

Окончание. Начало в № 10 `2008

Барри ГИЛЬБЕРТ (Barrie GILBERT)
Перевод: Александр СОТНИКОВ**Аспекты проектирования
маломощных усилителей**

Проектирование маломощных усилителей с согласованным импедансом само по себе является достаточно обширной темой. Нам же будет полезно рассмотреть, каким образом некоторые аспекты устройства биполярных транзисторов (производимых по любой современной технологии, ведь SiGe и другие экзотические транзисторы с гетеропереходами — это просто разновидности биполярных транзисторов) определяют фундаментальную нижнюю границу шума, даже без учета неизбежных сопротивлений выводов $R_{BB'}$ и $R_{EE'}$.

На рис. 1 показана, на первый взгляд, весьма неполная схема, чуть более сложная, чем транзистор в диодном включении с резистором R_F в базе и с источником тока смещения. Тем не менее, это реальный (хотя и неоптимальный) маломощный усилитель (МШУ): его V_{CE} (сумма V_{BE} и падения напряжения на R_F) имеет достаточную величину для наших (иллюстративных) целей. Кроме того, существует множество способов усложнения этой базовой схемы, которые не искажают значимости проводимого нами анализа.

Рассматриваемый подход можно назвать транслинейным анализом МШУ, поскольку он начинается с рассмотрения модели идеального безрезистивного транзистора и дает возможность глубоко проанализировать его поведение, являющееся одновременно элегантным и при этом очень сложным.

Довольно странным в этой небольшой схеме является то, что согласование в ней точно сохраняется для любой величины I_C , от нуля

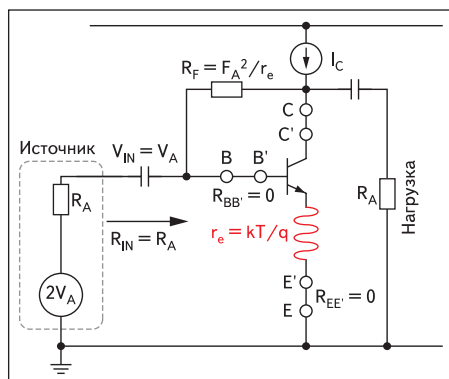


Рис. 1. Упрощенная схема транслинейного маломощного усилителя, иллюстрирующая фундаментальные принципы

**Коэффициент шума
и логарифмические усилители**

и выше. Это подразумевает, что величина сопротивления R_F должна быть связана с r_e , то есть $qI_C R_A^2 / kT$. Следовательно, для поддержания согласования, как это часто и бывает на практике, величина I_C должна быть пропорциональна абсолютной температуре, а величина температурно-стабильного коэффициента усиления — принимать значение $1 - qI_C R_A / kT$.

Это можно показать, задав I_C равным нулю и потребовав, чтобы R_F также равнялось нулю. В этом случае крутизна транзистора будет равна нулю, и нулевое сопротивление R_F просто подключает источник к нагрузке с единичным (то есть равным 0 дБ) коэффициентом усиления. При критическом значении тока $I_C = kT / qR_A$ (25,86 мВ/50 Ом = 517,2 мкА при $R_A = 50$ Ом) коэффициент усиления становится равным нулю ($-\infty$ дБ), затем усиление начинает расти и пересекает уровень -1 (снова 0 дБ!) при I_C , равном точно 1,034 мА (для $T = 300$ К). После этого коэффициент усиления только растет. Все это время входной

импеданс сохраняется равным величине сопротивления R_A (в данном примере — 50 Ом). На рис. 2 показано любопытное поведение транслинейного маломощного усилителя, а именно графики входного импеданса, коэффициента усиления по напряжению (который также равен коэффициенту усиления по мощности при взаимном согласовании) и коэффициента шума. В данной идеальной модели значение коэффициента шума составляет менее 0,4 дБ при $I_C = 10$ мА, а коэффициент усиления равен $-18,33$ (что соответствует 25,3 дБ).

