

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

(часть 1)

Владимир Болдырев (Краснодарский край)

В статье рассмотрен один из перспективных вариантов реализации приёмного тракта на основе нетрадиционного полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя. Усилитель обладает мегаомным входным сопротивлением при работе с симметричным и несимметричным источником аналоговых сигналов и имеет симметричный выход. Усилитель удобен для стыковки с аналого-цифровым преобразователем с симметричным входом. В среде MATLAB моделируются шумовые свойства, динамический диапазон всего тракта при изменении усиления и вариациях сопротивлений резисторов. Сравняются результаты моделирования с экспериментальными данными в области частот от нуля до нескольких сотен кГц.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на разнообразие современных микросхем, при разработке трактов, позволяющих одновременно достичь высоких показателей по нескольким параметрам, разработчика ожидает тернистый путь выбора схемных решений. Статья посвящена вопросам оптимизации и моделирования схемных решений высокочувствительных трактов как с аналого-цифровым преобразователем на выходе, так и без него.

Многолетний опыт автора позволил выявить перспективные решения для достижения наилучших показателей в приёмных трактах. Они экспериментально проверены в области частот до нескольких сотен кГц. Большинство решений может быть использовано также и в мегагерцовом диапазоне с дополнительным учётом специфики высоких частот, поскольку в решениях использованы основополагающие принципы, общие для приёмных трактов.

В статье уделяется внимание вопросам создания трактов:

- высокой защищённости от внешних и внутренних помех;

- высокой развязки между каналами;
- высокой линейности;
- высокой стабильности усиления;
- высокого входного сопротивления;
- широкого диапазона входных напряжений, нередко превышающих напряжение питания микросхем в тракте;
- широкого диапазона изменения усиления;
- предельно малого уровня собственных шумов;
- большого динамического диапазона.

Эта область комплексного проектирования значительно сложнее, чем создание трактов с характеристиками, для которых достаточно рекомендаций, публикуемых разработчиком микросхем.

Постановка задачи

Перечисленные во введении параметры говорят о высокой степени универсальности рассматриваемых трактов, поскольку они могут быть использованы при создании как простых, так и высококачественных (hi-fi и high-end) систем.

Кратко остановимся на технических решениях, позволяющих достичь высокого качества.

Высокая защищённость от внешних и внутренних помех достигается выполнением тракта в полностью симметричном варианте, т.е. с симметричным входом, схемой разводки усилителя и выходом. При таких условиях внешние помехи, наводимые на разных участках тракта, имеют одинаковую фазу и амплитуду, причём в симметричном тракте они подавляются как синфазные составляющие (точнее, не усиливаются в нём).

Это особенно важно для плат, работающих в слотах компьютеров под воздействием как мощных шумовых и помеховых полей самого компьютера, так шумовых токов, текущих по сигнальным цепям входных кабелей и их экранам, включая значительные токи между корпусами источника сигнала, компьютера и сетевым заземлением. Без симметричного исполнения эти помехи и шумы могут превысить собственные шумы тракта.

При несимметричном входе и тракте внешние наводимые помехи должны подавляться по уровню дополнительными электромагнитными экранами на плате в зоне аналоговой части трактов, разделением цифровой и аналоговой «земли» на плате (вплоть до гальванической их развязки), высококачественной экранировкой входного кабеля, а также гальванической развязкой источника сигнала от заземления. Лишь при этих условиях можно приблизиться к уровню помех в несколько десятков нановольт в полосе 1 Гц, приведённых к входу тракта. И всё равно, несмотря на все ухищрения, в несимметричном исполнении практически невозможно полностью

избавиться от помех. Исключение составляют тракты с очень низким входным сопротивлением (десятки ом).

Наряду с симметричностью, одним из перспективных решений по частотной селекции помех является формирование полосы тракта и избирательности после аналого-цифрового преобразования. Современные высококачественные широкополосные дельта-сигма АЦП ($\Delta\Sigma$ АЦП) имеют встроенные цифровые фильтры, которые обеспечивают высокую амплитудно-частотную и фазовую равномерность в полосе пропускания и крутой срез до 90 дБ и более вблизи края полосы пропускания при отстройке от частоты среза всего на несколько процентов. Такие фазовые и амплитудно-частотные параметры фильтров с порядком в несколько тысяч единиц недостижимы в аналоговом исполнении. Последующая цифровая фильтрация в процессоре компьютера может позволить сформировать требуемую, в том числе узкую перестраиваемую полосу частот без сложных аналоговых фильтров. При этом в аналоговой части достаточно предусмотреть лишь простой однозвенный антиалиасинговый RC-фильтр, подавляющий помехи в диапазоне десятков мегагерц. Современные 18–24-разрядные $\Delta\Sigma$ АЦП способны обрабатывать полезный сигнал частотой до 2...3 МГц.

Такие решения с $\Delta\Sigma$ АЦП, имеющими к тому же симметричные входы, которые позволяют подавить синфазные помехи, дают возможность предельно упростить приёмный тракт, в котором определяющими становятся параметры входного усилителя.

При использовании коммутаторов или ключей в каналах, например, для переключения усиления, желательно выбирать микросхемы коммутации с управляющими цепями потенциального типа (высокий/низкий потенциал – ключ включен/выключен). Это позволяет применить в цепях управления коммутаторами RC-фильтры с большими ёмкостями и большими сопротивлениями, гарантирующие эффективную развязку от помех дискретных и цифровых цепей управления и от широкополосных помех компьютера.

