

Высококачественный широкополосный приёмный тракт. Моделирование в среде MATLAB. Оптимизация динамического диапазона и чувствительности

(часть 2)

Владимир Болдырев (Краснодарский край)

В статье продолжено рассмотрение приёмного тракта на основе полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя. Дано сравнение результатов моделирования и экспериментальных данных, приведены рекомендации по выбору оптимальных режимов работы и компонентов.

Результаты моделирования и их экспериментальная проверка

Для того чтобы получить расчёты, пригодные для практики, в тракте должны быть учтены ограничения и рекомендации изготовителей микросхем:

- по величине напряжения питания;
- по выделяемой мощности с учётом нагрузки выходов операционных усилителей (ОУ) внешними резисторами;
- по величине нагрузки от сопротивления резисторов на выходе ОУ, чтобы получить приемлемую линейность в каждом каскаде (уменьшение сопротивления увеличивает выходной ток и нелинейность ОУ);
- по обеспечению защиты входов ОУ и АЦП от больших уровней сигналов, возникающих при испытаниях и штатной работе, когда внешний сигнал или усиление в тракте превышает нормальную величину. Особое внимание необходимо уделять защите от больших внешних сигналов на входе тракта при нештатном отключении питания. Обычно защита обеспечивается дополнительными резистивно-диодными ограничителями.

Перечисленные ограничения сужают области изменения сопротивления резисторов в тракте при расчётах на модели. Дело в том, что даже без расчётов можно ожидать умень-

шения уровня шумов в тракте при понижении сопротивления всех резисторов в область единиц-десятков ом. Но это может привести к перегрузкам ОУ и АЦП, выводу их из строя или к резкому увеличению нелинейности тракта при номинальных уровнях полезных сигналов.

Проектирование показало, что при применении ОУ в корпусе микросхемы MC33079D при напряжении питания ± 15 В и максимальной амплитуде сигнала 10,7 В между симметричными входами перечисленные ниже резисторы должны иметь следующие сопротивления (см. рис. 2) (при этом обеспечивается высокая линейность тракта – более 100 дБ):

- R1, R9 – не менее 300 Ом (защита входов тракта от внешних сигналов нештатного уровня);
- R2, R10 – не более 100 кОм (обеспечение стабильности по постоянному току входного и последующих каскадов, если источник сигнала имеет «закрытый» выход, т.е. сигнал от источника поступает через конденсаторы);
- суммарное сопротивление R3 + R4, а также R11 + R12, определяющее коэффициент усиления первого каскада, должно быть не ниже 6 кОм (во избежание повышения нелинейности первого каскада от нагрузки);
- R6, R14 – не менее 2 кОм (во избежание повышения нелинейности первого каскада от нагрузки).

При расчётах на модели эти ограничения учтены. Таким образом, варьировать в расчётах можно:

- коэффициенты усиления первого каскада (K1), а также второго каскадов путём вариации отношения R3/R4 (R11/R12) с одновременным изменением сопротивлений R5 (R13) при постоянном сопротивлении (2 кОм) резисторов R6, R14;
- R4 (R12) одновременно с R3, R11, при этом сохраняя коэффициент усиления первого каскада K1 и второго каскада постоянными, а также соблюдая постоянство сопротивления резисторов R6, R14 (2 кОм).

При необходимости можно вести расчёты и при любых других значениях сопротивлений, соблюдая, однако, условия симметричности тракта.

На рис. 5а – 5г показаны результаты расчётов модели тракта (сплошные линии) при ступени усиления «0 дБ» с учётом перечисленных выше ограничений. Там же кружками зелёного цвета показаны результаты экспериментальных измерений, рядом с которыми приведены измеренные значения и отклонения от расчётного значения. Наибольшее отклонение от расчётного значения не превышает 0,135 дБ (1,6%). На рис. 5д, 5е видно, что основной вклад в шумы тракта вносит шум АЦП (*adc* около 45 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, что соответствует реальному динамическому диапазону АЦП CS5361 в полосе 48 кГц – 106 дБ, или в полосе 1 Гц – 153 дБ). Сравнение реального динамического диапазона АЦП (106 дБ) с техническими данными изготовителя микросхемы (минимальное значение – 105 дБ и типичное – 111 дБ) показывает, что реальный измеренный динамический диапазон соответствует норме.

