальваническом усилителе “100WG” сохраняются или остаются близкими основные характеристики АЧХ, ФЧХ, THD, мощностные и динамические характеристики. Вновь проведём анализ эквивалентного входного шума для гальванического усилителя “100WG” и в результате получим график, представленный на рис. 4. На полученном для гальванического усилителя “100WG” графике фликкер-шум полностью отсутствует, так же как в разработанных ранее [5] гальванических усилителях. При этом следует заметить, что все разработанные ранее гальванические усилители мощности [5] в случае установки между источником сигнала и входом усилителя разделительной ёмкости приобретают интенсивные фликкер-шумы.

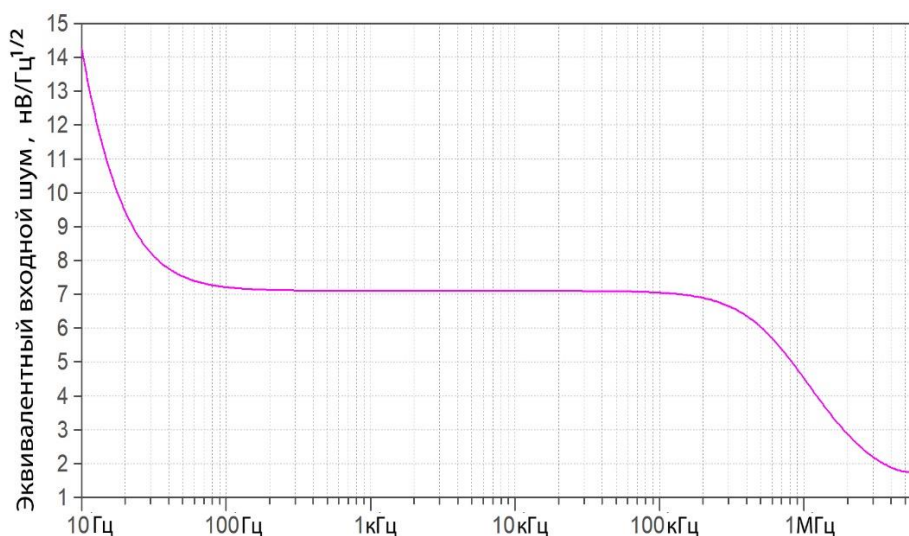


Рис. 2. График эквивалентного входного шума усилителя “100W”.

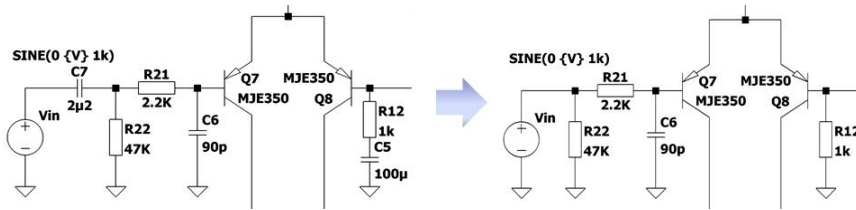


Рис. 3. Преобразование усилителя “100W” в гальванический усилитель “100WG”.

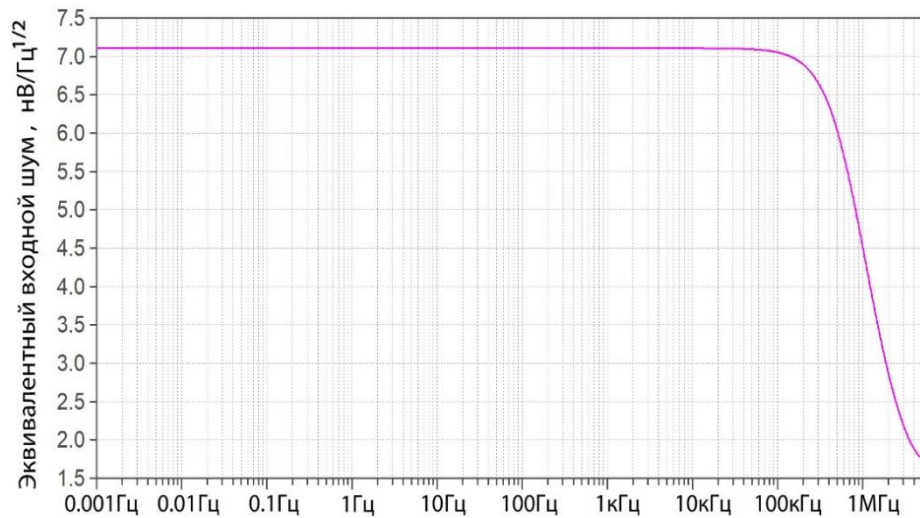


Рис. 4. График эквивалентного входного шума усилителя “100WG”.