Важно также, чтобы все вторичные источники питания имели общую синхронизацию и достаточно высокие частоты преобразования, что позволяет избежать помех в трактах от

гармоник этих источников, блуждающих по частоте (удобны, например, 400-кГц DC/DC-преобразователи серий DCR, DCP, DCV фирмы Texas Instruments).

Большая развязка между каналами (более 100 дБ) при многоканальном исполнении достигается при следующих мерах:

- отказ от межканальных коммутаторов на входе тракта (исчезают переходные процессы при коммутации каналов) [1, 2];
- выполнение аналоговой «земли» с зазором между каналами от входа канала до корпуса АЦП (уменьшаются блуждающие межканальные токи по аналоговой «земле»);
- выполнение разводки аналоговых сигнальных цепей и цепей питания таким образом, чтобы эти цепи не пересекали зазоры аналоговой «земли» между каналами (не заходили в область смежных каналов);
- максимально возможное разнесение в пространстве конденсаторов, резисторов и вводов микросхем высокочувствительного входа от аналогичных элементов смежного канала (при необходимости возможно использование экранирующих стенок между каналами в области зазора аналоговой «земли» около входа);
- использование полностью экранированных входных разъёмов, отдельных для каждого из входов (при общем многоконтактном разъёме на входе необходимо подключить контакты вокруг сигнальных цепей на аналоговую «землю» соответствующего канала);
- неиспользование в разных каналах частей микросхемы, размещённых в одном корпусе;
- питание каждого канала от собственного вторичного источника питания (при необходимости).

Тракты с очень низким входными сопротивлениями (десятки ом) также позволяют увеличить развязку, но малое входное сопротивление – существенный недостаток.

Высокая линейность (более 100 дБ) достигается при использовании:

- высококачественных ОУ и коммутаторов, переключающих усиление, с широким допустимым диапазоном напряжений сигнала, вплоть до напряжений, близких к напряжению питания;
- коммутаторов с низкоомными ключами в замкнутом состоянии и

высокоомной нагрузкой внешних цепей, к которым подключен ключ (рекомендации по расчёту линейности даны в [3, 4]);

- грамотного выполненных схем коммутации усиления, когда через ключи коммутатора протекают сигнальные токи предельно малого уровня [5];
 - использование АЦП с высокой линейностью (как правило, это 18 – 24-разрядные $\Delta\Sigma$ АЦП с симметричными входами).
- Высокая стабильность усиления (на уровне $\pm 0,1$ дБ) достигается при использовании:*
- стабильных по температуре и времени пассивных и активных компонентов в трактах, в особенности – генератора опорного напряжения, определяющего масштаб преобразования аналогового сигнала в цифровой в АЦП;
 - АЦП с входом от внешнего генератора опорного напряжения;
 - высокостабильных источников питания для аналоговой части АЦП, особенно если АЦП не имеет входа для внешнего генератора опорного напряжения.

Высокое входное сопротивление тракта является комплексным параметром, связанным с диапазоном входных напряжений, диапазоном изменения усиления и с выбором схемных решений, обеспечивающих стыковку симметричного/несимметричного источника сигналов с симметричным входом АЦП.

Высокое входное сопротивление само по себе необходимо для того, чтобы источник сигнала не изменял своего выходного напряжения и линейности при подключении приёмного тракта. Это особенно важно при высокоомном источнике сигнала.

Когда диапазон входных напряжений превышает напряжение питания микросхем тракта, необходимо на входе тракта ставить делитель напряжения для снижения уровня сигнала несколько ниже напряжения питания микросхем. Высокоомный делитель чаще всего неприемлем ввиду снижения чувствительности из-за э.д.с. шумов Джонсона [6] в резисторах делителя в соответствии с формулой $e^2 = 4kTR(\Delta f)$. Поэтому делитель должен быть составлен из резисторов с сопротивлением значительно меньше 10 кОм (спектральная плотность э.д.с. шума резистора 10 кОм состав-

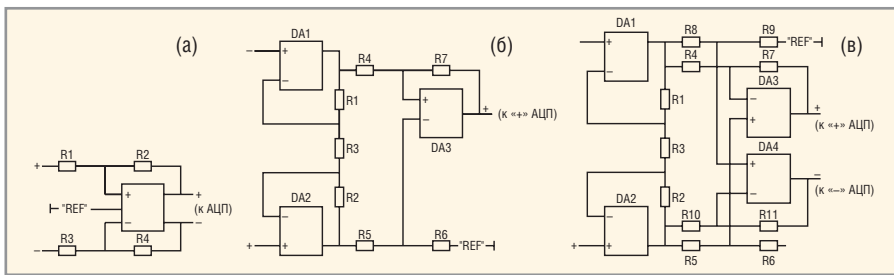


Рис. 1. Схемы усилителей

- а) полностью дифференциальный усилитель [6];
- б) «классический» инструментальный измерительный усилитель [6];
- в) полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель [8]

ляет около $13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, что резко ограничивает чувствительность тракта).

Для того чтобы расширить диапазон напряжения входных сигналов, можно встроить во входной делитель ключи, изменяющие коэффициент передачи делителя. Недостатками такого решения является, с одной стороны, наличие самого делителя, а с другой – некоторое изменение входного сопротивления тракта при смене коэффициента деления входного делителя. Для измерительных прецизионных трактов это весьма нежелательно.