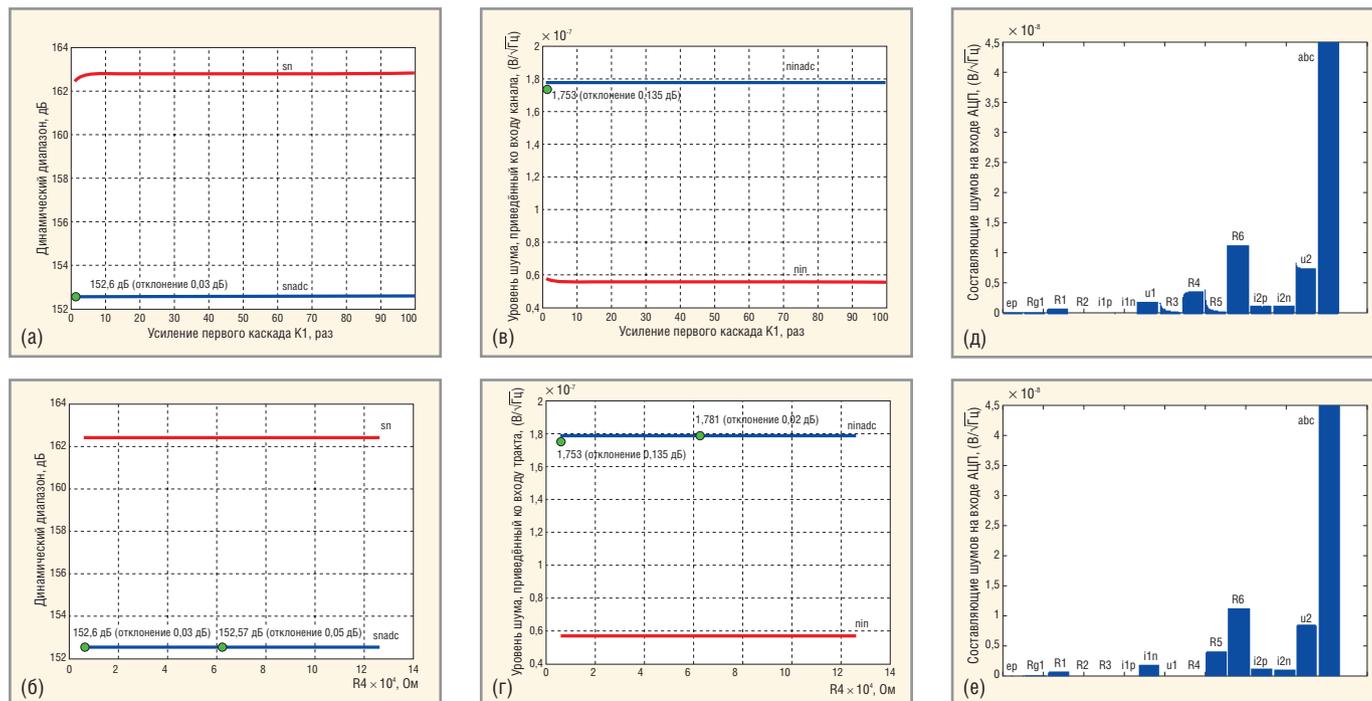


Рис. 5. Сравнение теоретических и экспериментальных результатов при ступени усиления «0 дБ»

Исходные данные для расчётов (см. схему рис. 2): $e_p = e_n = 1 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$; $R_{g1} = R_{g2} = 50 \text{ Ом}$; $R_1 = R_9 = 300 \text{ Ом}$; $R_2 = R_{10} = 100 \text{ кОм}$; $R_6 = R_7 = R_{14} = R_{15} = 2 \text{ кОм}$; $(i_{1p} + i_{4p}) = (i_{1n} + i_{4n}) = 0.5 \text{ пА}/\sqrt{\text{Гц}}$;

$(i_{1n} + i_{4n}) = 5.35 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$; $D_{adc} = 106 \text{ дБ}$; ширина полосы частот $F = 50 \text{ кГц}$;

а), б) динамический диапазон тракта, дБ (sn – без учёта шумов АЦП; snadc – с учётом шумов АЦП).

