

Коэффициент шума и логарифмические усилители

Время от времени автору задают вопросы относительно коэффициента шума логарифмических усилителей. Представляет ли этот параметр интерес при стандартном использовании логарифмических усилителей для измерения мощности, решать пользователю. Однако при использовании логарифмического ограничивающего усилителя в сигнальном тракте (в системах с фазовой или частотной модуляцией) коэффициент шума, несомненно, важен, поскольку он является характеристикой, определяющей чувствительность приемника. Таким образом, при оценке пользователем показателей системы данный параметр должна фигурировать в перечне учитываемых параметров. Настоящая статья адресована пользователям и специалистам по применению логарифмических усилителей.

Барри ГИЛБЕРТ
(Barrie GILBERT)

Перевод: Александр СОТНИКОВ
alexander.sotnikov@analog.com.ru

Шум в логарифмических усилителях

Полупроводниковые, полностью калиброванные логарифмические усилители (log amps), передовым производителем которых в последние 20 лет является компания Analog Devices, отлично подходят для использования в качестве ВЧ измерительных элементов в диапазоне от частот, близких к нулю, до 12 ГГц. Их особая ценность обуславливается широким «динамическим» диапазоном и способностью выдавать измеренные величины прямо в децибелах. Они обладают хорошей температурной стабильностью и крайне малым отклонением передаточной характеристики от логарифмического закона.

В этой статье внимание будет сосредоточено на некоторых ограничениях, которые накладывают базовые механизмы возникновения шумов в логарифмических усилителях. И, как и всегда при углублении в суть вопроса, нам потребуется совершить некоторые отступления от основной темы обсуждения.

Логарифмические усилители можно разделить на три основных типа, хотя, с точки зрения их использования для измерения мощности ВЧ-сигналов, нас будут интересовать, в основном, только два. Вот на них мы и остановимся.

Усилители, основанные на многокаскадной схеме усиления и прогрессивном ограничении (технологии прогрессивной компрессии)

Такие усилители обеспечивают характеристику, являющуюся близкой кусочно-линейной аппроксимации логарифмической функции. Некоторые из них имеют выход сигнала с последнего каскада ограничивающего

усилителя, который используется для извлечения информации о временной структуре (для сигналов с частотной или фазовой модуляцией, а также битовых потоков на видеочастоте). К устройствам этого типа относятся микросхемы AD608, AD640/AD641, обширное семейство AD8306, AD8307, AD8309, AD8310, AD8311, AD8312, AD8313, AD8314, AD8315, AD8316, AD8317, AD8318 и AD8319, а также хорошо согласованные сдвоенные логарифмические усилители, такие как AD8302 (который измеряет и фазу) и ADL5519, имеющий беспрецедентный диапазон измерений от 1 кГц до 10 ГГц.

В состав подобных логарифмических усилителей с прогрессивной компрессией входит ограничитель (детектор), имеющий от 5 до 10 каскадов с малым усилением (от 8 до 12 дБ). Выходы отдельных детекторов суммируются для формирования фильтрованного напряжения, являющегося мерой средней мощности в децибелах. В устройствах, которые имеют выход жестко ограниченного сигнала последнего каскада (например, в микросхемах AD8306/AD8309 с диапазоном 100 дБ), логарифмическое измерение зачастую рассматривается как вспомогательное и называется индикатором уровня принимаемого сигнала (RSSI, received-signal strength indicator).

Устройства на основе усилителей с экспоненциальным законом усиления

Такие устройства (архитектура X-AMP) [2] содержат усилитель с экспоненциальной передаточной характеристикой и типовым диапазоном усиления 60 дБ, к выходу которого подключается одиночный детектор. Отфильтрованный выходной сигнал детектора вычитается из опорного уровня, а полученная разность (сигнал ошибки) накапливается для

формирования напряжения, используемого для регулировки коэффициента передачи усилителя с целью устранения ошибки. Из-за того что усилитель имеет точную экспоненциальную (иногда называемую также линейной) функцию усиления, это напряжение соответствует уровню прикладываемого к входу сигнала, выраженному в децибелах. Если детектор при этом работает по квадратичному закону, то выдаваемое на выход измеренное значение будет эквивалентно мощности (среднеквадратическому значению) приложенного сигнала.