В последние годы в зарубежных разработках всё чаще появляются так называемые полностью дифференциальные усилители [7], у которых имеются два симметричных входа и два симметричных выхода (см. рис. 1а). Важное преимущество этого типа усилителей – в удобстве стыковки его выходов с симметричным входом АЦП. Однако у них есть и большой недостаток: низкое входное сопротивление – порядка килоома и менее, поэтому они непригодны для работы с высокоомными источниками сигнала. Повышение входного сопротивления этих усилителей ведёт к увеличению сопротивлений окружающих резисторов, ответственных за усиление, и, соответственно, к возрастанию шума резисторов и усилителя в целом. Кроме того, при смене усиления изменяется входное сопротивление усилителя.

Наилучшим решением является выполнение входа тракта подобно тому, как это делается в «классической» схеме измерительного (инструментального, по английской терминологии) усилителя [6], где сигнал подаётся на неинвертирующие входы двух ОУ (см. рис. 1б). Благодаря этому входное сопротивление тракта может достигать мегаом и даже гигаом

(в зависимости от типа транзисторов на входах операционных усилителей). При этом необходимо, чтобы входной сигнал не превосходил напряжения питания ОУ.

Предельно малый уровень собственных шумов в тракте также является комплексным параметром, связанным как с динамическим диапазоном тракта, так и с перечисленными выше параметрами.

Исходя из отмеченных выше задач, а также перечисленных конструктивных и схемных решений, усилитель в тракте должен иметь:

- симметричные входы;
- симметричные выходы;
- высокоомный вход;
- предельно малый уровень собственных шумов;
- большой динамический диапазон;
- высокую защищённость от внешних и внутренних помех;
- большую развязку между каналами;
- высокую линейность;
- высокую стабильность усиления;
- широкий диапазон изменения усиления;
- желательно, чтобы усилитель мог работать с источниками сигнала, имеющими несимметричный, а также симметричный выходы без дополнительных перестроек, без существенной потери линейности и чувствительности.

Всем этим параметрам отвечает предлагаемый автором полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель [8]. Основное отличие предложенного усилителя заключается в наличии второго симметричного выхода (см. рис. 1в), которого нет в известном инструментальном измерительном усилителе (рис. 1б).

Главным преимуществом полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя

по сравнению с полностью дифференциальными усилителями является, как уже отмечалось, высокое (более нескольких мегаом) входное сопротивление.

Структура предложенного усилителя позволяет достичь уровня собственных шумов, близких к потенциальным возможностям малошумящих входных транзисторов ОУ, причём при надлежащем выборе низкоомных резисторов во внутренних цепях усилителя вклад шумов самих резисторов и шумов второго каскада может быть достаточно малым по сравнению с шумами входных ОУ.

Можно отметить по крайней мере ещё несколько полезных свойств полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя:

- линейность усилителя слабо зависит от типа источника сигнала – симметричного или несимметричного (т.е. достигается высокая универсальность усилителя, не требующая каких-либо перенастроек при смене типа источника сигнала);
- линейность усилителя при надлежащем выборе ОУ может быть достаточно высока (более 100 дБ);
- входное сопротивление усилителя не зависит от изменения усиления в тракте;
- усилитель обладает значительным подавлением синфазных составляющих шумов и помех, что дополнительно к подавлению этих помех самим АЦП позволяет существенно повысить помехозащищённость тракта в целом;
- для реализации усилителя достаточно одного корпуса микросхемы с четырьмя ОУ.

Метод решения

На рисунке 2 показана эквивалентная схема полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя с источниками шумов в виде генераторов э.д.с. шума и генераторов шумового тока. Эквивалентная схема соответствует варианту с симметричными входными сигналами.

Разработанная физико-математическая модель содержит не только источники шумов усилителя, но и шумы источника сигнала, а также собственные шумы АЦП, поскольку те и другие вносят существенный, неред-

ко определяющий вклад в результирующий шум тракта.

Опыт работы с высокочувствительными трактами показал, что шумы выходного каскада стандартных генераторов обычно значительно больше шумов малошумящего тракта. Поскольку практические измерения шумов чаще проводятся с генераторами сигналов, в модели предусматривается учёт этих шумов (e_p , e_n).

Шумы генератора могут изменяться при переключении его выходного аттенюатора. При этом выходное сопротивление генератора (R_{g1} , R_{g2}) может оставаться постоянным, и, следовательно, постоянными будут э.д.с. e_{g1} , e_{g2} , которые независимы от e_p , e_n . Такая особенность внешних по отношению к усилителю шумов учитывается в модели.

В модели учитывается также следующее:

- симметричные сигналы когерентны и поэтому на выходе могут вычисляться с использованием обычной операции суммирования;
- некоторые составляющие шумов (например, входные шумы) также когерентны между собой на выходе и также могут вычисляться с использованием обычной операции суммирования;
- суммарный уровень некогерентных составляющих шумов на выходе вычисляется как корень квадратный из суммы квадратов составляющих.

В результате модель позволяет вычислить на выходе усилителя отношение максимального эффективного значения сигнала к суммарному уровню шумов, т.е. динамический диапазон усилителя. Кроме того, при учёте собственных шумов АЦП и шумов источника сигнала модель позволяет оценить динамический диапазон тракта в целом.

Зная при известном усилении максимальный эффективный входной уровень сигнала и динамический диапазон, можно определить приведённый ко входу собственный уровень шумов тракта. Его называют также *пороговой чувствительностью*, предполагая, что шумы равны минимально различимому «пороговому» уровню сигнала.