Факт отсутствия фликкер-шума очевиден, и теперь нужно провести дополнительные исследования. Считаем необходимым уточнить, что линейный динамический диапазон входного напряжения усилителей “100W” и “100WG” в варианте, в котором их использовал автор, с единичным коэффициентом усиления по напряжению составляет 81 В и ему соответствует динамический диапазон 38,26 мВ напряжения эмиттерно-базового  $U_{BE}$  перехода транзистора Q7, как это показано на рис. 5. Нулю входного сигнала соответствует  $U_{BE}=577,15\text{мВ}$  смещения рабочей точки транзистора. Справа, на том же графике приводится шкала значений для графика внутреннего сопротивления  $R_{be}$  эмиттерно-базового перехода. Нулю входного сигнала или уровню собственных шумов соответствует сопротивление  $R_{be}=77\text{кОм}$ . На следующих графиках рис.6, подобных рис.5, справа приводится шкала значений внутреннего сопротивления  $R_e$  эмиттерного перехода. Нулю входного сигнала

или уровню собственных шумов соответствует сопротивление  $R_e=743,77$  Ом. Считаем необходимым отметить, что транзистор Q7 используется в сигнальном плече дифференциального усилителя и питается от стабилизатора тока, включенного в эмиттерную цепь. Это объясняет значительное увеличение (на коэффициент стабилизации) базового и эмиттерного сопротивлений транзистора в сравнении с его справочными характеристиками. Численные значения пригодятся далее для оценки соответствия математической аппроксимации экспериментальным результатам.

Расширим диапазон измерения эквивалентного входного шума в область низких частот, начиная от 0,001 Гц, и начнём с анализа нескольких графиков (см. рис. 7) эквивалентного входного шума усилителя “100W” для условий применения разных номиналов ёмкости конденсатора C7.

В правой части графика можно наблюдать суммарный тепловой и дробовый шум, - белый шум (с интенсивностью в  $7,1$  нВ/Гц<sup>1/2</sup>). В левой части графика расположен фликкер-шум. Подобная конфигурация фликкер-шума с плоской вершиной неоднократно представлялась ранее по результатам исследований разных авторов [1, рис.2.5 стр.44; рис.5.5 стр.131; рис.6.1 стр.161].

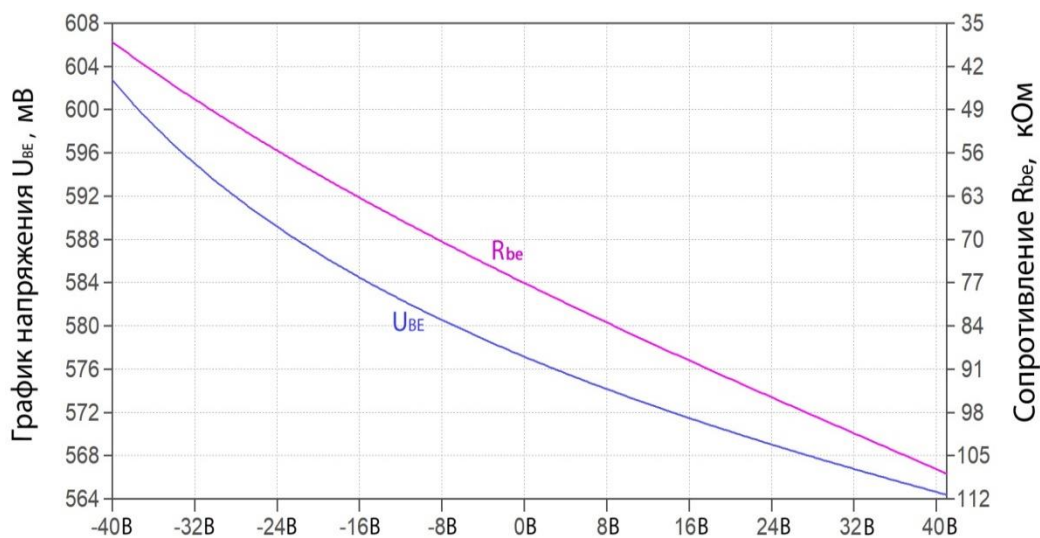


Рис. 5. График зависимости  $U_{BE}$  и  $R_b$  от входного напряжения усилителя.

