

Малощумящие усилители для удаленных сенсоров

Владимир РЕНТЮК
rvk.modul@gmail.com

В статье предлагается авторский подход к проектированию высокоэффективных удаленных малощумящих предварительных усилителей с непосредственным питанием по двухпроводной линии связи.

Простейшими усилителями с двухпроводной линией связи с основным оборудованием являются хорошо известные встраиваемые в электретные микрофоны однокаскадные усилители на полевых транзисторах (рис. 1). Электретный микрофон имеет высокий импеданс емкостного характера, что вынуждает подключать его к усилителям с высоким входным сопротивлением. В конструкции практически всех электретных микрофонов есть предусилитель, хотя правильнее назвать его «преобразователь сопротивления» [1].

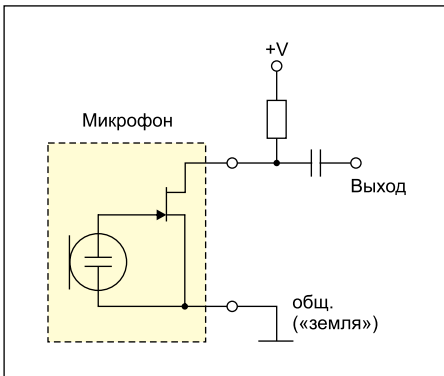


Рис. 1. Предварительный усилитель электретного микрофона с двухпроводной связью

Еще один вариант предварительного усилителя для индукционного датчика с двухпроводной линией связи представлен на рис. 2. Этот усилитель использовался автором в одной из разработок середины 1980-х годов.

Аналогичные по структуре предварительные усилители с вариацией элементов можно найти в технической литературе.

На первый взгляд проблема не кажется сколь-нибудь сложной в реализации, но это до тех пор, пока не возникнет вопрос обеспечения не просто какого-то коэффициента усиления, а заданного коэффициента усиления, поддержания его стабильности при выпуске изделий и во время эксплуатации.

Еще одна проблема — формирование начальной амплитудно-частотной характеристики. Все это становится особенно сложным в реализации, когда речь идет о работе с малыми уровнями сигнала при использовании высокоимпедансных датчиков, например пьезоэлектрических сенсоров, для которых трудно подобрать элементы входной цепи. Что касается коррекции начальной АЧХ, она бывает необходимой, если у самого сенсора нелинейная АЧХ чувствительности или особенности окружающей его среды имеют зашумленность в определенной области частотного спектра, которую нужно компенсировать.

Так, при работе в море, если не принимать специальные меры, действие усилителя для пьезоэлектрических сенсоров будет невозможным, если в самом усилителе не скорректировать спектр частот ниже 12 Гц и максимально исключить влияние частот ниже 2 Гц (рис. 3).

Причем коррекция частотного спектра (так называемое выбеливание, то есть приведение к равномерному спектру в заданной области частот) только для выравнивания спектра шумов моря должна быть не менее 8–10 дБ/октава, соответственно, понадобится фильтр высоких частот второго порядка. С учетом компенсации свойств сенсоров порядок фильтра может потребоваться еще выше. Если сенсор должен работать в широкой полосе частот, например до 5 кГц, то для получения линейного исходного спектра шумов моря придется формировать достаточно сложную АЧХ с подъемом в области высоких частот. В противном случае или возникнет перегрузка усилителя, или уровень сигнала, поступающего на внешнее устройство по линии связи, окажется мал для обнаружения его изменения, а отношение «сигнал-шум» будет низким.

Можно ли решить подобную задачу с помощью простейших усилителей на дискретных элементах? Однозначно — нет. Во-первых, для получения гарантированно-

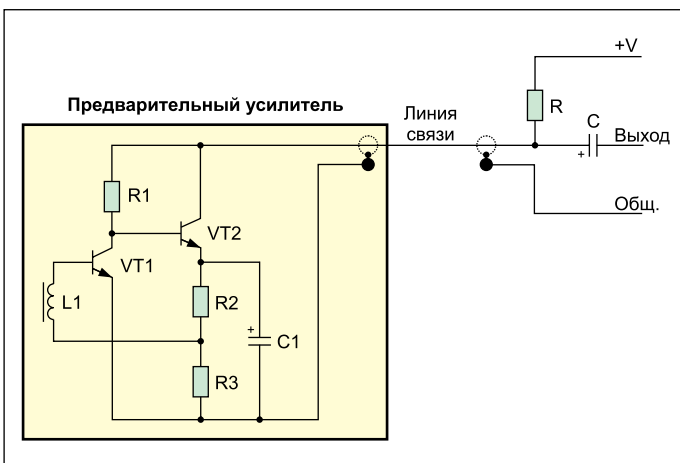


Рис. 2. Предварительный усилитель с двухпроводной связью для удаленного индуктивного датчика