Таким образом, модель позволяет определить два важнейших параметра – динамический диапазон и уровень шумов на входе (пороговую чув-

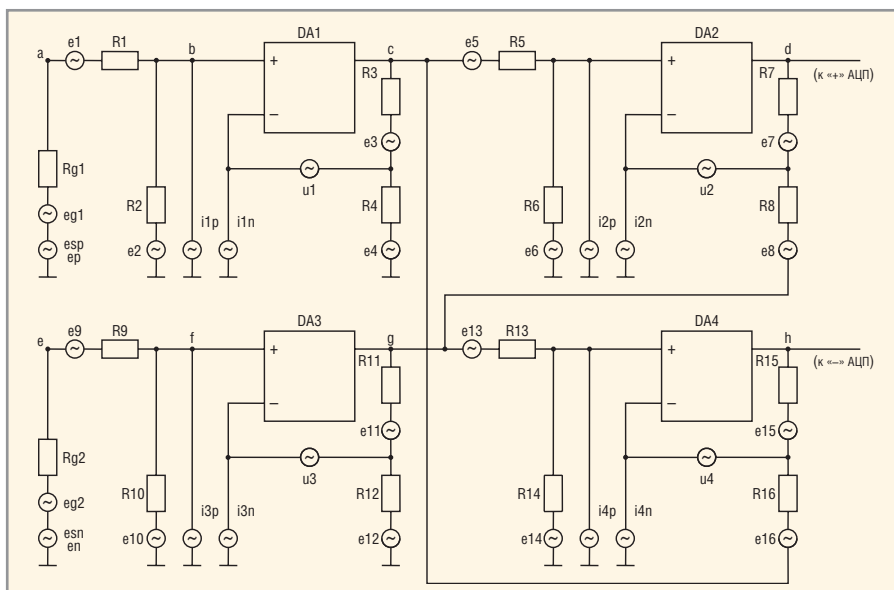


Рис. 2. Эквивалентная схема источников шумов полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя

- e_p , e_n – спектральная плотность э.д.с. шума на неинвертирующем и инверсном выходах выходного усилителя источника сигнала, $nB/\sqrt{Гц}$;
- esp , esn – эффективное значение э.д.с. сигнала на неинвертирующем и инверсном выходах выходного усилителя источника сигнала, $nB/\sqrt{Гц}$;
- R_{g1} , R_{g2} – внутреннее выходное сопротивление неинвертирующего и инверсного выходов источника сигнала, Ом;
- e_{g1} , e_{g2} – спектральная плотность э.д.с. шума внутреннего выходного сопротивления неинвертирующего и инверсного выходов источника сигнала, $B/\sqrt{Гц}$;
- $e1$ – $e16$ – спектральная плотность э.д.с. шума резисторов $R1...R16$, $B/\sqrt{Гц}$;
- $i1p$ – $i4p$ – спектральная плотность генераторов шумового тока неинвертирующего входа ОУ DA1 – DA4, $A/\sqrt{Гц}$;
- $i1n$ – $i4n$ – спектральная плотность генераторов шумового тока инверсного входа ОУ DA1 – DA4, $A/\sqrt{Гц}$;
- $u1$ – $u4$ – спектральная плотность э.д.с. шума ОУ DA1 – DA4, $B/\sqrt{Гц}$;
- a , b , c , d , e , f , g , h – контрольные точки, в которых определяются уровни сигнала и шумов.

ствительность тракта). В среде MATLAB, благодаря матричному представлению данных, модель тракта позволяет по двух-, трёхмерным и гистограммным средствам визуализации судить о зависимости динамического диапазона и приведённого ко входу уровня шумов от коэффициентов усиления каждого из каскадов и выбора резисторов. Кроме того, по двумерным и трёхмерным гистограммам можно судить о характере изменения и о вкладе каждой из составляющих шумов в тракте.

Такой многоплановый подход позволяет *выявить потенциальные возможности тракта без его макетирования*, которое, как показывает практика, требует значительных временных, материальных и трудовых затрат. При этом появляется возможность выбора оптимального варианта тракта, по параметрам близкого к наилучшему, без перебора многочисленных вариантов при макетировании.

Принципы, положенные в основу расчётов и измерений параметров тракта

Вычисления сигналов в модели выполняются в вольтах, поскольку это удобный и легко измеряемый параметр при наличии широкополосного вольтметра. При измерениях удобно пользоваться вольтметром, показывающим эффективные значения напряжения (например, прецизионным пятиразрядным цифровым мультиметром FLUKE 187 True RMS Multimeter).

Вычисления уровня шумов в модели ведутся в единицах спектральной плотности напряжения $B/\sqrt{Гц}$ (другими словами, в вольтах в полосе шириной 1 Гц), что позволяет избежать сложности восприятия результатов, связанных с зависимостью от ширины полосы частот тракта. Это позволяет сравнивать широкополосные и узкополосные тракты по их потенциальным возможностям с оценкой – сколько шумов находится в полосе

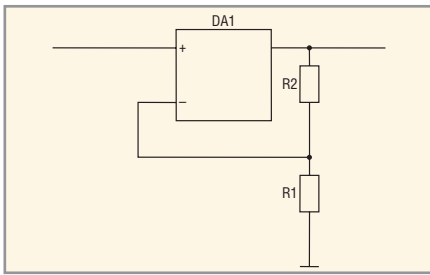


Рис. 3. Неинвертирующий ОУ

шириной 1 Гц. Два тракта с разными полосами частот будут иметь одинаковое качество исполнения, если спектральная плотность напряжения шума, приведённого к их входам, будет одинаковой.

Такой несколько необычный подход позволяет достаточно просто перейти к оценке параметров трактов в заданной полосе частот путём умножения или деления на корень из ширины полосы тракта в герцах.