в), г) уровень шума, приведённый к входу тракта, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ (nin – без шумов АЦП; ninadc – с шумами АЦП);

д), е) составляющие шумов на входе АЦП от разных источников шума, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Название ступени усиления – «0 дБ» – условное, для сравнения с другими ступенями усиления. Реальное усиление ступени «0 дБ» в тракте равно отношению максимального сигнала на входе тракта, когда начинается насыщение АЦП (full-scale), к максимальному уровню напряжения на выходе усилителя (на входе АЦП при насыщении). При максимальной допустимой амплитуде 10,7 В на входе тракта и 2,828 В (2 В эфф.) на входе АЦП реальное усиление в тракте – 0,264 раза.

На рис. 6а – 6г показаны результаты расчётов на модели тракта (сплошные линии) при ступени усиления «30 дБ». Реальное усиление в тракте – 8,35 раз, т.е. в 31,6 раза больше, чем при ступени «0 дБ». Там же кружками зелёного цвета показаны результаты экспериментальных измерений, рядом с которыми приведены измеренные значения и отклонения от теоретического расчётного значения. Видно, что отклонение от расчётного значения не превышает 0,22 дБ (2,6%).

На рис. 6д, 6е видно, что основным вклад в шумы тракта вносит в основном напряжение шума u_1 и u_3 первого каскада с операционными усилителями MC33079D.

Изготовитель микросхемы MC33079D указывает, что при внутреннем сопротивлении источника сигнала, равном 100 Ом, типичное значение шума микросхемы составляет 4,5 $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ (минимальное и максимальное не указаны). Отличие изменённого значения (5,35 $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$) от расчётного составляет около 19%. Такое отклонение может быть объяснено:

- более высоким суммарным сопротивлением на входе микросхемы ($R_{g1} = 50 \text{ Ом}$; $R_1 = 300 \text{ Ом}$, т.е. всего – 350 вместо 100 Ом, указанных изготовителем; шум сопротивления 350 Ом составляет 2,4 $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, а 100 Ом – всего 1,3 $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$);
- разбросом шумовых параметров при изготовлении микросхем;
- наличием дополнительных шумов от замкнутого ключа коммутатора ADG333ABRS, переключающего ступени усиления (на схеме рис. 2 шумы коммутатора не показаны).

Сопротивление замкнутого ключа коммутатора ADG333ABRS составляет от 25 до 45 Ом. Но кроме э.д.с. шумов Джонсона этого сопротивления [7] (0,64...0,85 $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$), полупроводниковая структура замкнутого ключа вносит дополнительный шум, вели-

чина которого, к сожалению, не огорожена изготовителем.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Полученные расчётные и экспериментальные данные подтверждают адекватность разработанной модели реальному тракту:

- хорошим совпадением характера изменения параметров динамического диапазона и чувствительности;
- близостью расчётных и экспериментальных абсолютных значений параметров динамического диапазона и чувствительности.

Однако по двумерным графикам трудно представить общую картину зависимости динамического диапазона и чувствительности тракта от усиления первого каскада K_1 при вариациях сопротивлений резисторов. На рис. 7 представлены трёхмерные поверхности динамического диапазона и чувствительности (шума, приведённого к входу тракта), которые дают более полное представление о закономерностях изменения этих параметров.

Из приведённых графиков видно следующее:

- наибольшее значение динамического диапазона достигается при

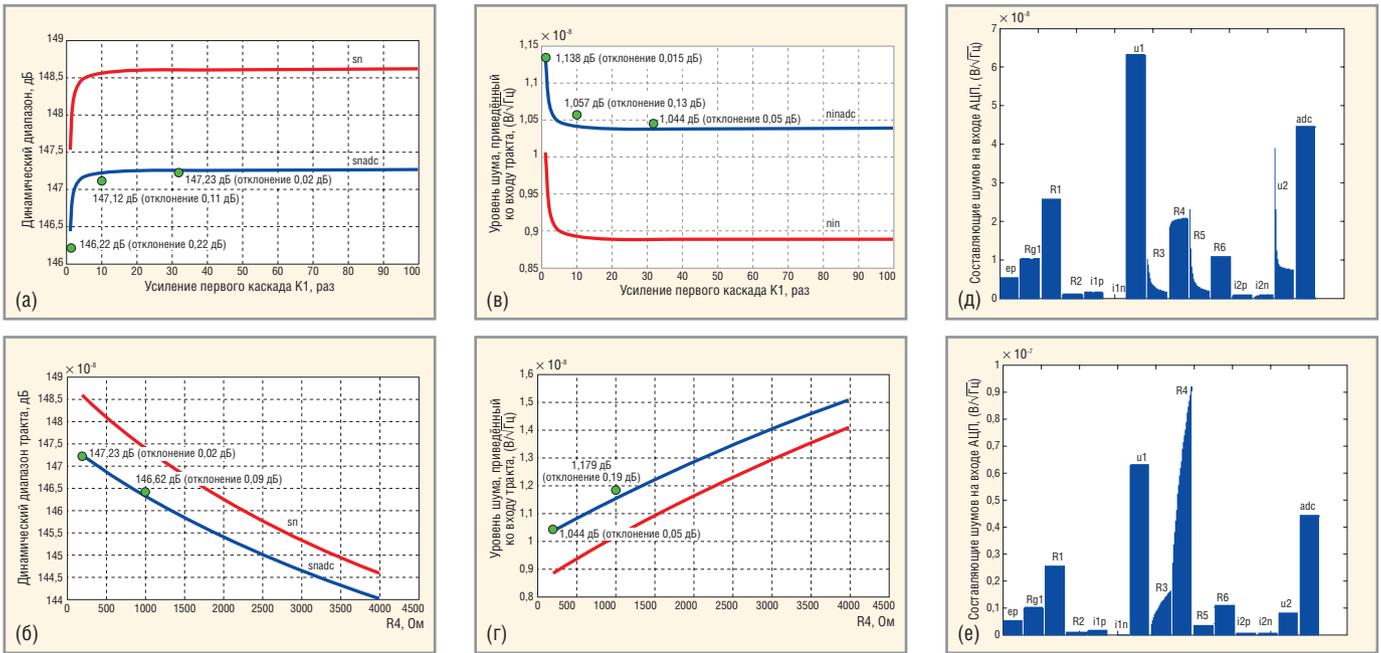


Рис. 6. Сравнение теоретических и экспериментальных результатов при степени усиления «30 дБ»

Исходные данные для расчётов (см. рис. 2): $e_p=e_n=1\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$; $R_{g1}=R_{g2}=50\text{ Ом}$; $R_1=R_9=300\text{ Ом}$; $R_2=R_{10}=100\text{ кОм}$; $R_6=R_7=R_{14}=R_{15}=2\text{ кОм}$; $(i_{1p}+i_{4p})=(i_{1n}+i_{4n})=0,5\text{ нА}/\sqrt{\text{Гц}}$; $(u_{1}+u_{4})=5,35\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$; $D_{adc}=106\text{ дБ}$; ширина полосы частот $F=50\text{ кГц}$;

- а), б) динамический диапазон тракта, дБ (sn – без учёта шумов АЦП; $snadc$ – с учётом шумов АЦП).
- в), г) уровень шума, приведённый к входу тракта, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ (nin – без шумов АЦП; $ninadc$ – с шумами АЦП);
- д), е) составляющие шумов на входе АЦП от разных источников шума, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$.