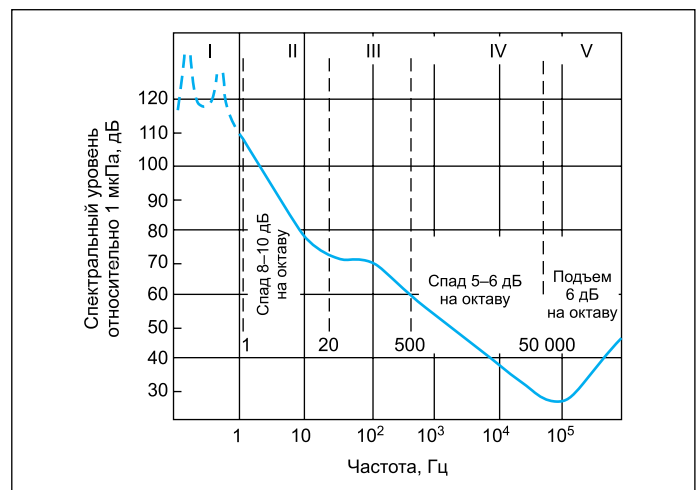


Рис. 3. Образец спектра глубоководных шумов моря [2]

го коэффициента усиления нужны каскады с отрицательной обратной связью по напряжению. Во-вторых, эти каскады должны позволять формировать заданную АЧХ и необходимое входное сопротивление для согласования с импедансом сенсора. Естественно, самым удобным вариантом создания такого усилителя будет применение операционных усилителей (ОУ) в интегральном исполнении (ИМС). Из современного ряда таких ИМС можно подобрать ОУ, подходящий для решения практически любых задач. Еще одна проблема состоит в том, чтобы обеспечивать работу через двухпроводную линию связи, что, собственно, и является предметом рассмотрения в данной статье. Последнее требование исключает решение этой задачи посредством инструментальных усилителей [3], поскольку они не только не позволяют реализовать двухпроводную линию связи с бортовым оборудованием (надо как минимум три провода), но и не могут работать на емкостную нагрузку без принятия специальных мер. Кроме того, они предполагают наличие дополнительного операционного усилителя, а в ряде случаев симметричное подключение гидроакустических датчиков конструктивно невозможно. Так, в конструкции, задачу для которой решал автор статьи, это было исключено.

В качестве базового решения был выбран вариант схемы, представленный на рис. 4.

Как видно из рис. 4, в основу усилителя положен обычный инвертирующий усилитель на ОУ с частотозависимыми обратными связями R4, C4 и R5, C5, формирующими начальную АЧХ. Необходимое входное сопротивление и, следовательно, согласование с приемником обеспечивает резистор R3. Выходной каскад выполнен на транзисторе VT1, который также имеет отрицательную обратную связь по напряжению (резистор R6), стабилизирующую коэффициент усиления выходного каскада. Нагрузка выходного каскада размещена в бортовом оборудовании. Дополнительный фильтр при необходимости можно включить между ОУ и выходным каскадом. Питание входного усилителя и фильтра планировалось осуществлять через стабилизатор напряжения с малым собственным падением напряжения LM2931-5.0 [4], среднюю точку формирует резистивный делитель R1, R2. Стабилизатор должен был запитываться непосредственно через линию связи. Для выполнения требований спецификации [4] на входе стабилизатора имеется конденсатор C2, отделенный от сигнальной цепи резистором R1. Считалось, что стабилизатор LM2931-5.0 имеет высокий уровень подавления пульсаций входного напряжения — типовое значение 80 дБ. Таким образом, уровень пульсаций (а в данном случае это полезный сигнал, выделяющийся на нагрузке R) не будет оказывать влияния на работу внутренних каскадов предварительного усилителя.