Например, при ширине полосы тракта 10 кГц:

- пороговая чувствительность в вольтах в полосе частот составляет увеличенную в $\sqrt{10\ 000}$ спектральную плотность шумов, приведённых ко входу;
 - динамический диапазон в полосе частот – уменьшенную в $\sqrt{10\ 000}$ раз величину динамического диапазона в полосе 1 Гц.
- Реальные измерения шумов в единицах спектральной плотности удобно вести:
- используя спектральное представление выходного сигнала после АЦП и цифрового преобразования Фурье, в котором уровни шумов отсчитываются относительно 1 В и могут быть пересчитаны к полосе 1 Гц;
 - используя стандартные приборы – анализаторы спектра;
 - используя пересчёт к полосе 1 Гц значений эффективного напряжения шума во всей полосе при условии известной и ограниченной фильтрами ширины полосы частот тракта или измерительного канала.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАКТА

Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель содержит (см. рис. 1в) две одинаковые линейки, состоящие из первого каскада с двумя ОУ в неинвертирующем включении [9] (см. рис. 3) и второго каскада в виде двух дифференциальных усилителей [7] (см. рис. 4). Поэтому остановимся на основных

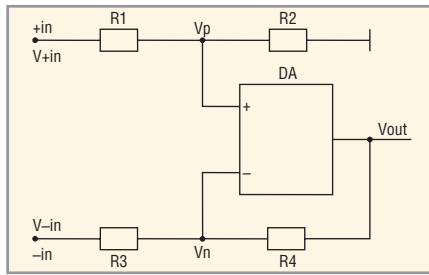


Рис. 4. Дифференциальный усилитель

формулах, справедливых для этих двух типов усилителей, прежде чем перейти к формулам полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя.

1. ОУ в неинвертирующем включении

На рисунке 3 показан ОУ в неинвертирующем включении. Коэффициент усиления такого усилителя равен [9]:

$$K = 1 + R2/R1. \quad (1)$$

Входной импеданс такого усилителя, как правило, значительно больше 1 МОм [9], а выходной импеданс равен долям ома.

2. Дифференциальный усилитель

На рисунке 4 показан дифференциальный усилитель [7]. Дифференциальный сигнал между входами (при симметричном входном сигнале) равен:

$$Vid = (V + in) - (V - in) = 2(V + in).$$

Выходной сигнал: $Vout = \alpha(f)(Vp - Vn)$, где $\alpha(f)$ – коэффициент усиления при открытой обратной связи.

$$\text{Сигнал } Vp = (V + in)R2/(R1 + R2).$$

$$\text{Сигнал } Vn = [(V - in)R4/(R3 + R4)] + [Vout R3/(R3 + R4)].$$

Разностный сигнал на входах операционного усилителя:

$$Vp - Vn = [(V + in)R2/(R1 + R2)] - [(V - in)R4/(R3 + R4)] - Vout R3/(R3 + R4).$$

Тогда выходной сигнал:

$$Vout = \alpha(f)\{[(V + in)R2/(R1 + R2)] - [(V - in)R4/(R3 + R4)] - Vout R3/(R3 + R4)\}.$$

Откуда:

$$Vout = \{\alpha(f)[(V + in)R2/(R1 + R2)] - [(V - in)R4/(R3 + R4)]\} / [1 + \alpha(f)R3/(R3 + R4)].$$

В дифференциальном усилителе $R1 = R3; R2 = R4; V + in = V - in$, кроме то-

го, коэффициент усиления при открытой обратной связи $\alpha(f)$ значительно больше 1.

Поэтому формулу можно упростить:

$$Vout = 2(V + in)R2/R1 = VidR2/R1. \quad (2)$$

То есть выходной сигнал в дифференциальном усилителе равен дифференциальному сигналу на входе, увеличенному на отношение резисторов $R2/R1$.

3. Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель

3.1. Вычисление сигнала

Первый каскад, верхняя линейка

Сигнал в точке «а» (см. рис. 2): $Vinp = esp - [espRg1/(Rg1 + R1 + R2)]$, откуда $esp = Vinp[(Rg1 + R1 + R2)/(R1 + R2)]$.

Сигнал в точке «b»: $Vb = VinpR2/(R1 + R2)$.

Сигнал в точке «с»: $Vc = Vb(1 + R3/R4) = Vinp[R2/(R1 + R2)](1 + R3/R4)$.

Первый каскад, нижняя линейка

Сигнал в точке «e»: $Vinn = esn - [esnRg2/(Rg2 + R9 + R10)]$, откуда $esn = Vinn[(Rg2 + R9 + R10)/(R9 + R10)]$.

Сигнал в точке «f»: $Vf = VinnR10/(R9 + R10)$.

Сигнал в точке «g»: $Vg = Vf(1 + R11/R12) = Vinn[R10/(R9 + R10)](1 + R11/R12)$.

Первый каскад, верхняя линейка

Сигнал в точке «d»: $Vd = \alpha(f)[VcR6/(R5 + R6) - VgR7/(R7 + R8)] / [1 + \alpha(f)R8/(R7 + R8)]$.

Коэффициент усиления $\alpha(f)$ при открытой обратной связи DA2 значительно больше 1. При этом дифференциальный сигнал на входе $Vin = 2Vinp = -Vinn$.