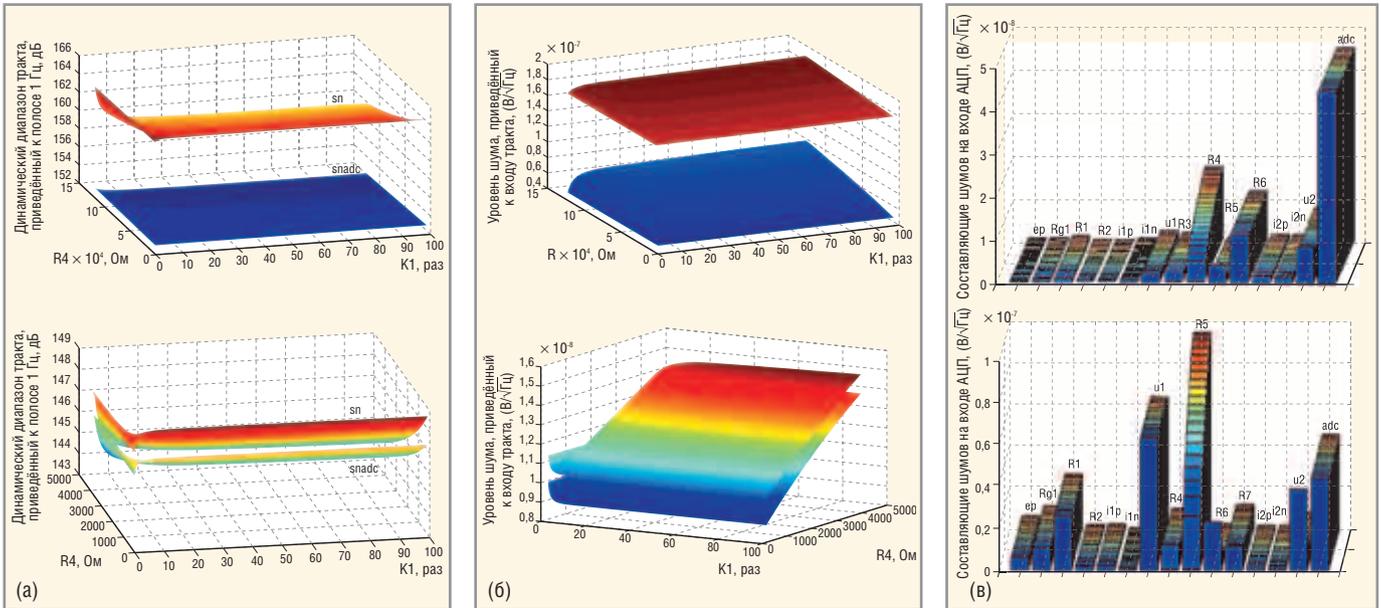


Рис. 7. Динамический диапазон и чувствительность в зависимости от K1 и R4

Исходные данные для расчётов (см. рис. 2): $e_p=e_n=1\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$; $R_{g1}=R_{g2}=50\text{ Ом}$; $R_1=R_9=300\text{ Ом}$; $R_2=R_{10}=100\text{ кОм}$; $R_6=R_7=R_{14}=R_{15}=2\text{ кОм}$; $(i_{1p}+i_{4p})=(i_{1n}+i_{4n})=0,5\text{ нА}/\sqrt{\text{Гц}}$; $(u_{1}+u_{4})=5,35\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$; $D_{adc}=106\text{ дБ}$; ширина полосы частот $F=50\text{ кГц}$;

- а) динамический диапазон тракта, дБ (sn – без учёта шумов АЦП; $snadc$ – с учётом шумов АЦП);
- б) уровень шума, приведённый к входу тракта, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ (nin – без шумов АЦП; $ninadc$ – с шумами АЦП);
- в) составляющие шумов на входе АЦП от разных источников шума, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$.

минимальном усилении в тракте (см. рис. 7а), степень усиления – «0 дБ», максимальное значение $snadc$ – около 152 дБ в полосе 1 Гц, причём динамический диапазон тракта не может превысить динамический диапазон самого АЦП (около 153 дБ в полосе 1 Гц);

- с увеличением усиления в тракте динамический диапазон сужается, поскольку часть динамического диапазона АЦП начинают занимать усиленные собственные шумы тракта (сравните с верхним рис. 7а, максимальное значение $snadc$ достигает 147 дБ);

- увеличение усиления $K1$ в первом каскаде и уменьшение сопротивлений резисторов расширяет динамический диапазон тракта (выполнять первый каскод в виде повторителя с $K1 = 1$ нецелесообразно);
- чувствительность тракта увеличивается, а шумы, приведённые к вхо-

ду тракта, уменьшаются с повышением усиления KI первого каскада и уменьшением сопротивлений резисторов;

- с увеличением усиления в тракте доля шумов АЦП в общем уровне шумов тракта уменьшается (сравните рисунки 7б: при ступени усиления «0 дБ» доминируют шумы АЦП, а при «30 дБ» – шумы ОУ $u1$ и $u3$).

Следует отметить, что при ступени усиления «30 дБ» выбранное усиление KI первого каскада (31,6 раза) и значение сопротивления резистора $R4$ (200 Ом), а также сопротивлений других резисторов позволяет достичь почти максимальной чувствительности и почти наибольшего динамического диапазона (отставание от максимально достижимых значений не более, чем на 0,1 дБ).