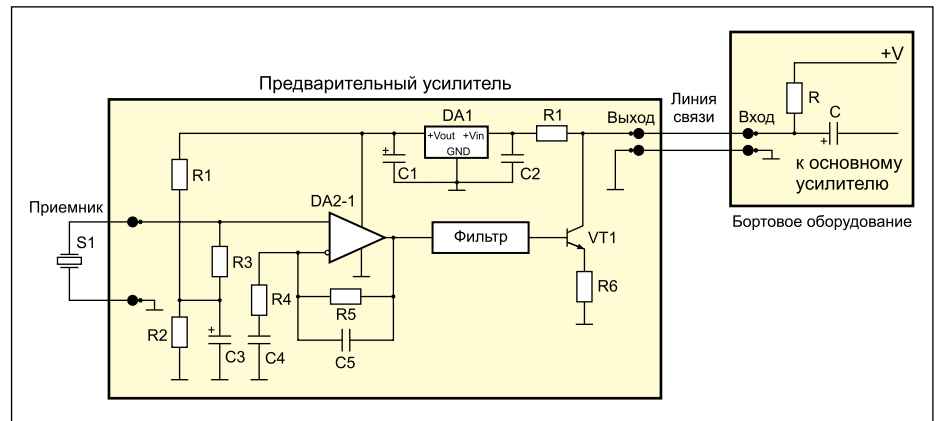


Рис. 4. Базовое схемное решение удаленного предварительного усилителя

Рассмотренное выше базовое схематическое решение было промоделировано с использованием симулятора Multisim. Моделирование показало полную практическую пригодность усилителя для заданных техническим заданием условий: усиление не менее 20 дБ, уровень максимального выходного сигнала не менее 0,775 В (с. к. з.). Схема была дополнена фильтром, необходимым для выполнения требования технического задания по нормализации спектра исследуемых частот, затем по ней была изготовлена опытная партия предварительных усилителей для двух разновидностей гидроакустического оборудования.

Однако проверка опытных образцов дала отрицательный результат — на выходе усилителя имел место чрезвычайно высокий уровень шума, соизмеримый с уровнем полезного сигнала. Причем до выходного каскада уровень собственных шумов усилителя оставался в норме и самовозбуждение усилителя отсутствовало. В норме были и все остальные заложенные в его схемное решение параметры: коэффициент усиления, максимальный уровень сигнала, АЧХ и отношение «сигнал/шум» входного усилителя. Но отношение «сигнал/шум» было в норме лишь до нагрузки выходного каскада. Первоначально подозрение пало на цепь запуска стабилизатора напряжения LM2931-5.0 (для его функционирования следует обеспечить начальный пусковой ток порядка 25 мА). Замена стабилизатора LM2931-5.0 на ИМС других типов несколько уменьшила общий уровень шумов, но кардинально ситуацию не изменила. Найти причину с помощью компьютерного моделирования не удалось. Даже такая мощная программа компьютерного моделирования, как Multisim, оказалась бессильной в данной ситуации. Лишь экспериментально было установлено, что схемы предварительных усилителей с питанием по двухпроводной линии связи, при попытке использования ИМС стабилизаторов напряжения для разделения сигнальных цепей и цепей питания, неработоспособны из-за высокого уровня собственных шумов,

выделяющихся на резисторе, подключенном к их входу. То есть в рассматриваемом случае — на выходе конечного каскада усилителя. Исследования, проведенные автором статьи, подтвердили этот факт для ИМС серий 78xx, 1117, 2931 и источника опорного напряжения ADM425 [8].

В ходе анализа сложившейся ситуации и исследовательских работ, необходимых для исключения избыточного уровня шумов, автором статьи было проверено несколько вариантов решения проблемы подачи питания. Так, проверялся ряд схемных решений параметрических стабилизаторов, стабилизаторы с источниками тока и т. п. В результате появилась возможность предложить новый подход, позволивший устранить возникшую проблему, — интегральный стабилизатор в схеме усилителя был заменен модифицированным транзисторным сглаживающим фильтром Г-типа (такой фильтр описан, например, в [6]). В общем виде предлагаемое техническое решение впервые было опубликовано в [9], а одно из практических схематических решений усилителя с подобной организацией подачи питающего напряжения на его слаботочную часть представлено на рис. 5.