Проведенный нами анализ одновременно оптимистичен и пессимистичен. Он оптимистичен в том смысле, что не учитывает вклад шума, обусловленного сопротивлениями транзистора ($R_{BB'}$ и $R_{EE'}$). Кроме того, он также не учитывает влияние конечного значения коэффициента усиления по току при малых сигналах (β_{AC}), порождающего шумовой ток величиной $\sqrt{2qI_C / \beta_{AC}}$, который втекает в эквивалентный импеданс источника (вклю-

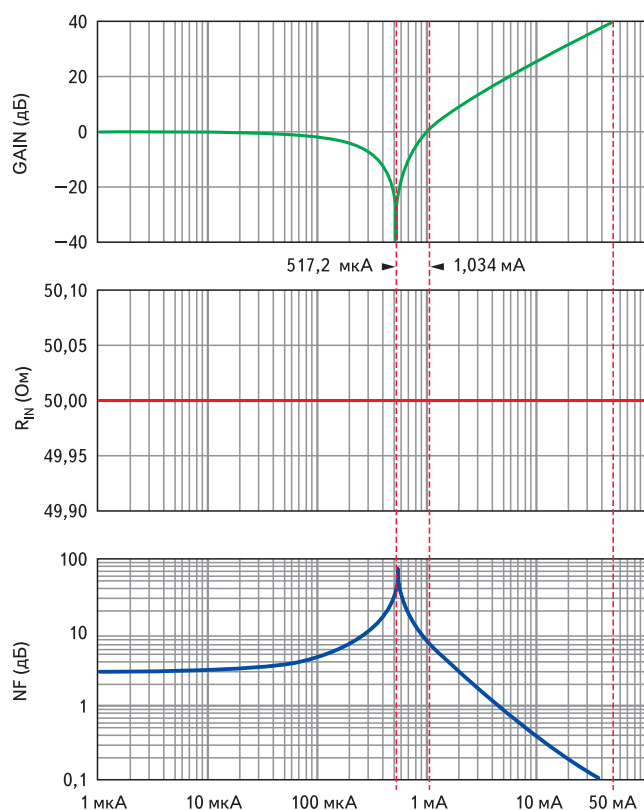


Рис. 2. Поведение транслинейного маломощного усилителя

чающий в себя R_{BB}). Очень важно помнить, что значение β_{AC} на высоких частотах намного ниже, чем по постоянному току. Его величина приблизительно равна отношению f_T устройства при заданных геометрии и смещении к частоте сигнала f_s (а его фаза равна $+90^\circ$). Таким образом, при $f_T = 10$ ГГц и $f_s = 2$ ГГц коэффициент усиления по току биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, равен всего пяти.

В данном примере при $I_C = 10$ мА одна пятая дробового шума коллектора ($0,2\sqrt{2}qI_C = 11,3$ пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$) появляется на базе. Этот шум сказывается на полном импедансе базы; таким образом, даже при минимальном значении импеданса (не обязательно резистивном) источника, равном 50 Ом, соответствующее ему значение V_{NSD} равно 566 пВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Это более чем в 12 раз превышает значение 46,3 пВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, вызванное дробовым шумом в сопротивлении r_e .

Однако, с другой стороны, этот прогноз пессимистичен, поскольку он не учитывает все те ухищрения, которые можно проделать, подключив к активному устройству реактивные элементы. Существует ряд способов радикально понизить коэффициент шума, хоть и ценой неизбежного роста искажений (обычно описываемых при помощи приведенной к входу точки пересечения третьей гармоники при двухтональном сигнале, ПРЗ, и чуть менее полезного параметра — точки нелинейных искажений при 1 дБ).