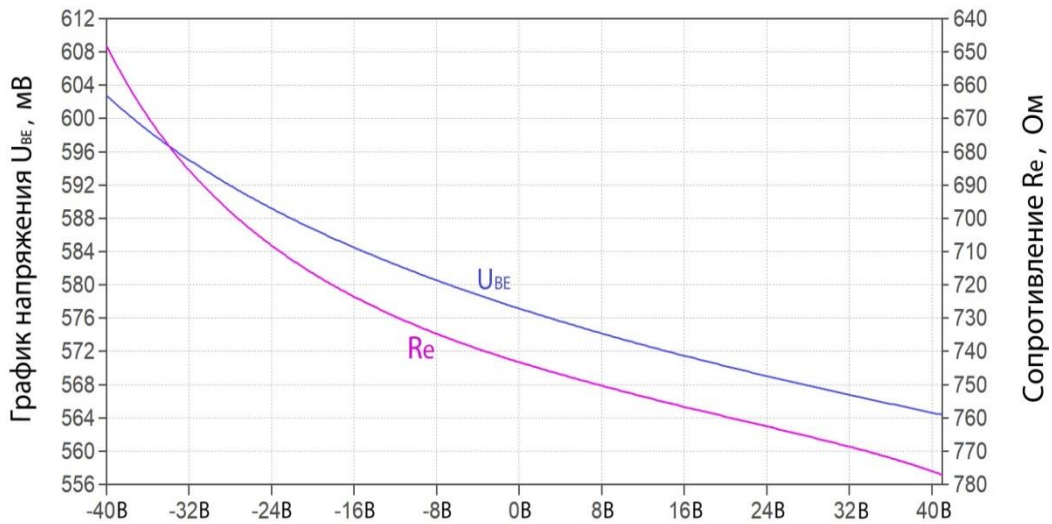


Рис. 6. График зависимости  $U_{BE}$  и  $R_e$  от входного напряжения усилителя.

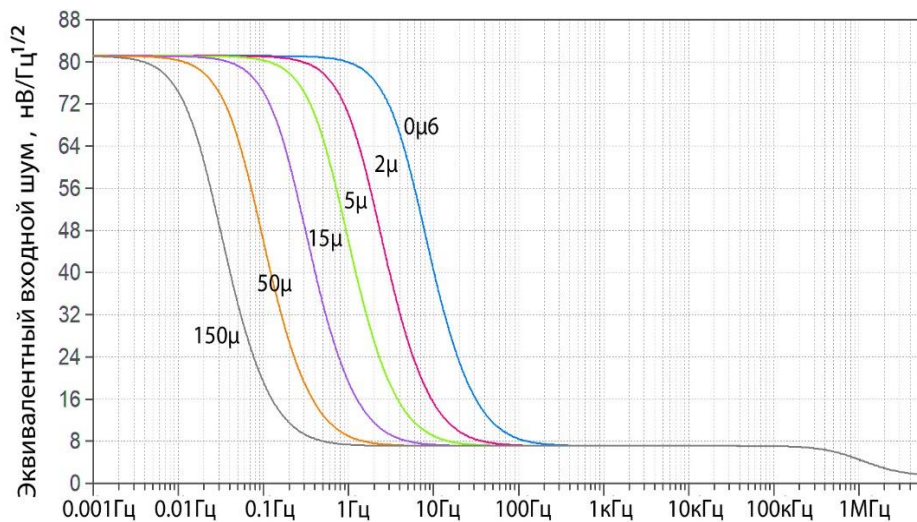


Рис. 7. График эквивалентного входного шума усилителя "100W" для разных значений  $C_7$ .

Для дальнейшего изложения материала удобно уже сейчас изложить понимание автором физики и причин возникновения фликкер-шума.

Суждение автора о физической сущности фликкер-шума строится на том, что на нелинейности эмиттерно-базового перехода транзистора Q7 любые сигналы, в том числе тепловые и дробовые шумы, подвергаются искажению с выделением в своём спектре дополнительной нулевой составляющей. Наведённая от нелинейности нулевая составляющая интегрируется, накапливается на разделительной ёмкости  $C_7$  и удерживается на ней на время интеграции цепи R22,  $C_7$ . Накопленный на  $C_7$  потенциал приводит к

дополнительному положительному смещению эмиттерно-базового перехода, что в свою очередь приводит к увеличению постоянной составляющей базового и соответственно коллекторного тока транзистора Q7 и пропорциональному ему увеличению усиления. В результате появляется усиленный сверхнизкочастотный шумовой сигнал - фликкер-шум, со всеми проявлениями случайной величины, поскольку он образуется из случайного теплового и дробового шума.

То же самое можно изложить иначе. Приведённый к входу усилителя шум отделяется эмиттерно-базовым переходом транзистора Q7 от совокупного шумового генератора, - коллектора транзистора Q7 и всех последующих шумящих элементов электрической схемы, вплоть до силовой нагрузки R23. От совокупного шумового генератора энергия шума через эмиттерно-базовый переход и пассивный делитель R21, R22 попадает на конденсатор C7. Эта цепь, по существу, представляет собой аналоговый детектор. На конденсаторе C7 накапливается постоянная или нулевая составляющая от воздействующих на аналоговый детектор шумов. Уровень накопленной нулевой составляющей определяется и изменяется в соответствии с энергией совокупного шумового генератора, - сформированной из теплового и дробового шумов, она и является фликкер-шумом.