Описанная структура соответствует общей форме усилителя с автоматической регулировкой усиления (AGC, automatic gain control). Таким образом, мы можем называть подобные усилители логарифмическими усилителями с АРУ. К этому типу усилителей относятся микросхемы AD8362, AD8363 и AD8364, причем последние две обеспечивают одновременное измерение и вычисление разности уровней двух входных сигналов. В усилителях данного типа, как правило, сам усиленный сигнал на выход не выводится. Исключение составляет микросхема AD607 (однокристалльный супергетеродинный радиоприемник), которая имеет масштабированный в децибелах выход RSSI с диапазоном 100 дБ, а также сигнальные выходы, на которые выдаются I/Q составляющие демодулированного сигнала промежуточной частоты.

Теоретические основы

Внутренний шум любой системы — это результат фундаментальной тепловой энергии kT и, следовательно, функция от ее абсолютной рабочей температуры T (k — это посто-

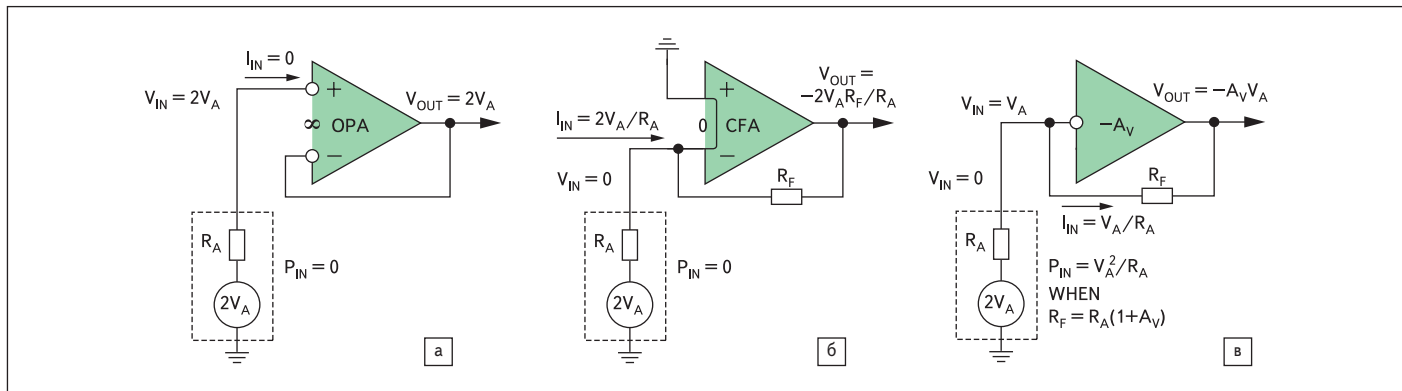


Рис. 1. а) Подключение повторителя напряжения; б) подключение усилителя с обратной связью по току; в) подключение инвертирующего усилителя с фиксированным коэффициентом усиления

янная Больцмана). Особый интерес представляет случай, когда источник — это антенна, шум которой является результатом электромагнитных наводок в сопротивлении свободного пространства, откуда она принимает сигнал. Базовая величина этого сопротивления составляет 377 Ом. Сигнал и шум в равной степени заводятся в систему через первый преобразователь импеданса самой антенны, и затем передаются по линии передачи, импеданс которой равен импедансу после преобразования. Импеданс линии делается таким, чтобы он обеспечивал наибольший КПД по мощности при передаче, например 300 Ом у сбалансированного (двухпроводного или ленточного) фидера или 50 Ом (иногда 75 Ом) у коаксиального кабеля.

Сделаем небольшое отступление. Минимальные потери в коаксиальном кабеле имеют место, если его характеристический импеданс составляет 71 Ом. Если импеданс выше, то потери начинают расти из-за сопротивления уменьшающегося сечения внутреннего проводника; если ниже, то потери возрастают из-за уменьшения диэлектрического слоя. Значение 50 Ом, хоть и не является оптимальным, стало эталонным уровнем сопротивления для измерений, по большей части из-за удобства и по причинам стандартизации. В дальнейшем при указании коэффициента шума будет использоваться именно это значение сопротивления, если иное не будет оговорено особо.