В полностью дифференциальном инструментальном измерительном усилителе обе линейки должны быть симметричны, т.е.:

$$Rg1 = Rg2; R1 = R9; R2 = R10; R3 = R11; R4 = R12; R5 = R8 = R12 = R16; R6 = R7 = R14 = R15.$$

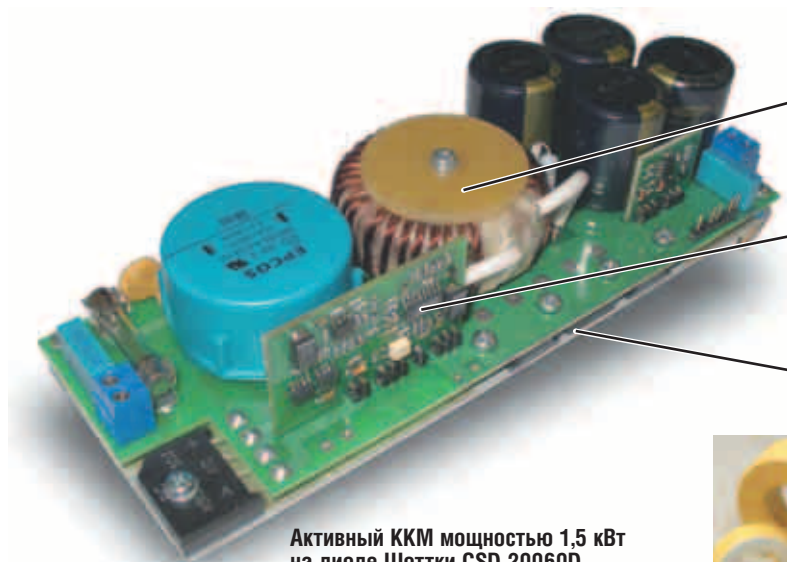
Тогда сигнал в точке «d»: $Vd = Vin[R2/(R1 + R2)](1 + R3/R4)(R6/R5)$.

Первый каскад, нижняя линейка

Аналогично может быть получено выражение для сигнала в точке «h»:

Решения для аналоговой и силовой электроники

Пример практического применения



Активный ККМ мощностью 1,5 кВт на диоде Шоттки CSD 20060D



Высокоэффективные магнитодиэлектрические сердечники Micrometals для силовой электроники и ВЧ-техники



Применение SiC-диодов Шоттки позволяет

- Снизить потери в диоде и ключевом транзисторе в 2 раза
- Уменьшить количество силовых электронных компонентов в 3 раза
- Увеличить надёжность
- Повысить частоту преобразования, снизить массу и габариты
- Получить выигрыш в стоимости и эффективности одновременно

Характеристики высоковольтных диодов Шоттки фирмы Cree

Наименование	CSD04060A CSD04060D CSD04060E	CSD06060A CSD06060D CSD06060G	CSD10060A CSD10060D CSD10060E	CSD20060D	CSD05120A	CSD10120A CSD10120D	CSD20120D
U _{макс} , В	600	600	600	600	1200	1200	1200
I _{пост} , А	4	6	10	20	5	10	20
Типы корпусов	TO252, TO220-2, TO220-3	TO263, TO220-2, TO220-3	TO263, TO220-2, TO220-3	TO247-3	TO220-2	TO220-2, TO247-3	TO247-3

SiC-приборы – уникальность ВАШИХ РАЗРАБОТОК!

Узнайте подробности в компании ПРОСОФТ

Телефон: (495) 234-0636 • Web: www.prochip.ru

ПРОСОФТ – официальный дистрибьютор компании CREE в России и странах СНГ

$$Vb = -Vin[R2/(R1 + R2)](1 + R3/R4)(R6/R5).$$

Сигнал между точками «d» и «h» будет равен: $Vdb = 2Vin[R2/(R1 + R2)](1 + R3/R4)(R6/R5)$.

Сравнение этой формулы с формулами (1) и (2) показывает, что $(1 + R3/R4)$ – это усиление первого каскада, $R2/(R1 + R2)$ – коэффициент передачи входного делителя, а $2(R6/R5)$ – коэффициент усиления второго каскада. Множитель 2 перед $R6/R5$ обусловлен наличием второго симметричного выхода.

3.2. Вычисление шумов

Расчёт шумов значительно сложнее, чем расчёт сигналов, поскольку разные источники шумов имеют различную физическую природу и по-разному усиливаются в операционных усилителях. Публикации по природе шумов и по особенностям их учёта весьма обширны. Автор статьи руководствовался преимущественно [6, 7, 10].

При расчёте шумов не учитываются:

- повышение спектральной плотности составляющих низкочастотных шумов ОУ в области ниже 100 Гц, поскольку вклад этих шумов по сравнению с ВЧ-составляющими в широкополосных трактах незначителен (когда анализируется узкополосный НЧ-тракт, учёт этих составляющих необходим);
- постоянная составляющая в тракте;
- шумы из цепей питания, поскольку в качественных ОУ подавление их весьма велико;
- синфазная составляющая и её шумы – по тем же причинам;
- шумы из цепей смещения, необходимого для нормальной работы большинства высококачественных АЦП (шумы в цепях смещения должны быть надлежащим образом отфильтрованы сглаживающими RC-цепочками);
- внешние шумы и помехи, наводимые от компьютера, окружающих плат и цепей заземления (как показывает опыт, в большинстве случаев удаётся почти полностью избавиться от их влияния при соблюдении мер, описанных в разделе «Постановка задачи»).