На рис. 5 – 7 показано, что динамический диапазон тракта и чувствительность изменяются нелинейно. Возникает вопрос – существует ли такое усиление в тракте, когда достигается оптимальное соотношение между динамическим диапазоном и чувствительностью?

На рис. 8 показаны зависимости этих параметров от ступеней усиления в тракте для случая, когда входной каскад на ступени усиления «30 дБ» имеет усиление KI 31,2 раза.

Видно, что между ступенями усиления «20 дБ» и «30 дБ» отношение «динамический диапазон/уровень собственного шума тракта» достигает максимума. То есть в этой области зависимость динамического диапазона и собственного шума от усиления в тракте *одинакова* (это означает всего лишь одинаковый наклон кривых динамического диапазона и шума вблизи этих ступеней усиления).

Всё это говорит о том, что *при изменении усиления в тракте динамический диапазон не имеет максимума*, точнее, максимум находится в точке минимального усиления. Поэтому при практическом использовании тракта следует выбирать, какой из параметров – динамический диапазон или чувствительность – является приоритетным, исходя из специфики поставленной задачи.

Следует отметить, что при повторителе на входе тракта, когда $KI = 1$, характер кривых будет существенно иным, нежели на рис. 8. Однако этот вариант, как уже было показано, не является перспективным из-за про-

игрыша в 1...2 дБ по шумам (см. рис. 7) по сравнению с вариантом при $KI = 31,2$.

В таблице приведены расчётные данные достижимых уровней шумов, приведённых к входу тракта, с разными ОУ, с разными динамическими диапазонами АЦП и без АЦП.

Из таблицы видно, что при использовании *полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя* возможно достижение спектральной плотности шумов, приведённых к входу тракта, от 5 до 10 нВ/√Гц. Такой уровень шумов *лишь в 2 раза* отличается от шумов самих операционных усилителей, т.е. близок к предельно достижимому уровню.

При этом доминирующими шумами при маломощающем ОУ ADA4004-4 фирмы становятся шумы защитных входных резисторов $R1$ и $R9$ (300 Ом) и собственные шумы АЦП (доминирующими шумами при использовании, например, ОУ MC33079D являются шумы самого ОУ).

Следует отметить, что токовые шумы входов операционных усилителей $i1p; i1n; i2p; i2n; i3p; i3n; i4p; i4n$ незначительно влияют на общий уровень шумов тракта, если выходное сопротивление источника сигнала достаточно низкое (десятки – сотни ом).

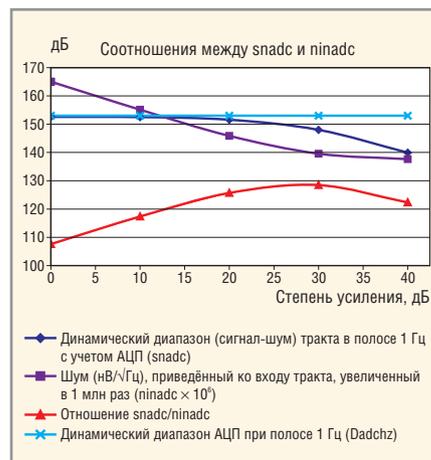


Рис. 8. Соотношения между динамическим диапазоном и уровнем собственных шумов тракта

Нелинейность и уровень шума многоканального модуля

На основе упомянутой физико-математической модели канала разработаны и внедрены четырёх- и восьмиканальные модули сбора и обработки информации с использованием полностью дифференциальных инструментальных измерительных усилителей. Все каналы модулей независимы друг от друга (на входе нет коммутатора каналов). На выходе каждого канала применены высококачественные $\Delta\Sigma$ -АЦП. Ширина по-

Расчётный уровень шума, приведённого к входу тракта с полностью дифференциальным инструментальным измерительным усилителем