Использование такого модифицированного транзисторного сглаживающего фильтра в качестве стабилизатора напряжения (на схеме рис. 5 он выполнен на транзисторе VT1) оказалось возможным ввиду малого собственного тока потребления входным усилителем и фильтром, которые выполнены на ИМС ОУ серии AD822 [5]. Данная ИМС имеет собственный ток потребления (quiescent current) I_q при питании ИМС от однополярного напряжения $V_S = +5$ В не более 1,6 мА, типовое потребление тока $I_q(\text{тип.}) = 1,24$ мкА. Ко всему прочему, ОУ AD822 имеет нормированный уровень шумов в низкочастотной части спектра, например, в частотном диапазоне 10 Гц спектральная плотность напряжения не более 25 нВ/√Гц, а двойной размах амплитуды шумов $V_p\text{-}p$ в диапазоне 0,1–10 Гц не более 2 мкВ. ИМС AD822 имеет сверхмалые вход-

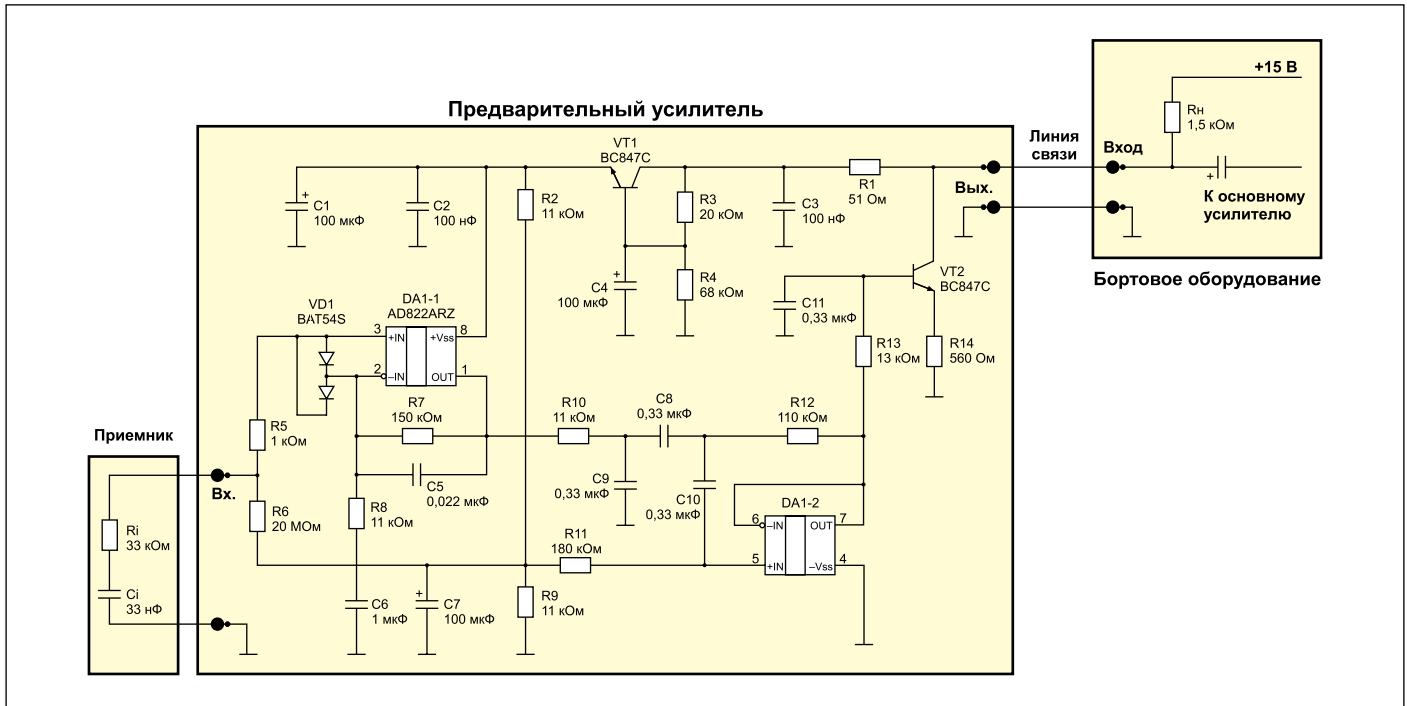


Рис. 5. Практическая реализация удаленного предварительного усилителя

ные токи, хорошо работает с высокоимпедансными источниками сигнала, является операционным усилителем типа rail-to-rail по выходу и, как уже отмечалось, допускает работу от однополярного источника питающего напряжения 5 В. Этот выбор идеально подходит для решения поставленной задачи.