Тем не менее, на практике при комнатной температуре, смягчив требования к остальным характеристикам (например, к нелинейности), от транзисторного усилителя с большим усилением можно добиться коэффициента шума, равного всего 0,3 дБ. Например, коэффициент шума усилителя (см. рис. 1 в первой части статьи) при использовании в нем усилительного элемента с пренебрежимо малыми шумовыми током и напряжением равен $\sqrt{(2+A_V)/(1+A_V)}$. Если задать коэффициент усиления A_V равным 20 В (26 дБ), то коэффициент шума может составить всего $20\log_{10}\sqrt{22/21} = 0,2$ дБ (множитель 20 перед логарифмом возникает из-за того, что расчет ведется для напряжений). И это даже несмотря на то, что шум, вызванный резистором обратной связи (номинал которого для согласования с 50-омным источником должен быть равен 1,05 кОм), составляет 4,18 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. Естественно, на практике входным шумом усилителя пренебрегать нельзя.

Калибровка мощности в логарифмическом детекторе

Очень немногие электронные элементы реагируют непосредственно на мощность. Для этого необходимо, чтобы они не только поглощали определенную часть мощности источника, как это делает резистор, но и чтобы тепло, генерируемое при этом, измерялось потом с соответствующей точностью.

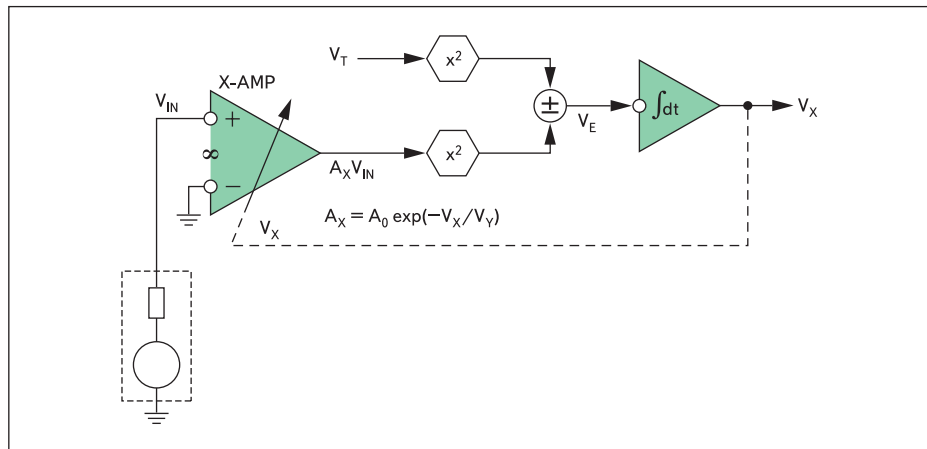


Рис. 3. Обобщенная структура логарифмического усилителя на базе схемы АРУ

Если подключить между входными контактами идеального усилителя по напряжению резистор, то мощность, выдаваемая источником, приведет к незначительному изменению его температуры. Для примера, если мощность сигнала была бы равна -30 дБм (1 мкВт), а тепловое сопротивление нагрузки было бы, положим, равным 100 °С/Вт, то резистор нагрелся бы всего на $0,1$ °С.

Такое изменение температуры ничтожно мало, однако, несмотря на это, существуют схемы детекторов мощности, которые основаны непосредственно на измерении температуры резисторов малой массы, подвешиваемых на ультратонких медных нитях для обеспечения экстремально высокого теплового сопротивления (иногда до $100\,000$ °С/Вт). И даже в этом случае температура изменяется всего лишь на миллиградусы. Эти истинно фундаментальные, реагирующие на мощность элементы до сих пор применяются на высоких микроволновых частотах, однако в конце прошлого века появились недорогие высокоточные ИС детекторов, которые можно с легкостью использовать в диапазоне от постоянного тока до более чем 12 ГГц.

В некоторых детекторах с архитектурой TruPwr, таких как AD8361 и ADL5500/ADL5501, применяются аналоговые методы формирования квадрата мгновенной амплитуды сигнала для получения на выходе промежуточного значения $V_{SQ} = kV_{SIG}^2$. За этим ключевым первым шагом следуют операции усреднения и вычисления квадратного корня, после выполнения которых на выходе получается среднееквадратическое значение амплитуды сигнала. При разработке этих приборов повышенное внимание необходимо уделять обеспечению точности характеристик на каждом выполняемом шаге, одновременно и на низких, и на микроволновых частотах.