Операционный усилитель	Степень усиления	Динамический диапазон АЦП	Уровень шумов, приведённых к входу тракта, нВ/√Гц	Доминируют шумы
MC33079D $(i1p = i1n = i2p = i2n = i3p = i3n = i4p = i4n = 0,5 \text{ нА}/\sqrt{\text{Гц}};$ $u1 = u2 = u3 = u4 = 4,5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}})$	«30 дБ»	106 дБ	9,5	u1; u2; u3; u4
		110 дБ	8,5	
		Без АЦП	7,9	
	«40 дБ»	106 дБ	7,6	
		110 дБ	7,5	
		Без АЦП	7,4	
OPA4228 $(i1p = i1n = i2p = i2n = i3p = i3n = i4p = i4n = 0,4 \text{ нА}/\sqrt{\text{Гц}};$ $u1 = u2 = u3 = u4 = 3 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}})$	«30 дБ»	106 дБ	8,2	АЦП
		110 дБ	7,1	u1; u2; u3; u4
		Без АЦП	6,2	
	«40 дБ»	106 дБ	5,9	
		110 дБ	5,8	
		Без АЦП	5,7	
ADA4004-4 $(i1p = i1n = i2p = i2n = i3p = i3n = i4p = i4n = 3,5 \text{ нА}/\sqrt{\text{Гц}};$ $u1 = u2 = u3 = u4 = 2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}})$	«30 дБ»	106 дБ	8	
		110 дБ	6,8	АЦП; R1; R9
		Без АЦП	5,9	R1; R9
	«40 дБ»	106 дБ	5,3	
		110 дБ	5,2	
		Без АЦП	5	

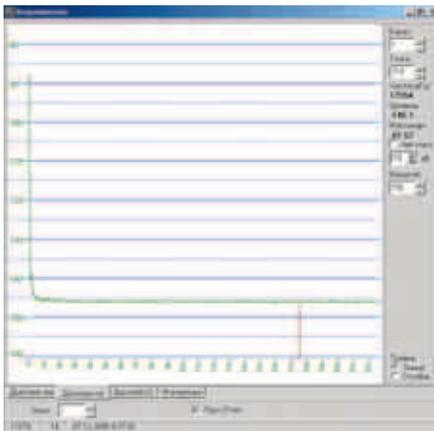


Рис. 9. Спектр собственных шумов одного канала восьмиканального модуля при ступени усиления «30 дБ» и нагрузке на входе 50 Ом

По оси абсцисс частота от 0 до 50 кГц. Ширина одного бина 24,41 Гц при размере блока FFT 4096.

По оси ординат уровень шума в децибелах относительно 1 В эфф. (на частоте 17554 Гц уровень шума –146,1 дБ относительно 1 В в полосе 24,41 Гц). Спектральная плотность шума 10,1 нВ/√Гц, приведенная к входу канала.

лосы частот сигнала – от долей герца до 50 кГц при восьмиканальном варианте и 200 кГц – при четырёхканальном.

На рис. 9 приведён спектр одного из каналов восьмиканального модуля сбора и обработки. Видно, что даже на операционных усилителях со средними шумовыми параметрами (МС33079D; 4,5 нВ/√Гц) достигнута спектральная плотность напряжения шума, приведённого к входу канала, около 10 нВ/√Гц с учётом шумов 24-разрядного АЦП CS5361. Без АЦП можно получить величину шума усилителя на уровне 8 нВ/√Гц.

На рис. 10 приведены графики с оценкой нелинейности одного из каналов 8-канального модуля. Под SFDR (Spurious Free Dynamic Range) понимается отношение уровня максимальной n-й гармоники в спектре к уровню первой гармоники. Уровень сигнала первой гармоники изменялся в пределах от 0 дБ (насыщение АЦП) до –18 дБ. Видно, что при симметричном источнике сигнала достигнут SFDR лучше –100 дБ во всём диапазоне изменений от –18 до –1 дБ относительно уровня насыщения АЦП. Причём при несимметричном источнике сигнала нелинейность тракта несколько хуже, но SFDR при этом не превышает –90 дБ.