Как видно из приведенного рисунка, схема достаточно сложная. Кроме стабилизатора напряжения на транзисторе VT1, она содержит входной усилитель, сложную систему фильтров (фактически это полосовой фильтр с усилением) и выходной каскад, работающий на удаленную нагрузку. Питание и передача сигнала осуществляется по двухпроводной линии. Входной усилитель на DA1-1 обеспечивает согласование с приемником (выходное сопротивление

приемника на частоте 12 Гц более 400 кОм) и начальное усиление в полосе пропускания. Защиту входного усилителя от бросков напряжения обеспечивает ограничитель на диодах Шоттки VD1, ток диодов защиты ограничен резистором R5. Выходной каскад усилителя — это транзистор с общим эмиттером и отрицательной обратной связью по напряжению. Усилитель имеет сложную систему фильтров. Во-первых, это непосредственно входной усилитель, работающий как полосовой фильтр. Во-вторых, фильтр низких частот первого порядка на элементах R10, C9; фильтр высоких частот второго порядка на ИМС DA1-2; еще один фильтр низких частот первого порядка на элементах R13, C11. Полоса пропускания предварительного усилителя по уровню -3 дБ составляет

8–35 Гц, подавление частот 1 и 200 Гц — примерно по 45 дБ, что соответствовало техническому заданию. АЧХ предварительного усилителя с учетом влияния выходного импеданса приемника представлена на рис. 6.

Рассмотрим работу схемы питания усилителя и методику его расчета по цепям постоянного тока. Искусственная средняя точка, как и планировалось в базовом техническом решении (рис. 4), обеспечивается делителем на элементах R2, R9, C7 (заметьте: R2 = R9). Делитель задает смещение $0,5V_S$ (в нашем варианте это 2,5 В) для обоих ОУ ИМС DA1. Таким образом обеспечивается максимальный динамический диапазон низковольтной части предварительного усилителя. Положим, как и в примере на рис. 5, питание ИМС DA1 равным +5 В. Как отмечалось выше, собственный ток потребления DA1 в этом режиме составляет не более 1,6 мА. Исследования, проведенные автором статьи, показали, что для достижения максимального динамического диапазона выходного напряжения ток покоя коллектора выходного транзистора VT2 (ток при отсутствии сигнала) не менее чем в 2 раза должен превышать собственный ток потребления каскадов низковольтной части усилителя (в данном случае AD822 и делителя R2, R9). Величину тока коллектора транзистора VT1 устанавливает резистор R14. Таким образом:

$$R14 < (V_S/2 - V_{EB})/I_q = (5/2 - 0,68)/1,6 = 1,14 \text{ кОм}, \quad (1)$$

где $V_{EB} = 0,68 \text{ В}$ — это типичное напряжение «база-эмиттер» для маломощных транзисторов в активном режиме [7].