Антенна, являясь источником мощности (а на самом деле, преобразователем электромагнитной энергии в электрическую), имеет комплексный импеданс $Z_A = \text{Re}(Z_A) + j\text{Im}(Z_A)$. Несмотря на это, в диапазоне частот (как правило, узком) он имеет чисто резистивный характер. Очевидно, что мощность, которую антенна может передать в разомкнутую цепь, равна нулю, поскольку ток от источника в этом случае поступать не будет. Аналогичным образом, мощность, передаваемая в замкнутую, равна нулю, поскольку никакая часть напряжения источника не используется. Теорема передачи мощности показывает, что максимальная мощность поступает от та-

кого источника в нагрузку тогда, когда резистивная часть импеданса нагрузки равна $R_A = \text{Re}(Z_A)$ (например, 50 Ом для коаксиального кабеля). При подключении повторителя напряжения (рис. 1а) или усилителя с обратной связью по току (рис. 1б) ни один из источников мощности не используется. Однако при подключении инвертирующего усилителя с фиксированным коэффициентом усиления (рис. 1в) и резистора обратной связи R_F сопротивление R_{IN} становится равным R_A при $R_F = R_A(1 + A_V)$, что дает коэффициент шума $\sqrt{(2 + A_V)/(1 + A_V)}$.

К коэффициенту шума логарифмических усилителей, предназначенных для измерения мощности ВЧ-сигнала (часто называемых просто ВЧ-детекторами), обычно не предъявляют чересчур жесткие требования. Вместо этого при проектировании первого каскада усиления основной упор делается на минимизацию спектральной плотности напряжения шума (VNSD, voltage-noise spectral density). Данная величина обычно составляет несколько нВ/√Гц, и именно с ее помощью описываются шумовые характеристики усилителя. Типичное среднеквадратическое значение шума, получаемое при интегрировании VNSD по всей полосе входных ВЧ-сигналов логарифмического усилителя (а не по полосе после детектирования, или так называемой видеополосе), составляет десятки микровольт. Перевести внутренний шум устройства в уровни мощности (то есть в величины децибел относительно 1 мВт, дБм) можно только после того, как это напряжение будет приведено к импедансу на входе. Проинтегрированное шумовое напряжение задает границу для наименьшего входного напряжения, которое можно достоверно измерить, и, следовательно, косвенным образом для минимальной мощности сигнала.

На рис. 2 показано, как эта нижняя граница динамического диапазона может быть переведена в мощность при различных значениях импеданса. Масштаб графика равен 20 мВ/дБ (400 мВ на декаду). Обратите внимание на то, что приведенный отклик соответствует синусоидальному входному сигналу.

Уровень входного сигнала 0 дБВ соответствует входной синусоиде, имеющей среднеквадратическое напряжение 1 В. Под каждым маркером оси X указаны уровни мощности, соответствующие случаям, когда напряжение прикладывается к нагрузочному резистору с номиналом 50 или 316 Ом.

В одной из предыдущих статей автора говорилось, каким образом ВЧ логарифмические усилители реагируют на сигналы, имеющие несинусоидальную форму. Поскольку ранние логарифмические усилители были достаточно грубыми и требовали ручной подстройки по результатам непосредственных измерений, на протяжении многих лет влиянию формы сигнала на точку пересечения логарифмической характеристики (зачастую не совсем корректно именуемую смещением) уделялось мало внимания. С появлением первого полнофункционального, полностью калиброванного многокаскадного логарифмического усилителя AD640 ситуация изменилась. В [4] автор показал, что от эмпирического подхода к проектированию с использованием логарифмических усилителей, использовавшегося ранее [5], можно отказаться.

Шум Джонсона-Найквиста

Идеальный антенный усилитель с согласованным входом поглощает максимальную поступающую мощность, не добавляя при этом собственных шумов. Однако помимо существования естественных внешних шумовых источников антенна, аналогично любому резистору, будет генерировать свой собственный шум, который обычно указывают относительно импеданса 50 Ом. Обратите внимание на то, что этот шум не является следствием какой-либо отдельно взятой технологии производства, хотя в большинстве реальных резисторов на практике некоторые дополнительные механизмы шума, обусловленные технологическими нюансами, также имеют место.