На рис. 7 уровень фликкер-шума почти в десять раз превосходит уровень породивших его тепловых и дробовых шумов. Верхний плоский участок в конфигурации фликкер-шума объясняется тем, что он формируется из теплового и дробового шума (см. далее /6/ и /7/). Энергия тепловых и дробовых шумов хоть и случайная величина, всё же имеет свои предельные ограничения характерные для белого-шума, что и отражается на фликкер-шуме. Для формирования плоского участка фликкер-шума необходимо и достаточно, чтобы фазовый сдвиг на конденсаторе C7 был близок  $0^\circ$  на соответствующих сверхнизких частотах анализируемого диапазона. Внутри интервала фазовых сдвигов  $0^\circ - 90^\circ$  наблюдается нелинейное изменение уровня фликкер-шума от максимального значения к уровню тепловых и дробовых белых-шумов.



И наконец, на участке, где фазовый сдвиг конденсатора  $C7$  близок или равен  $90^\circ$ , фликкер-шума нет. Здесь невозможно интегральное накопление динамической постоянной составляющей тепловых и дробовых шумов, поскольку реактивное сопротивление  $C7$  на этих частотах слишком мало, фазовый сдвиг близок  $90^\circ$ , исключается накопление несимметричного заряда на обкладках конденсатора.

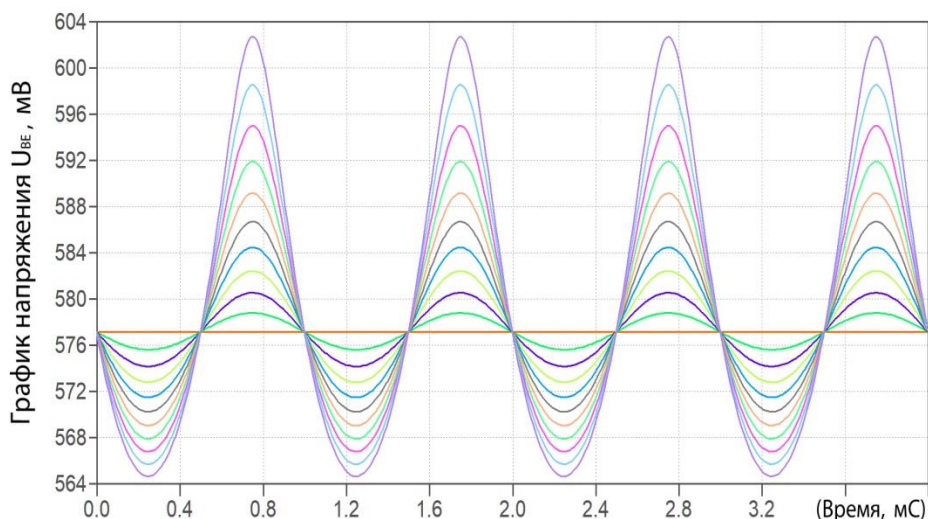


Рис. 8. Семейство осциллограмм на эмиттерно-базовом переходе транзистора Q7 без  $C7$ .

Для наглядности и лучшего понимания физических процессов рассмотрим полезным рассмотреть рис. 8. Здесь демонстрируется семейство осциллограмм на эмиттерно-базовом переходе от воздействия входного синусоидального сигнала в линейной части динамического диапазона усилителя “100WG” с нарастанием уровня сигнала на  $1/10$  от максимального. Уровень тепловых и дробовых шумов на эмиттерно-базовом переходе транзистора Q7, конечно, несоизмеримо мал в сравнении с представленным уровнем номинальных синусоидальных сигналов, однако рис. 8 очень хорошо демонстрирует нелинейность эмиттерно-базового перехода, а эта нелинейность всегда остаётся объективной реальностью и физической сущностью полупроводникового перехода для любых сигналов.

Осциллограммы на рис. 8 ожидаемы, в соответствии с известной нелинейностью эмиттерно-базового перехода. Если рассматривать каждую

осциллограмму в отдельности, то будет менее заметно, что отрицательная и положительная полуволны изначально симметричного сигнала, получили разные приращения, верхняя относительно нуля полуволна растянулась, а нижняя сжалась. При анализе же семейства осциллограмм наглядно демонстрируется нелинейность эмиттерно-базового перехода транзистора Q7.

В усилителе “100WG” нет разделительного конденсатора C7, а если его вновь установить, то получается иное семейство осциллограмм на рис. 9. На конденсаторе C7 теперь происходит интегральное накопление нелинейного смещения симметрии сигнала, конденсатор C7 заряжается и смещает рабочую точку транзистора на 16,23 мВ.