Во многих более новых устройствах измерения среднееквадратического уровня сигнала, также выпускаемых компанией Analog Devices в категории TruPwr, используется прецизионная схема АРУ (рис. 3). В них сигнал, входной уровень которого может состав-

лять всего несколько милливольт, сначала усиливается, после чего подается на схему возведения в квадрат. Выходной сигнал этой схемы сравнивается с выходным сигналом идентичной схемы, возводящей в квадрат фиксированное входное напряжение («целевое» напряжение, V_T). Интегрированная разность значений сигналов используется затем для уменьшения или увеличения коэффициента усиления с целью устранения ошибки (разности между выходными сигналами). Поскольку усилитель с переменным коэффициентом усиления в этой схеме реализован на архитектуре X-AMP, он естественным образом обеспечивает точную обратно экспоненциальную зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения, которое, таким образом, соответствует среднееквадратическому значению амплитуды входного сигнала в децибелах.

Ранние схемы детекторов мощности, для которых в настоящее время повсеместно используется название «логарифмический усилитель» (несмотря на то, что обычно они выполняют только функцию измерения, выдавая на выход сигнал, пропорциональный логарифму средней амплитуды напряжения входного сигнала), основаны на каскадированных секциях усилителей с жестким ограничением. Легко показать, что логарифмическая характеристика такого устройства формируется естественным образом как кусочно-линейная аппроксимация по мере того, как каждый каскад вносит вклад в формирование постепенно нарастающей суммы [1]. Обратите внимание на то, что эта операция не вызвана в явном виде необходимостью отклика на «среднееквадратический уровень» или «истинную мощность» входного сигнала, хотя отклик такой схемы на шумоподобные сигналы в действительности имеет достаточно точную зависимость от их среднееквадратического уровня. Схема логарифмического усилителя с прогрессивным сжатием сигнала показана на рис. 4.

Каждый из усилителей обеспечивает усиление в A раз вплоть до достижения входным

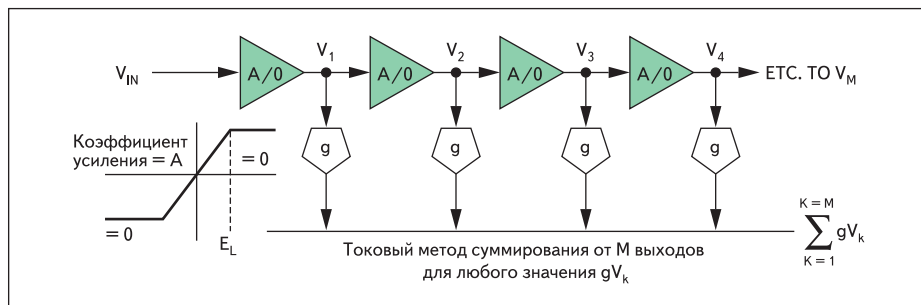


Рис. 4. Структурная схема логарифмического усилителя с прогрессивным сжатием сигнала

сигналом значения ограничивающего напряжения $\pm E_L$, после которого он входит в режим ограничения. Выходное напряжение каждого каскада преобразовывается в ток в схеме вычисления модуля или возведения в квадрат (g), после чего эти токи суммируются. В показанной на рис. 1 упрощенной схеме первым каскадом, в котором произошло бы ограничение, был бы пятый усилительный каскад (на рисунке не показан). Происходит это при значении $V_{IN} = E_L/A^4$. В какой-то момент по мере нарастания уровня входного сигнала начинается ограничение четвертый каскад. Происходит это при значении $V_{IN} = E_L/A^3$. При этом изменение уровня входного сигнала в A раз приводит к изменению выходного сигнала на «одну единицу» gV_k — не зависящую от сигнала величину (положим, 100 мкА). Такое поведение соответствует поведению логарифмической функции, так как изменение входной величины в A раз равняется $20\log(A)$ [дБ].