Спектральная плотность напряжения шумов первого каскада

Шумы в точке «b»:

$$n_b^2 = (ep^2 + egl^2 + e1^2) \left[R2 / (Rg1 + R1 + R2) \right]^2 + e2^2 \left[(Rg1 + R1) / (Rg1 + R1 + R2) \right]^2 + \dots + [i1p(Rg1 + R1)R2 / (Rg1 + R1 + R2)]^2.$$

Шумы в точке «с»:

$$n_c^2 = \left[(ep^2 + 4kTRg1 + 4kTR1)R2 / (Rg1 + R1 + R2)(1 + R3 / R4) \right]^2 + \dots + 4kTR2 \left[(Rg1 + R1)(1 + R3 / R4) / (Rg1 + R1 + R2) \right]^2 + \dots + [i1p(Rg1 + R1)R2(1 + R3 / R4) / (Rg1 + R1 + R2)]^2 + [u1(1 + R3 / R4)]^2 + 4kTR3 + \dots + 4kTR4(R3 / R4)^2 + [inR3R4 / (R3 + R4)]^2.$$

Здесь и далее k – постоянная Больцмана ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ Вт/Гц К), T – температура резисторов ($T = 293^\circ\text{K}$).

Шумы в точке «d» от точки «с»: $n_{dc} = n_c R6 / R5$.

Шумы в точке «d» от точки «g»: $n_{dg} = n_g R7 / R8 = n_c R6 / R5$ (с учётом симметрии линеек).

Шумы в точке «h» от точки «с»: $n_{hc} = n_c R14 / R13 = n_c R6 / R5$ (с учётом симметрии линеек).

Шумы в точке «h» от точки «g»: $n_{hg} = n_g R14 / R13 = n_c R6 / R5$ (с учётом симметрии линеек).

Шумы между точками «d» и «h» от точки «с»: $n_{dbc} = n_{dc} + n_{hc} = 2n_c R6 / R5$ (с учётом коррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линеек).

Шумы между точками «d» и «h» от точки «g»: $n_{dbg} = n_{dg} + n_{hg} = 2n_c R6 / R5$ (с учётом коррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линеек).

Шумы между точками «d» и «h» от точек «с» и «g»:

$$n_{dbcg}^2 = n_{dbc}^2 + n_{dbg}^2 = (2n_c R6 / R5)^2 + (2n_c R6 / R5)^2 = 8(n_c R6 / R5)^2$$

(с учётом некоррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линеек).

Спектральная плотность напряжения шумов второго каскада

Шумы в точке «d» от DA2 и резисторов R5 – R8:

$$n_{2d}^2 = 4kTR5 \left[R6(1 + R7 / R8) / (R5 + R6) \right]^2 + 4kTR6 \left[R5(1 + R7 / R8) / (R5 + R6) \right]^2 + \dots + [i \times 2pR5R6(1 + R7 / R8) / (R5 + R6)]^2 + [i \times 2nR7R8 / (R7 + R8)]^2 + [u \times 2(1 + R7 / R8)]^2 + \dots + 4kTR7 + 4kTR8(R7 / R8)^2 = 8kTR5(R5 / R6)^2 + 8kTR6 + (i \times 2pR6)^2 + \dots + [i \times 2nR5R6 / (R5 + R6)]^2 + [u \times 2(1 + R6 / R5)]^2.$$

Шумы в точке «h» от DA4 и резисторов R13 – R16: $n_{4b} = n_{2d}$ (с учётом симметрии линеек).

Шумы между точками «d» и «h» от DA2, DA4 и резисторов R5 – R8, R13 – R16:

$$n_{24db}^2 = n_{2d}^2 + n_{4b}^2 = 2n_{2d}^2 = 16kTR5(R6 / R5)^2 + 16kTR6 + 2(i \times 2pR6)^2 + \dots + 2[i \times 2nR5R6 / (R5 + R6)]^2 + 2[u \times 2(1 + R6 / R5)]^2$$

(с учётом некоррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линеек).

Шумы между точками «d» и «h» от точек «с» и «g», а также от DA2, DA4 и резисторов R5 – R8, R13 – R16 (с учётом некоррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линеек):

$$n_{db}^2 = n_{24db}^2 + n_{dbcg}^2 = 16kTR5(R6 / R5)^2 + 16kTR6 + 2(i \times 2pR6)^2 + \dots + 2[i \times 2nR5R6 / (R5 + R6)]^2 + 2[u \times 2(1 + R6 / R5)]^2 + \dots + 8[ep \left[R2 / (Rg1 + R1 + R2) \right](1 + R3 / R4)(R6 / R5)]^2 + \dots + 32kTRg1 \left\{ \left[R2 / (Rg1 + R1 + R2) \right](1 + R3 / R4)(R6 / R5) \right\}^2 + \dots + 32kTR1 \left\{ \left[R2 / (Rg1 + R1 + R2) \right](1 + R3 / R4)(R6 / R5) \right\}^2 + \dots$$

$$\begin{aligned}
 &+ R3 / R4)(R6 / R5)\}^2 + \dots + \\
 &+ 32kTR2 \left\{ \left[(Rg1 + R1) / (Rg1 + R1 + \right. \right. \\
 &+ R2) \left. \right] (1 + R3 / R4)(R6 / R5) \left. \right\}^2 + \dots \\
 &+ 8 \left\{ i1 pR2 \left[(Rg1 + R1) / (Rg1 + R1 + \right. \right. \right. \\
 &+ R2) \left. \right] (1 + R3 / R4)(R6 / R5) \left. \right\}^2 + \dots \\
 &+ 8 \left[i1 (1 + R3 / R4)(R6 / R5) \right]^2 + \\
 &+ 32kTR3 (R6 / R5)^2 + \\
 &+ 32kTR4 (R3 / R4)^2 (R6 / R5)^2 + \dots \\
 &+ 8 \left\{ i1 n \left[(R3R4 / (R3 + R4)) \right] (R6 / R5) \right\}^2.
 \end{aligned}$$

Спектральная плотность напряжения собственных шумов АЦП, приведённых ко входу АЦП

Как правило, изготовитель АЦП указывает в технических характеристиках величину динамического диапазона АЦП D_{adc} в заданной полосе частот F .