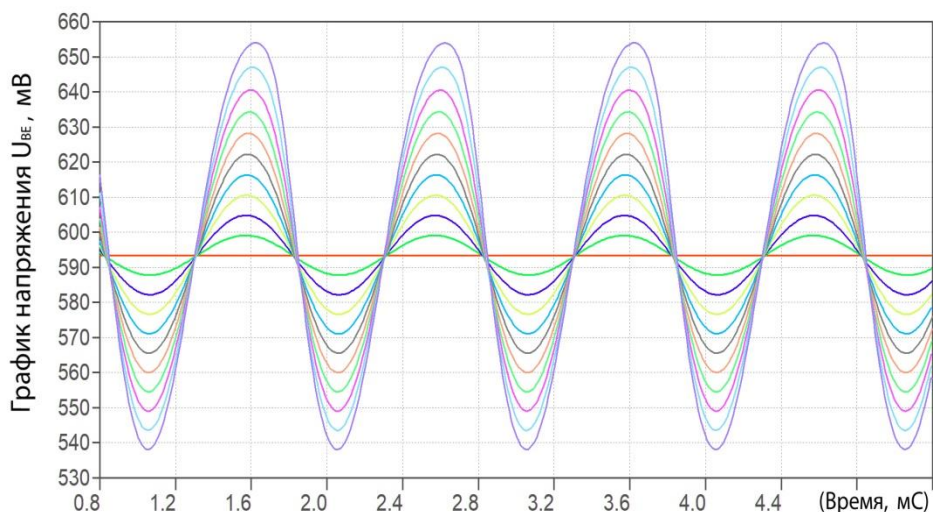


Рис.9. Семейство осциллограмм на эмиттерно-базовом переходе транзистора Q7 с включённым конденсатором C7.

В этом примере для наглядности физического процесса демонстрируются последствия накопления постоянного заряда обкладками конденсатора. Шумовой сигнал также будет непрерывно с разной шумовой интенсивностью заряжать разделительный конденсатор C7 и с шумовым характером смещать рабочую точку транзистора, в результате появится фликкер-шум.

Другими словами, воздействие на нелинейный элемент любым сигналом приводит к управляемому этим сигналом дрейфу рабочей точки за счёт добавления его нулевой составляющей к электродвижущей силе постоянного смещения. В том случае, если на нелинейный элемент кроме электродвижущей

силы постоянного смещения воздействуют только тепловые и дробовые шумы, то порождаемый ими шумовой дрейф рабочей точки и является фликкер-шумом.

Далее перейдем к математической аппроксимации физической сущности фликкер-шума.

## 2. Модификация модели Эберса-Мола и транспортной модели биполярного транзистора

Для нормального режима использования транзистора [7, стр.78-81] с обратно смещённым коллекторно-базовым переходом  $U_{BC} < 0$  модель транзистора Эберса-Мола и транспортная модель [9] имеют одинаковые выражения токов, так как в этом случае обе модели не учитывают токи утечки:

$$I_B = \frac{I_S}{B_N} \exp \frac{U_{BE}}{U_T} ; \quad (2.1)$$

$$I_C = I_S \exp \frac{U_{BE}}{U_T} ; \quad (2.2)$$

$$I_E = I_S \left( 1 + \frac{1}{B_N} \right) \exp \frac{U_{BE}}{U_T} \quad (2.3)$$

где  $I_B$  – ток базы;  $I_C$  – ток коллектора;  $I_E$  – ток эмиттера;  $I_S$  – ток насыщения ( $6,016 \cdot 10^{-12}$  А, для транзистора МJE350);  $B_N$  – коэффициент усиления по току в нормальном режиме ( $B_N \approx 50 \dots 500$ , а для транзистора МJE350, - 100);  $U_{BE}$  – напряжение смещения на эмиттерном переходе (для транзистора Q7, в усилителе “100W” и его модификациях, -  $U_{BE} = 577,15$  мВ);  $U_T = kT/e_0$  – термический потенциал (для кремния при нормальной температуре  $U_T \approx 25,3$  мВ [10, стр.87]);  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $e_0$  – заряд электрона.