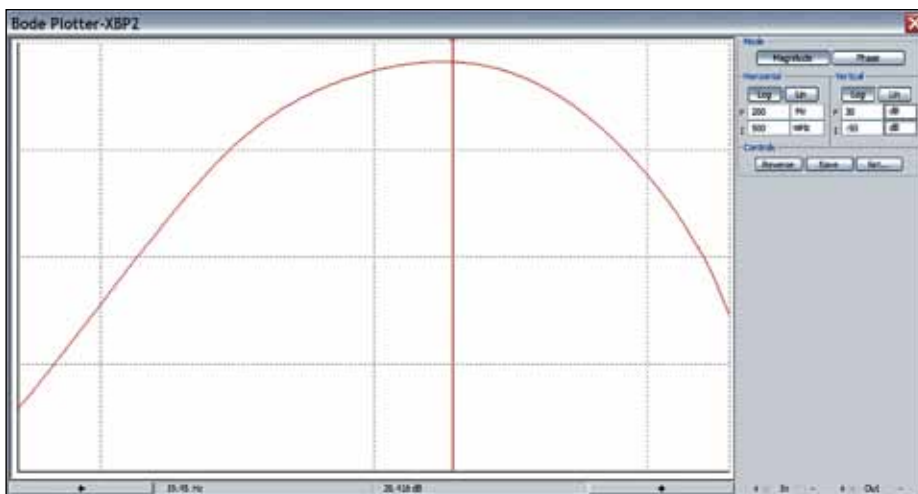


Рис. 6. АЧХ предварительного усилителя рис. 5

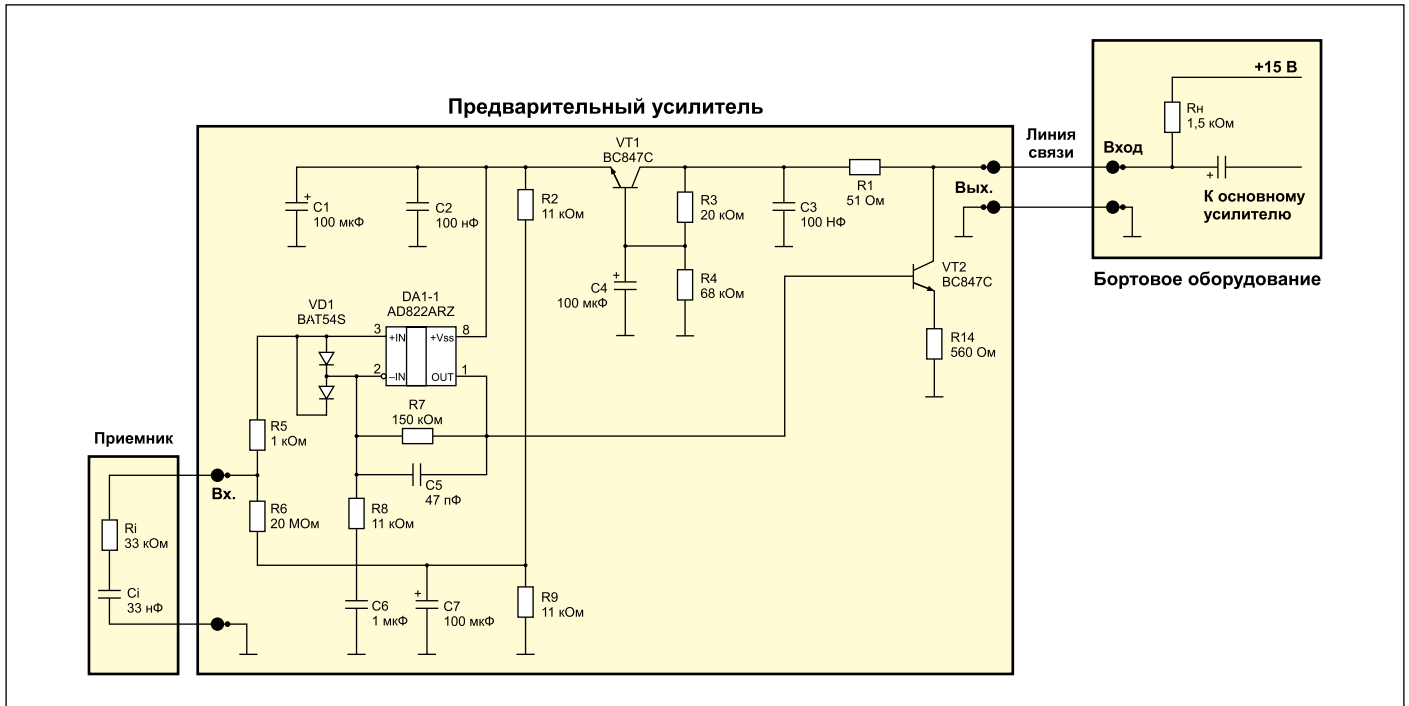


Рис. 7. Предварительный усилитель с минимальной частотной коррекцией

Пусть $R_{14} = 560 \text{ Ом}$. В этом случае ток коллектора I_C выходного транзистора равен:

$$I_C = (V_S/2 - V_{EB})/R_{14} \quad (2)$$

Такое утверждение справедливо, поскольку ток базы транзистора VT2 будет пренебрежимо мал (коэффициент усиления по току h_{FE} для BC847C не менее 420 [7]). Таким образом:

$$I_C = (5/2 - 0,68)/560 = 3,25 \text{ мА}$$

Для получения требуемого динамического диапазона, а вернее, максимальной необходимой амплитуды сигнала на удаленной нагрузке R_H , нужно, чтобы напряжение на коллекторе VT2 при отсутствии сигнала было не менее:

$$V_S + \Delta V_S + V_a \quad (3)$$

где ΔV_S — это разность напряжения «коллектор-эмиттер» VT1, при котором каскад на транзисторе может выполнять функцию стабилизатора напряжения; V_a — максимально необходимая амплитуда выходного сигнала усилителя.