Например, для CS5361 фирмы Cirrus Logic оговорены минимальное (105 дБ) и типичное (111 дБ) значения динамического диапазона в полосе 48 кГц (в режиме Double Speed Mode). При этом под динамическим диапазоном понимается отношение эффективного значения максимально допустимого (full-scale) полезного сигнала V_{adc} к эффективному значению суммы всех спектральных шумовых составляющих в полосе сигнала.

Исходя из этого определения, спектральная плотность напряжения собственного шума АЦП, приведённая к входу АЦП, будет равна:

$$n_{adc} = V_{adc} / (10^{D_{adc} / 20} \sqrt{F})$$

в единицах $V/\sqrt{Гц}$.

3.3. Вычисление отношения сигнал/шум на выходе усилителя и тракта в целом

Отношение сигнал/шум без шумов самого АЦП, где шум берётся в полосе 1 Гц, вычисляется по формуле: $sn = V_{ab} / n_{ab}$ или в децибелах – как $20lg(sn)$. Это отношение сигнал/шум является, по сути дела, динамическим диапазоном усилителя, приведённым к полосе 1 Гц, без учёта шумов АЦП.

Отношение сигнал/шум с шумами самого АЦП, где шум берётся в полосе 1 Гц, вычисляется по формуле:

$$sn_{adc} = V_{db} / \sqrt{(n_{db}^2 + n_{adc}^2)}$$

или в децибелах – как $20lg(sn_{adc})$. Это отношение сигнал/шум также является, по сути дела, динамическим диапазоном тракта, приведённым к полосе 1 Гц, с учётом шумов АЦП.

3.4. Вычисление шума, приведённого ко входу усилителя и тракта в целом

Если известно эффективное значение максимально допустимого (full-scale) полезного сигнала V_{in} на входе тракта, то приведённый ко входу тракта шум в полосе 1 Гц определяется как $n_{in} = V_{in} / sn$ (шум на входе усилителя без учёта шумов АЦП), или $n_{in_{adc}} = V_{in} / sn_{adc}$ (шум на входе тракта с учётом шумов АЦП) в единицах $V/\sqrt{Гц}$.

Окончание следует.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гарманов А.В. Требования к источникам сигналов АЦП с входным динамическим коммутатором каналов в многоканальном режиме. Памятка пользователю. Москва: L-Card, 2005.
2. Гарманов А.В. Оценка межканального прохождения в АЦП с входным динамическим коммутатором каналов. Москва: L-Card, 2003.
3. Wymne 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.
4. Minimizing Total Harmonic Distortion Contributed by Analog Switches in Audio Systems. MAXIM Dallas Semiconductor. February, 2001.
5. Buxton J. Programmable gain amplifiers. System application guide. Analog Devices, Inc. G1829-10-9/93.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Том 2. Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Мир, 1993.
7. Karki J. Fully-Differential Amplifiers. Application Report SLOA054D. January 2002. Texas Instruments.
8. Болдырев В.А. Предварительный усилитель для аналого-цифрового преобразователя. Регистрационный номер 2005126530. Патентообладатель «Научно-производственная компания «Информационные системы и компьютерные технологии» (ООО «Компания ИНКОМТЕХ»).
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.

Новости мира

Уличные фонари с точками доступа Wi-Fi питаются от солнечных батарей

В Европе тестируют уличные фонари на солнечных батареях с интегрированными точками доступа Wi-Fi. В основе фонаря лежит солнечная батарея, накапливающая энергию днём, а с наступлением ночи отдающая её лампе. Wi-Fi точки доступа получают питание от неё же, хотя работают вне зависимости от времени суток.

Шотландский университет, создавший необычные фонари, недавно приступил к их тестированию. Разработкой фонарей занимаются студенты и преподаватели университета. Повсеместная установка автономного солнечного питания фонарей значительно снизит электропотребление города. Тем более что отсутствие подведённых силовых линий упростит установку фонарного столба и точки доступа. На основе данного симбиоза появляется перспектива стремительного развития беспроводных сетей связи. Кстати, в некоторых южных штатах США светофоры небольших перекрёстков питаются за счёт солнечной энергии, при этом размер солнечного элемента 20×40 см.

России данная перспектива не светит, особенно её северной части, где зимой яркого солнца практически не бывает.

www.wireless.ru

Новый OLED-дисплей

Фирма OSRAM Opto Semiconductors расширила линейку своих графических OLED-дисплеев с диагональю 2,7 дюйма, разрешением 128×64 пикселей и ресурсом 55 000 часов.

Графический дисплей Pictiva обладает очень широким углом обзора (180°), контрастностью 2000 : 1, хорошим быстродействием и тонким профилем. Он также обеспечивает превосходную удобочитаемость и отображение графики и текста. В режиме ожидания дисплей потребляет 0,05 Вт. Диапазон рабочих температур $-30...+70^\circ\text{C}$.

Согласно пресс-релизу, цена на новый дисплей сравнима с ценами на LCD-экраны и составляет \$19,5 за шт. при закупке 1000 шт.

www.e7e.ru