Пусть электродвижущая сила смещения рабочей точки транзистора Q7 обеспечивает постоянную составляющую смещения  $U_D$ , а электродвижущая сила сигнала представляет переменную составляющую и соответственно наводит на эмиттерно-базовом переходе переменную составляющую  $U_S \cdot \sin \Omega t$ . Для упрощения, далее буду считать, что начальная фаза равна нулю. В этом случае на эмиттерно-базовом переходе транзистора будет наводиться

суммарное напряжение  $U_{BE} = U_D + U_S \sin \omega t$ . Например, выражение (2.1) в этом случае можно переписать как:

$$I_B = \frac{I_S}{B_N} \exp \frac{U_D}{U_T} \exp \frac{U_S \sin \omega t}{U_T} \quad (3)$$

Разложение  $\exp \frac{U_S \sin \omega t}{U_T}$  в степенной ряд [11, стр.115] даёт:

$$\exp \frac{U_S \sin \omega t}{U_T} = 1 + \frac{U_S \sin \omega t}{U_T \cdot 1!} + \frac{U_S^2 \cdot \sin^2 \omega t}{U_T^2 \cdot 2!} + \frac{U_S^3 \cdot \sin^3 \omega t}{U_T^3 \cdot 3!} + \dots + \frac{U_S^n \cdot \sin^n \omega t}{U_T^n \cdot n!} + \quad (4)$$

Из выражения степенной функции  $\sin^n x$  известно [12, стр.190], что постоянную составляющую:

$$\frac{1}{2^{2n}} C_{2n}^n = \frac{1}{2^n \cdot n!} \quad (5)$$

имеют только чётные степени функции. После подстановки (5) в (4) получаем оригинальное, не встречающееся ранее в работах других авторов, выражение смещения постоянной составляющей полупроводникового перехода от воздействия сигнала:

$$\xi = 1 + \frac{\Psi^2}{(2!)^2 \cdot 2^2} + \frac{\Psi^4}{(4!)^2 \cdot 2^4} + \frac{\Psi^6}{(6!)^2 \cdot 2^6} + \dots + \frac{\Psi^{2m}}{((2m)!)^2 \cdot 2^{2m}} + \dots = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Psi^{2m}}{((2m)!)^2 \cdot 2^{2m}} \quad (6)$$

где  $\Psi = \frac{U_S}{U_T}$ .

Модифицированную динамическую транспортную модель или модель Эберса-Мола, для нормального ( $U_{BC} < 0$ ) режима использования транзистора, с учётом компоненты дрейфа от воздействия на нелинейность сигнала или собственного шума теперь можно записать как:

$$I_{|B|} = \xi \frac{I_S}{B_N} \exp \frac{U_D}{U_T}; \quad (7.1)$$

$$I_{|C|} = \xi I_S \exp \frac{U_D}{U_T}; \quad (7.2)$$

$$I_{|E|} = \xi I_S \left( 1 + \frac{1}{B_N} \right) \exp \frac{U_D}{U_T} \quad (7.3)$$

Ранее, в своей работе [13] мне уже пришлось получить и использовать это выражение с отличием в том, что в качестве исходной математической модели полупроводникового перехода биполярного маломощного транзистора

использовалась только модель Эберса-Молла. В той работе выражение /6/ помогло получить простую и исключительно полезную зависимость  $\alpha \geq k$  для условия соблюдения устойчивости по критерию Рауса-Гурвица в маломощных усилителях с глубокой положительной обратной связью, где  $\alpha$  – коэффициент стабилизации постоянной составляющей коллекторного тока транзистора;  $k$  – коэффициент регенерации сигнала. Результаты полученного соотношения полностью подтвердились экспериментально в широком диапазоне температурных, конструктивных и иных дестабилизирующих факторов.

Физическая сущность дрейфа постоянной составляющей в разных полупроводниковых устройствах похожа и может анализироваться с использованием степенного ряда /6/ и /8/. Степенной ряд /8/ включает в себя только компоненты динамического дрейфа, без учёта статического смещения:

$$\Delta\xi = \xi - 1 = \frac{\Psi^2}{(2!)^2 \cdot 2^2} + \frac{\Psi^4}{(4!)^2 \cdot 2^4} + \frac{\Psi^6}{(6!)^2 \cdot 2^6} + \dots + \frac{\Psi^{2m}}{((2m)!)^2 \cdot 2^{2m}} + \dots = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\Psi^{2m}}{((2m)!)^2 \cdot 2^{2m}} \quad (8)$$

Полные выражения динамического дрейфа постоянной составляющей токов транзистора от воздействия сигнала принимают вид:

$$\Delta I_{|B|} = (\xi - 1) \frac{I_S}{B_N} \exp \frac{U_D}{U_T} \quad (9.1)$$

$$\Delta I_{|C|} = (\xi - 1) I_S \exp \frac{U_D}{U_T} \quad (9.2)$$

$$\Delta I_{|E|} = (\xi - 1) I_S \left( 1 + \frac{1}{B_N} \right) \exp \frac{U_D}{U_T} \quad (9.3)$$

На рис. 10 приводится эквивалентная схема входных цепей усилителя “100W” с учётом внутренней структуры транзистора в соответствии с [7, стр.78-81], [14, стр.162, рис.15], (7.1 – 7.3).