Как отмечалось выше, каскад на транзисторе VT1 остается работоспособным при $\Delta V_S > 1,6 \text{ В}$. Если принять максимальное выходное напряжение для тестового синусоидального сигнала равным $0,775 \text{ В}$ (0 дБ), то:

$$V_a = 0,775 \sqrt{2} = 1,09 \text{ В}$$

Таким образом, напряжение на коллекторе транзистора VT2 не должно быть менее чем:

$$V_{out} = 5 + 1,6 + 1,09 = 7,5 \text{ В}$$

Для обеспечения технологического запаса положим величину напряжения на коллекторе VT2 равной $V_{out} = 7,8 \text{ В}$. Таким образом, сопротивление в цепи нагрузки выходного каскада усилителя будет равно:

$$R_H = (V_{ext} - V_{out})/I_{max} \quad (4)$$

где V_{ext} — напряжение питания коллекторной нагрузки R_H , которое выбирается равным $2V_{out}$ (оптимально); I_{max} — полный ток потребления усилителем. Полный ток потребления каскада на транзисторе VT1.

Необходимое выходное напряжение каскада на транзисторе VT1 обеспечивает резистивный делитель R3, R4. Оно может быть рассчитано как:

$$V_S = V_{out} \times R4 / (R3 + R4) - V_{EB}$$

таким образом:

$$V_S = 7,8 \times 68 / (20 + 68) - 0,68 = 5,3 \text{ В}$$

Это ожидаемый результат, в реальной ситуации V_S будет несколько ниже, потому что формула не учитывает базовый ток транзистора VT1. Это важное замечание, для минимизации влияния базового тока необходимо, чтобы ток через делитель R3, R4 превышал базовый ток транзистора VT1 как минимум в 10 раз. Для рассматриваемой схемы базовый ток транзистора VT1 будет равен:

$$I_b = I_q / h_{FE} \quad (5)$$

и составит, соответственно, $1,6/400 = 4 \text{ мкА}$.

Минимальный ток через делитель R3, R4 будет равен:

$$(V_S + \Delta V_S) / (R3 + R4), \quad (6)$$

где ΔV_S — это разность напряжения «коллектор-эмиттер» транзистора VT1, при котором каскад еще может выполнять функцию стабилизатора напряжения. Проверка показала, что каскад на транзисторе VT1 остается работоспособным при ΔV_S не менее 1,4–1,6 В. Таким образом, ток делителя:

$$I_d = (5 + 1,6) / (20 + 68) = 75 \text{ мкА}$$

Условие, оговоренное выше, выполнено. Ток через удаленную нагрузку R_H (размещена в бортовом оборудовании) без сигнала будет равен:

$$I_c + I_q(\text{тип.}) + I_d + I_b = 3,25 + 1,24 + 0,075 + 0,004 = 4,7 \text{ мА}$$

Переменная составляющая напряжения на коллекторе VT1 блокируется конденсатором C4. Величина емкости этого конденсатора зависит от наименьшей рабочей частоты усилителя. Так, частота среза фильтра $1/2\pi R3C4$ должна быть не менее чем в 10 раз ниже наименьшей рабочей частоты предусилителя. Резистор R1 и конденсатор C3 необязательны, но они дают некоторый позитивный эффект, так как образуют собой фильтр низких частот на входе стабилизатора напряжения. Рекомендуемая величина резистора R1 — 51 Ом, конденсатора C3 — 100 нФ.