Эффект шума резистора был впервые отмечен Джоном [6], а позднее проанализиро-

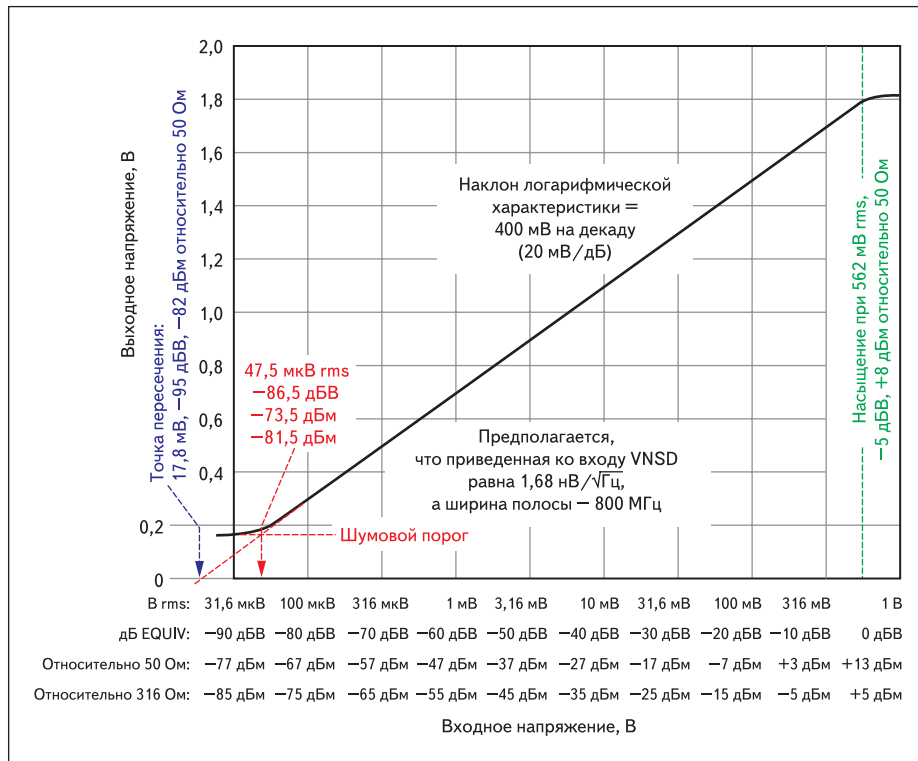


Рис. 2. График функции отклика логарифмического усилителя на входное напряжение с указанием нижней границы динамического диапазона и соответствие между альтернативными шкалами

ван и количественно описан Найквистом [7]. Он является электрическим олицетворением случайного движения носителей заряда в проводящей среде. Найквист заключил, что энергия этого движения может быть выражена через постоянную Больцмана, k , и абсолютную температуру, T , а на ее основании может быть получена мощность шума P_N (то есть отношение энергии к единице времени). Зачастую время принято выражать через обратную величину — полосу системы, в Гц. Результат такого преобразования так же прост, как и исходное выражение: мощность шума в проводнике в Вт равна kTB .

Теперь рассмотрим реальный резистор R , подключенный при абсолютной температуре к идеальному, не генерирующему шума, сопротивлению R_0 равного номинала. В данном случае напряжение шума E_N резистора R уменьшается вдвое из-за нагрузки R_0 . Таким образом, мощность шума в резисторе R равна просто $(E_N/2)^2/R$. С другой стороны, она должна составлять kTB , то есть $E_N^2/(4R) = kTB$, а среднеквадратическое значение E_N равно $\sqrt{4kTRB}$ В.

При задании коэффициента шума предполагают (зачастую произвольно), что антенна работает при температуре 290 К (16,85 °С). На самом деле под этим значением здесь подразумевается не реальная температура мегаллических элементов, из которых состоит антенна, не температура окружающего воздуха, и тем более не температура узконаправленного источника сигнала. На самом деле это средняя температура всех объектов, находящихся

в полном поле зрения антенны, модифицированной ее диаграммой направленности (зависимостью чувствительности от направления). Фоновая температура (а следовательно, и kT), воспринимаемая антенной, которая направлена на источник за теплыми зданиями, например, под Стокгольмом зимой, может быть намного выше, чем у антенны, направленной в небо над Невадой (хотя в действительности температура воздуха будет оказывать малое влияние на собственный коэффициент шума антенны).

При температуре 290 К значение VNSD 50-омной антенны при разомкнутой цепи составляет, как и у любого резистора, 894,85 пВ/√Гц. При подключении к нешумящей нагрузке с сопротивлением 50 Ом шумовое напряжение на нагрузке делится пополам и становится равным 447,43 пВ/√Гц. Мощность шума равна квадрату этого напряжения, деленному на 50 Ом: 4×10^{-21} Вт/Гц (обратите внимание — не √Гц). Если выразить эту величину как спектральную плотность мощности в милливаттах, то получится значение -173,975 дБм/Гц. Как логично было бы ожидать, это значение называют тепловым шумовым порогом.