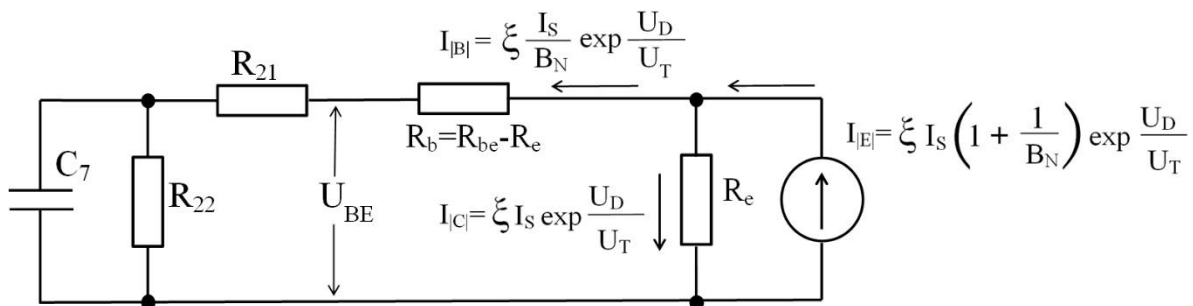


Рис. 10. Эквивалентная схема входных цепей усилителя “100W”.

Далее используем выражение Найквиста [14, гл.2, (90)], [15, (3.11)], [16, 17] для определения среднего квадрата напряжения шума. В результате получим выражение  $\Psi$  для экспериментально измеренного суммарного теплового и дробового шумов (см. рис.7), в диапазоне АЧХ усилителя  $\Delta F$  :

$$\Psi = \frac{U_N \cdot (\Delta F)^{1/2}}{U_T} \quad (10)$$

Теперь, используя выражение (9.1), получим приращение напряжения  $\Delta U_{FN}$  от выделенной на нелинейности эмиттерно-базового перехода транзистора Q7 и интегрированной на реактивности C7 нулевой составляющей от теплового и дробового шума с учётом шунтирования элементами R22, R21 входных цепей усилителя “100W”:

$$\Delta U_{FN} = \Delta I_{|B|} \cdot R_{be} \cdot (R_{22} + R_{21}) / (R_{be} + R_{22} + R_{21}) = 71,6 \text{ нВ} \quad (11)$$

где:  $R_{be} = 77,0 \text{ кОм}$ ;  $I_S = 6,016 \cdot 10^{-12} \text{ А}$ ;  $B_N = 100$ ;  $U_D = 577,15 \text{ мВ}$ ;  $U_T = 25,3 \text{ мВ}$ ;  
 $R_{22} = 47 \text{ кОм}$ ;  $R_{21} = 2,2 \text{ кОм}$ ;  $U_N = 7,1 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ ;  $\Delta F = 1,0 \text{ МГц}$ .

Уровень фликкер шума на плоском участке будет:

$$U_{FN} = \Delta U_{FN} + U_N = 78,7 \text{ нВ/Гц}^{1/2} \quad (12)$$

что соответствует уровню фликкер-шума на рис.7 и подтверждает правильность моего представления физики фликкер-шума.

Модифицированная математическая модель Эберса-Мола и модифицированная транспортная математическая модель транзистора подтверждают утверждение автора о физической сущности фликкер-шума, заключающееся в том, что на нелинейности эмиттерно-базового перехода транзистора Q7 любые сигналы, в том числе шумы, подвергаются искажению с выделением в своём спектре дополнительной нулевой составляющей. Наведённая от нелинейности нулевая составляющая интегрируется, накапливается на разделительной ёмкости C7, и удерживается на ней на время интеграции цепи R22, C7. Накопленный на C7 потенциал приводит к дополнительному положительному смещению эмиттерно-базового перехода,

что в свою очередь приводит к увеличению постоянной составляющей базового и соответственно коллекторного тока.

В результате появляется усиленный сверхнизкочастотный шумовой сигнал, - фликкер-шум, со всеми проявлениями свойств случайной величины, поскольку образуется из случайного теплового и дробового шума.

Другими словами, воздействие сигнала на нелинейный элемент приводит к управляемому этим сигналом дрейфу рабочей точки за счёт добавления его нулевой составляющей к электродвижущей силе постоянного смещения. В том случае, если на нелинейный элемент кроме электродвижущей силы постоянного смещения воздействуют только тепловые и дробовые шумы, порождаемый ими шумовой дрейф рабочей точки и является фликкер-шумом.

Полученная модифицированная математическая модель Эберса-Мола и модифицированная транспортная математическая модель транзистора точно соответствуют физическим процессам нормального режима использования транзистора с обратным смещённым коллекторно-базовым переходом  $U_{BC} < 0$  в режиме воздействия малых сигналов и шумов.