Поскольку максимальный ток потребления уже известен, вычислим оптимальное

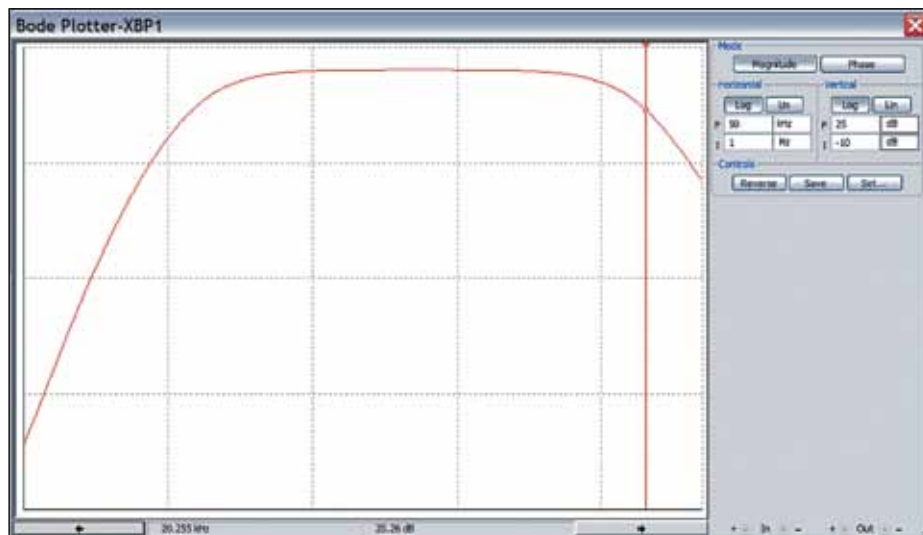


Рис. 8. АЧХ предварительного усилителя (рис. 7)

для рассматриваемого варианта сопротивление нагрузки выходного каскада предусилителя. Согласно формуле (4):

$$R_n = (15 - 7,8) / 4,7 = 1,53 \text{ кОм.}$$

Номинал резистора R_n выбран 1,5 кОм.

Представленное автором техническое решение было проверено на опытной партии из 28 предварительных усилителей, и результаты проверки полностью совпали как с расчетами, так и с компьютерной моделью. При внешней нагрузке 1,5 кОм коэффициент усиления в полосе пропускания составил 26 дБ. Напряжение на коллекторе VT2 составило $(7,8 \pm 0,05)$ В, ток потребления при отсутствии сигнала был в пределах 4,8 мА, максимальная амплитуда выходного сигнала превысила

ожидаемую и составила 2 В. Подавление сигнала с частотой 10 Гц по цепи питания V_S — не менее 40 дБ. Напряжение питания ОУ было в пределах 4,96–5,15 В. Устройство оказалось практически нечувствительно к емкости нагрузки и устойчиво работало при испытании в реальных условиях через двухпроводную линию связи длиной 120 м. При этом отношение «сигнал/шум» намного превышало аналогичные результаты прототипа, использовавшегося ранее в подобном оборудовании. Уровень шумов на выходе усилителя соответствовал разрешающей способности доступных средств измерения и определялся исключительно схемным решением входного усилителя, цепь питания не оказывала сколь-нибудь заметного влияния на этот параметр.

Если рассматривать предлагаемое схемное решение без дополнительных фильтров (рис. 7), то АЧХ такого усилителя линейна в широком диапазоне частот и определяется только частотными свойствами входного усилителя на DA1-1 (рис. 8). Для схемы, приведенной на рис. 8, полоса пропускания по уровню -3 дБ составляет от 14 Гц до 20 кГц. Изменение емкости конденсатора C_3 от 1 до 330 нФ практически не оказывает влияния на верхнюю частоту среза. Изменение емкости нагрузки от 0 пФ до 330 нФ также не оказывает в данной полосе частот влияния на верхнюю частоту среза. ■

Литература

1. Электретный микрофон, Википедия. <http://ru.wikipedia.org/wiki>
2. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики: Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978.
3. http://ru.wikipedia.org/wiki/Измерительный_усилитель
4. LM2931 Series Low Dropout Regulators, May 2004, Rev. July 2012, Texas Instruments Incorporated. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2931-n.pdf>
5. AD822 “Single-Supply, Rail-to-Rail Low Power FET-Input Op Amp.” Rev. 1 2010, Analog Devices, Inc. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD822.pdf
6. Векслер Г. С., Штильман В. И. Транзисторные сглаживающие фильтры. М.: Энергия. 1979 г.
7. BC846 thru BC849 Small Signal Transistors (NPN) Vishay Semiconductors 09-May-02 <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/vishay/85115.pdf>
8. Рентюк В. Высокоэффективный генератор шума на базе стабилизатора напряжения // Компоненты и технологии. 2014. № 1.
9. Rentyuk V. Two-wire remote sensor preamp // EDN. Jan. 13, 2013.