Коэффициент шума в логарифмических детекторах

К этому моменту мы уже четко уяснили, что ни у одного из описанных детекторов отклик не связан непосредственно с мощностью сигнала, поступающего на вход. На самом деле их отклик зависит строго от формы напряжения сигнала. Вся мощность сигнала поглощается резистивной составляющей входного импеданса, который частично формируется внутренними цепями ИС, а частично — внешним компонентом, подключаемым для понижения этого импеданса (как правило, до 50 Ом). Это вызывает разногласия при определении величины коэффициента шума. В идеале, чувствительность и диапазон измерений подобных логарифмических усилителей никогда не следует указывать в дБм (мощность в децибелах относительно 1 мВт), а только в дБВ (уровень напряжения в децибелах относительно среднеквадратического напряжения 1 В). Сигнал такой амплитуды рассеивает 20 мВт на 50-омной резистивной нагрузке, что соответствует 13,01 дБм.

Несмотря на это, в случае, когда известно суммарное шунтирующее напряжение на входе логарифмического усилителя, при построении графиков его амплитудного отклика горизонтальную шкалу можно промас-

штабировать одновременно в дБм и дБВ с фиксированным смещением (13 дБ при 50 Ом). К сожалению, разработчики и производители ВЧ-схем не привыкли оперировать в единицах дБВ и так не поступают. Во многих технических описаниях используется только шкала в дБм, что наводит на мысль об истинном отклике устройства на мощность, а для ВЧ измерителей мощности это, как мы уже отмечали, не соответствует действительности.

Даже когда входной каскад логарифмического усилителя разрабатывается с учетом согласования с импедансом источника (что позволяет лучше использовать доступную мощность и понизить шумовой порог), отклик устройства все равно определяется напряжением на его входе. Естественно, это не ухудшает его качества при использовании в задаче измерения мощности. На более низких частотах проще разработать микросхему, которая в явном виде измеряет и напряжение на нагрузке, и ток. Примером практической реализации подобного подхода является микросхема ADM1191.

Вспомним, что для случая 50-омного источника, нагруженного 50-омным резистором, ухудшение коэффициента шума на 3 дБ целиком обусловлено дополнительным шумом нагрузочного резистора. Когда измерительный компонент представляет с точки зрения источника разомкнутую цепь, к его входу подключается либо шунтирующий 50-омный резистор для задания эквивалентного масштаба отклика на мощность, либо согласующая схема для преобразования конечного значения R_{IN} логарифмического усилителя к 50 Ом. Шумовое напряжение, приведенное к входу, в этом случае равно уже не просто шуму Джонсона данного сопротивления, а векторной сумме этого шума и входного шумового напряжения измерительного устройства. Более того, на суммарное шунтирующее сопротивление будет умножаться присущий логарифмическому усилителю входной шумовой ток, и результирующее напряжение, если его величина значительна, также может потребоваться включить в векторную сумму. Однако, как правило, оно уже косвенно учтено в величине приведенной к входу VNSD.

Предположим, что приведенная к входу VNSD составляет 1 нВ/√Гц. При температуре

300 К (27 °С) — типичной рабочей температуре компьютерной печатной платы — шум Джонсона на сопротивлении 25 Ом (50-омный источник, шунтированный суммарным сопротивлением 50 Ом, которое формируется внешним нагрузочным сопротивлением и сопротивлением R_{IN} логарифмического усилителя) равен:

$$\sqrt{4kTR} = \sqrt{4k \times 300 \times 25} = 643,6 \text{ пВ}/\sqrt{\text{Гц}}$$

Векторная сумма этих двух величин составляет 1,19 нВ/√Гц. Произвольно назначив сигналу единичную амплитуду (и учитывая, что шум 50-омного источника при температуре 300 К равен 910 пВ/√Гц), мы имеем:

$$\begin{aligned} \text{Шум-фактор} &= \frac{\text{ОСШ по напряжению в источнике}}{\text{ОСШ по напряжению на нагрузке}} = \\ &= (1/0,91)/(0,5/1,19) = 2,615 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Коэффициент шума} &= \\ &= 20\log_{10}(\text{Шум-фактор}) = \\ &= 20\log_{10}2,615 = 8,345 \text{ дБ}. \end{aligned}$$