Это говорит о перспективности практического использования полностью дифференциальных инстру-

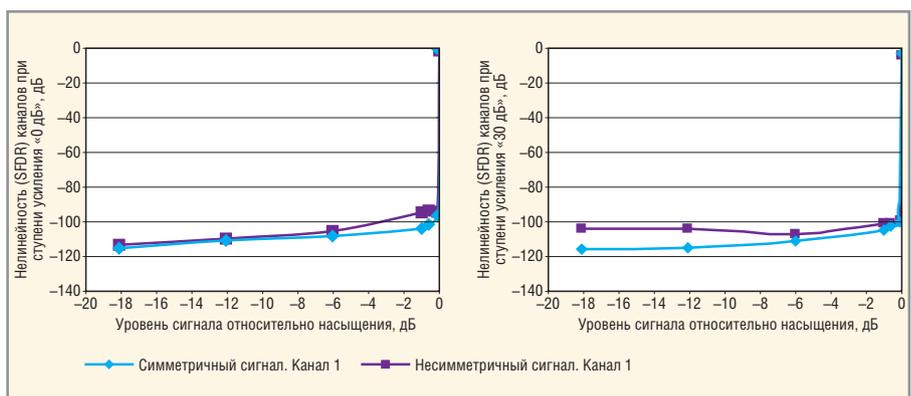


Рис. 10. Нелинейность одного из каналов 8-канального модуля при симметричных и несимметричных сигналах на входе тракта

ментальных измерительных усилителей в высококачественных приёмных трактах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель позволяет достичь чувствительности тракта 5...10 нВ/√Гц, близкой к предельно возможной.
2. Для реализации полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя достаточно одного корпуса микросхемы с четырьмя ОУ.
3. Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель может использоваться в высококачественных трактах, как с АЦП, так и без него.
4. Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель может работать как с несимметричными, так и с симметричными источниками сигнала без каких-либо перенастроек.
5. Разработчикам больших интегральных микросхем целесообразно уделить внимание созданию специализированного полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя со встроенными коммутаторами для переключения усиления ввиду перспективности этого варианта построения высококачественных приёмных трактов. Такой вариант представляется более перспективным, нежели разрабатываемые в настоящее время зарубежные полностью дифференциальные усилители [6].
6. Созданная физико-математическая модель тракта позволяет избежать

трудоемкого макетирования при поиске оптимального варианта построения тракта и даёт расчётные результаты, близкие к экспериментальным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гарманов А.В. Требования к источникам сигналов АЦП с входным динамическим коммутатором каналов в многоканальном режиме. Памятка пользователю. Москва: L-Card, 2005 (www.lcard.ru).
2. Гарманов А.В. Оценка межканального прохождения в АЦП с входным динамическим коммутатором каналов. Москва: L-Card, 2003 (www.lcard.ru).
3. Wynn J. Ron Modulation in CMOS Switches and Multiplexers; What It Is and How to Predict Its Effect on Signal Distortion. Application Note AN-251. Analog Devices (www.analog.com).
4. Minimizing Total Harmonic Distortion Contributed by Analog Switches in Audio Systems. Dallas Semiconductor MAXIM. February, 2001. Application Note 730 (http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote-number/730/ln/en).
5. Buxton J. Programmable Gain Amplifiers. System application guide. Analog Devices, Inc. G1829-10-9/93 (www.analog.com).
6. Karki J. Fully-Differential Amplifiers. Application Report SLOA054D. January 2002. Texas Instruments (www.ti.com).
7. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Том 2. Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Мир, 1993.
8. Болдырев В.А. Предварительный усилитель для аналого-цифрового преобразователя. Заявка на полезную модель. Приоритет от 22.08.2005 г. Регистрационный номер 2005126530.
9. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Том 1. Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Мир, 1993.
10. System application guide. Analog Devices, Inc. G1829-10-9/93 (www.analog.com). ©

Качество...
Точность...
Надёжность...



Прецизионные $\Delta\Sigma$ АЦП для промышленных применений

Наименование	Разрядность	Кол-во каналов	Скорость, выборок/с	Шум, мкв	Интегральная нелинейность, ppm	Интерфейс	Корпус
LTC2400	24	1	7.5	1.5	2	SPI	S0-8
LTC2415	24	1	15	1.1	1	SPI	SSOP-16
LTC2420	20	1	7.5	6	4	SPI	S0-8
LTC2421	20	1	7.5	6	4	SPI	MSOP-10
LTC2422	20	2	7.5	6	4	SPI	MSOP-10

Области применения:

- Системы сбора данных
- Электронные весы
- Цифровые измерители температуры и давления
- Медицинская электроника
- Системы промышленной автоматики