Величина импеданса выбирается произвольно, однако, если антенну согласовать с 75-омной нагрузкой, то шумовой порог при этом по-прежнему будет составлять -174 дБм/Гц. Это становится очевидным, если учесть, что при описанных вычислениях величина $\sqrt{4kTR}$ сначала делится пополам для получения напряжения нагрузки (\sqrt{kTR}), затем возводит-

ся в квадрат (kTR), а потом делится на точно такое же сопротивление (поскольку предполагается, что импедансы согласованы), после чего мы возвращаемся вновь к величине kT .

Механизмы возникновения шумов и коэффициент шума

Если усилитель первого каскада не идеален, то он добавляет к сигналу свой собственный шум. Поэтому предположим, что в качестве усилителя по напряжению используется исключительно малощумящий операционный усилитель. Чтобы гарантировать корректную нагрузку источника (например, антенны) параллельно с сигнальным входом усилителя подключается 50-омный резистор. Еще даже до того, как мы начали рассматривать собственный внутренний шум операционного усилителя, мы ухудшили коэффициент шума на 3 дБ. Чем это вызвано? Для начала дадим ряд определений:

$$\text{Шум-фактор} = \frac{\text{Собственное отношение сигнал/шум по мощности для сигнала}}{\text{Отношение сигнал/шум по мощности на выходе системы}}$$

$$\text{Коэффициент шума} = 10 \log_{10}(\text{Шум-фактор}) \text{ дБ}$$

Как мы уже выяснили, напряжение сигнала при разомкнутой цепи V_{IN} связано с напряжением шума при разомкнутой цепи E_N (спектральной плотностью напряжения шума (VNSD)), проинтегрированным по всей ширине полосы системы. Вновь представим, что нагрузка не генерирует шум и имеет импеданс 50 Ом; при этом напряжение сигнала в этой нагрузке делится пополам ($V_{IN}/2$), и шумовое напряжение также делится пополам ($E_N/2$). Таким образом, отношение напряжения сигнала к напряжению шума и, следовательно, отношение мощности сигнала к мощности шума остаются неизменными. Шум-фактор в таком случае равен единице, а коэффициент шума равен 0 дБ.

Естественно, такая ситуация возможна только при нагрузке, которая не генерирует шум. Такая идеализация еще допустима, когда нагрузка состоит из реактивных элементов. Например, величина $\sqrt{L/C}$ имеет размерность сопротивления, и при этом LC-цепь, в принципе, не имеет потерь. Даже реальные LC-цепи имеют очень малые потери: они, по существу, не рассеивают тепла (в отличие от резисторов, которые преобразуют мощность в тепло, уходящее затем в окружающую среду). Однако, даже несмотря на магию компонентов L и C , элементы, ответственные за усиление мощности — активные элементы — обладают характерным омическим сопротивлением, приводящим к ухудшению коэффициента шума.

Дробовой шум

Приборам на p - n -переходах также присуще такое фундаментальное явление, как дробовой шум. Дробовой шум порождается принципиально другим стохастическим механизмом, а именно дискретностью носителей электрического заряда, пересекающих потенциальный барьер. Его впервые изучил Шоттки на электронах, излучаемых катодом электровакуумного диода. Высвобождаемые случайным образом, они формируют пуассоновскую последовательность событий: каждый электрон подобно пчеле старательно переносит свою определенную маленькую частичку заряда, $q = 1,602 \times 10^{-19}$ Кл.

Схожий процесс возникает при инжекции зарядов из эмиттера в базу биполярного транзистора. Флуктуации в ходе эмиссии/инъекции вызваны непрерывными, очень маленькими изменениями в энергии носителей в зависимости от работы выхода катода или от энергии запрещенной зоны полупроводникового перехода. Во втором случае (в отличие от электровакуумного диода) некоторые из инжектированных носителей рекомбинируют в области базы; при этом шум на коллекторе изменяется соответствующим образом. В связи с этим данный эффект называют дробовым шумом коллектора, хотя такое название может вводить в заблуждение, поскольку первопричина кроется в источнике инжекции.