Более общее выражение для случая 50-омного источника и 50-омной нагрузки имеет форму $20\log_{10}(2,2 \times 10^3 \sqrt{0,6436^2 + VNSD^2})$. В таблице приведены значения коэффициента шума при нескольких значениях спектральной плотности шумового напряжения на входе логарифмического усилителя для случая 50-омного источника и суммарной резистивной нагрузки на входе логарифмического усилителя, равной 50 Ом.

Таблица. Значения коэффициента шума

VNSD (нВ/√Гц)	Коэффициент шума (дБ)
0,00	3,012
0,60	5,728
1,00	8,345
1,20	9,521
1,50	11,095
2,00	13,288
2,50	15,077

Чувствительность логарифмического детектора

Как уже отмечалось ранее, когда логарифмический усилитель рассматривается как многокаскадный ограничивающий усилитель (то есть обеспечивает выходной сигнал и может работать как детектор, вырабатывая выходной сигнал RSSI, как, например, AD8309), коэффициент шума является важным параметром. В техническом описании на микросхему AD8309 для приведенного к входу шума (VNSD) при работе от согласованного 50-омного источника (то есть при суммарном сопротивлении 25 Ом на входе микросхемы) указано значение 1,28 нВ/√Гц. Из приведенного выражения получаем, что коэффициент шума равен 9,963 дБ. В техническом описании на данную микросхему указано значение коэф-

коэффициента шума, которое на 6 дБ ниже, то есть 3 дБ. Это значение получается путем взятия отношения величины 1,28 нВ к значению VNSD при 50 Ом, равному 0,091, которое в децибелах составляет $20\log_{10}(1,28/0,91) = 2,96$ дБ.

Базовая чувствительность логарифмического усилителя ограничена его шириной полосы. Предположим, что полная VNSD на входе логарифмического усилителя (как с прогрессивным сжатием, так и с архитектурой на базе схемы АРУ) принимает значение 1,68 нВ/√Гц, а эффективная шумовая полоса равна 800 МГц. Среднеквадратическое значение интегрированного в этой полосе шума, приведенное к входу, составляет 47,5 мкВ (то есть $1,68 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}} \times \sqrt{8 \times 10^8 \text{ Гц}}$). Если перевести это значение в дБм при нагрузке 50 Ом, то получим:

$$\begin{aligned} 10\log_{10}(\text{Мощность шума}) &= \\ &= 10\log_{10}(47,5 \text{ мВ}^2/50 \text{ Ом}) = -73,46 \text{ дБм}. \end{aligned}$$

Эта величина, характеризующая «порог измерений», является более полезной характеристикой, чем коэффициент шума, поскольку она указывает уровень, ниже которого точ-

но измерить мощность сигнала нельзя. В действительности результат измерения мощности для реального однотонального синусоидального входного сигнала, мощность которого близка к порогу $-73,46$ дБ, будет очень близок к этому значению, при условии, что шум имеет гауссово распределение.

Рассмотрим еще один пример. Приведенная к входу спектральная плотность шума микросхемы AD8318 равна 1,15 нВ/√Гц, что для полосы микросхемы, равной 10,5 ГГц, соответствует среднеквадратическому интегрированному шумовому напряжению 118 мкВ, или мощности шума -66 дБм на 50-омной нагрузке. Пользователю также следует иметь в виду, что в логарифмических усилителях с прогрессивным сжатием, имеющих слишком малое число каскадов, нижний порог измерения можно определить не по шуму, а просто по недостаточному усилению. ■

Литература

1. Gilbert В. Monolithic Logarithmic Amplifiers. Lausanne, Switzerland. Mead Education S. A. Course Notes, 1988.