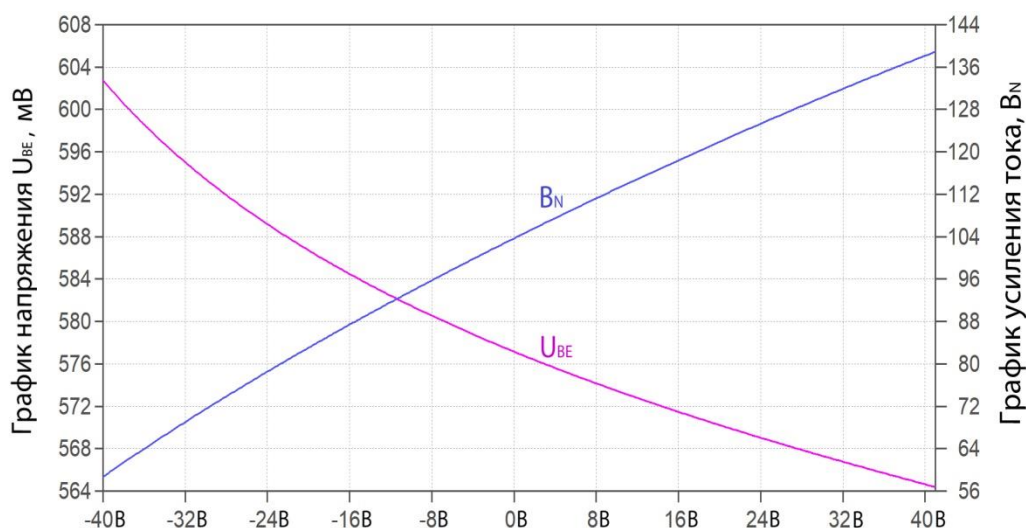


Рис.11. График усиления тока  $B_N$  транзистора Q7, в динамическом диапазоне усилителя "100WG".

Для больших сигналов во всём линейном динамическом диапазоне усилителя полученная модифицированная математическая модель значительно

улучшает соответствие физическим процессам и приближённо описывает дрейф рабочей точки транзистора от нулевой гармонической составляющей воздействующего сигнала. Для более точного соответствия потребуется дальнейшая модификация, в частности для учёта зависимости изменения коэффициента усиления по току  $V_N$  от уровня, воздействующего на транзистор сигнала. Необходимость этой коррекции демонстрируется экспериментальным графиком  $V_N$  транзистора Q7, в динамическом диапазоне усилителя “100WG”, что показано на рис. 11.

### Литература

1. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах. Пер. с англ. - М.: Мир, 1986.- 399 с.
2. Коган Ш.М. Низкочастотный токовый шум со спектром типа  $1/f$  в твёрдых телах. // УФН. 1985. Vol.145. №2. С.285-328.  
<https://doi.org/10.3367/UFNr.0145.198502d.0285>
3. Weissman M.B.  $1/F$  noise and other slow, no exponential kinetics in condensed matter. // Rev. Mod. Phys. 1988. Vol.60. No.2. P. 537.
4. Доклады 25th International Conference on Noise and Fluctuations – ICNF 2019 [электронный ресурс]. URL: <https://icnf2019.epfl.ch/>
5. Мацаев А.С. Комплексная инновация усилителей мощности. Развитие первой серии микросхем // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. №7. С.69-77.
6. Библиотека LTspiceXVII [электронный ресурс] . URL: <https://www.analog.com/ru/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
7. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.: ил.
8. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том II: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 942 с.: ил.
9. Getreu I. Modeling the Bipolar Transistor. Amsterdam, Elsevier. 1978.



10. Хоровиц П., Хилл Н. Искусство схемотехники. 7-е изд. Пер. с англ. – М.: Мир. БИНОМ, 2011.-704 с.: ил.
11. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. Пер. с англ.-М.: Наука, 1966.-228 с.: ил.
12. Брычков Ю.А., Маричев О.И., Прудников А.П. Таблицы неопределённых интегралов. – 2-е изд. исправ. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 200с. – ISBN5-9221-0331-8
13. Мацаев А.С. Стабилизация характеристик усилителя с положительной обратной связью. // Радиотехника. 1994. №6.
14. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1. Пер. с англ. 2-е перераб. и доп. изд. – М., МИР, 1984г. - 456 с., ил.
15. Жигальский Г.П. Курс лекций “Флуктуации и шумы в физических системах”. Кафедра КФН МИЭТ. URL: <https://studfiles.net/preview/331761/>
16. Van der Ziel A. Noise in Measurements. Wiley, N. Y. 1976.
17. Van der Ziel A., Chenette C. H. Noise in Solid State Devices. // Advances in Electronics and Electron Physics. 1978. Vol. 46.

**Для цитирования:**

Мацаев А.С. Физика фликкер-шума и модификация модели транзистора. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.15>