Обратите внимание на то, что шум Джонсона вызван случайным движением зарядов в проводящей среде, а дробовой шум — случайным появлением этих носителей в барьерной зоне.

Легко показать, что величина спектральной плотности тока дробового шума, выраженная в единицах $A/\sqrt{\text{Гц}}$, равна $\sqrt{2qI}$, где q — это заряд электрона, а I — средний ток смещения (в случае транзистора — I_C). Например, при токе коллектора, равном 1 мА, эта величина составляет 17,9 $\text{пА}/\sqrt{\text{Гц}}$. Однако, в отличие от шума резистора, дробовой шум не зависит от температуры

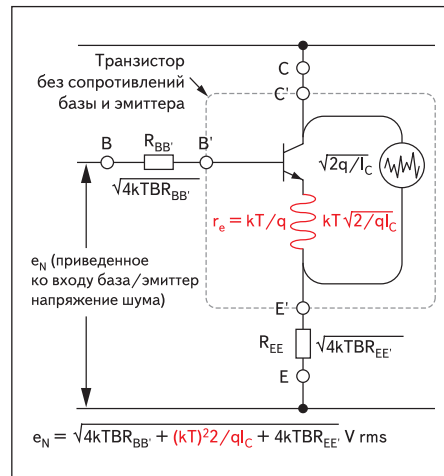


Рис. 3. Основные источники шума в биполярном транзисторе на умеренных частотах

(если локализовать и объединить все остальные механизмы в транзисторе, включая температурную зависимость крутизны характеристики). Он является не более чем проявлением гранулярности тока. Более того, в отличие от шума резистора, который непосредственно переводится в мощность, дробовой шум является всего лишь флуктуацией тока, и ему соответствует определенная мощность только при втекании этого тока в некоторый импеданс.

Такой импеданс в транзисторе есть, но это не выходное сопротивление коллектора, а дифференциальное сопротивление эмиттера: r_e — величина, обратная крутизне характеристики при малом сигнале и равная kT/qI_C . Наличие такого импеданса приводит к появлению шумового напряжения, которое может быть приведено к переходу база/эмиттер. Соответствующая спектральная плотность есть произведение шумового тока на данное сопротивление, и она равна $kT/qI_C \times \sqrt{2qI_C}$ или $kT\sqrt{2}/qI_C$.

При $I_C = 1$ мА и температуре 27 °С величина VNSD составляет 463 $\text{пВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ (рис. 3). Следует помнить, что r_e — это не омическое со-

противление, а просто частная производная, $\partial V_{BE}/\partial I_C$, и, следовательно, шума оно не генерирует (именно поэтому оно обозначается другим символом). Интересный факт, что указанное произведение тока дробового шума на данное сопротивление идентично напряжению шума, генерируемому реальным сопротивлением, величина которого в два раза меньше. Например, в рассматриваемом примере r_e равно 25,86 Ом, а шум реального сопротивления номиналом 12,93 Ом также составляет 463 $\text{пВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Чтобы показать это, запишем произведение дробового шума на r_e в виде $2\sqrt{(kT)^2/qI} = \sqrt{2kTr_e}$, что в свою очередь равно $\sqrt{4kT(r_e/2)}$. Данная величина совпадает с шумом Джонсона резистора R , равным $\sqrt{4kTR}$, в случае, когда $R = r_e/2$. Это действительно так, хотя общая картина от этого яснее не становится. Откуда возникает такая интересная взаимосвязь между двумя очень непохожими друг на друга фундаментальными шумовыми процессами? Но это уже тема для следующей статьи. ■

Литература

1. www.analog.com/library/analogdialogue/cd/vol23n3.pdf#page=3
2. www.analog.com/library/analogdialogue/cd/vol26n2.pdf#page=3
3. Paterson W. L. Multiplication and Logarithmic Conversion by Operational-Amplifier-Transistor Circuits. Rev. Sci. Instr. 34-12, Dec. 1963.
4. Gilbert B. Monolithic Logarithmic Amplifiers. Lausanne, Switzerland. Mead Education S.A. Course Notes. 1988.
5. Hughes R. S. Logarithmic Amplification: with Application to Radar and EW. Dedham, MA: Artech, 1986.
6. Johnson J. B. Thermal Agitation of Electricity in Conductors. Phys. Rev. 32, 1928.
7. Nyquist H. Thermal Agitation of Electronic Charge in Conductors. Phys. Rev. 32, 1928.