

Окончание. Начало в № 11 '2009

Джон АРДИЗЗОНИ (John ARDIZZONI)

john.ardizzoni@analog.com

Джонатан ПИРСОН (Jonathan PEARSON)

jonathan.pearson@analog.com

Перевод: Елена ТРОШКОВА  
etrosh@mail.ru

## «Правила поведения на дорогах» для высокоскоростных дифференциальных драйверов АЦП

### Шум

К погрешностям АЦП относятся шум квантования, электронный, или случайный шум и нелинейные искажения. Имеющий значение в большинстве применений, шум является особенно важным показателем для широкополосных систем.

По своей природе все АЦП имеют шум квантования, зависящий от числа битов —  $n$ , который уменьшается с увеличением  $n$ . Поскольку даже «идеальные» преобразователи создают шум квантования, он будет использоваться как критерий, с которым будут сравниваться случайный шум и нелинейные искажения. Выходной шум драйвера АЦП должен быть сравним со случайным шумом или искажениями или меньше, чем они. Начав с обзора характеристик шума АЦП и искажений, мы покажем далее, как оценить выходной шум драйвера АЦП по отношению к эксплуатационным параметрам АЦП.

Шум квантования возникает потому, что АЦП разбивает аналоговый сигнал, имеющий бесконечное разрешение, на конечное число дискретных уровней. Разница между одним уровнем и следующим показывает самую маленькую величину, которая может быть определена для уровня квантования; она называется «младший значащий бит» (least significant bit, LSB) и обозначается  $q$ . Один уровень квантования, следовательно, представляет собой  $1/2^n$  диапазона преобразователя. Если переменное напряжение преобразовать идеальным  $n$ -битовым преобразователем, а затем обратно преобразовать в аналоговый сигнал и вычлест из входного сигнала АЦП, то разница будет выглядеть как шум. Он будет иметь среднеквадратичное значение, показанное в формуле (21):

$$\begin{aligned} \text{Среднеквадратичный} \\ \text{шум квантования} = \\ = g\sqrt{12} = 1/(2^n\sqrt{12}). \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \text{Отношение} \\ \text{сигнал/квантовый шум (дБ)} = \\ = 6,02n + 1,76. \end{aligned} \quad (22)$$

$$THD + \text{шум} = \frac{\sqrt{[v_2(rms)]^2 + [v_3(rms)]^2 + [v_4(rms)]^2 + [v_5(rms)]^2 + [v_6(rms)]^2 + v_n^2}}{[v_1(rms)]^2}. \quad (23)$$

Отсюда может быть получена логарифмическая (дБ) формула отношения сигнал/шум квантования для  $n$ -битового преобразователя в полосе Найквиста (22). Это наилучшая величина SNR, которая может быть достигнута для  $n$ -битового преобразователя.

Случайный шум АЦП, представляющий собой комбинацию теплового, дробового и фликерного шума, гораздо больше, чем шум квантования. Нелинейные искажения, возникающие вследствие нелинейности АЦП, обуславливают появление нежелательных составляющих выходного сигнала, которые гармонически связаны с входными сигналами. Суммарная величина нелинейных искажений и шума ( $THD+N$ ) является важным показателем качества работы АЦП. Она используется для сравнения электронного шума и нелинейных искажений с входным аналоговым сигналом, который близок к полному входному диапазону АЦП. Электронный шум интегрируется по ширине полосы пропускания, которая включает частоту последней рассматриваемой гармоники. Здесь суммарная величина  $THD$  включает квадратный корень из суммы квадратов первых пяти гармонических компонентов нелинейных искажений вместе с шумом (23).

Входной сигнал обозначен как  $v_i$ ; первые пять компонентов нелинейных искажений — от  $v_2$  до  $v_6$ ; электронный шум АЦП —  $v_n$ .

Обратная величина ( $TND+N$ ), отношение сигнал/шум плюс искажения, или  $SINAD$ , обычно выражается в дБ (24):

$$SINAD = 20\log_{10}[1/(TND+N)]. \quad (24)$$

Если подставить  $SINAD$  вместо отношения сигнал/шум квантования (22), мы можем определить эффективное число битов ( $ENOB$ ), которое бы мог иметь преобразователь, если бы величина его отношения сигнал/шум квантования была такой же, как его  $SINAD$  (дБ):

$$SINAD = 6,02(ENOB) + 1,76. \quad (25)$$

$ENOB$  также может быть выражен в величинах  $SINAD$ , как показано в выражении (26):

$$ENOB = (SINAD - 1,76)/6,02. \quad (26)$$

$ENOB$  может быть использован для сравнения шумов драйвера АЦП с шумами самого АЦП, чтобы определить пригодность драйвера для работы с данным АЦП. На рис. 14 показана шумовая модель дифференциального драйвера АЦП.

Вклад каждого из восьми источников в суммарную плотность шума для общего случая и при  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$  показан в выражениях (27):

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } v_{nIN} = \frac{2v_{nIN}}{\beta_1 + \beta_2} = \frac{v_{nIN}}{\beta};$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } v_{nCM} = \frac{2v_{nCM}(\beta_1 - \beta_2)}{\beta_1 + \beta_2} = 0;$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } i_{nIN+} = \frac{2i_{nIN+}(1 - \beta_1)R_{G1}}{\beta_1 + \beta_2} = i_{nIN+}R_{F1};$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } i_{nIN-} = \frac{2i_{nIN-}(1 - \beta_2)R_{G2}}{\beta_1 + \beta_2} = i_{nIN-}R_{F2};$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } v_{nR_{G1}} = \frac{2\sqrt{4kTR_{G1}}(1 - \beta_1)}{\beta_1 + \beta_2} = \sqrt{4kTR_{G1}}\left(\frac{R_{F1}}{R_{G1}}\right);$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } v_{nR_{G2}} = \frac{2\sqrt{4kTR_{G2}}(1 - \beta_2)}{\beta_1 + \beta_2} = \sqrt{4kTR_{G2}}\left(\frac{R_{F2}}{R_{G2}}\right);$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } v_{nR_{F1}} = \frac{2\beta_1\sqrt{4kTR_{F1}}}{\beta_1 + \beta_2} = \sqrt{4kTR_{F1}};$$

$$v_{no, dm} \text{ вследствие } v_{nR_{F2}} = \frac{2\beta_2\sqrt{4kTR_{F2}}}{\beta_1 + \beta_2} = \sqrt{4kTR_{F2}}. \quad (27)$$

Общая плотность шума выходного напряжения ( $v_{no, dm}$ ) определена путем вычисления квадратного корня суммы этих компонентов. Ввод уравнений в программу электронных таблиц — лучший способ для расчета общей плотности шума выходного напряжения. Новый калькулятор ADI Diff Amp [2], который быстро рассчитает шум, усиление

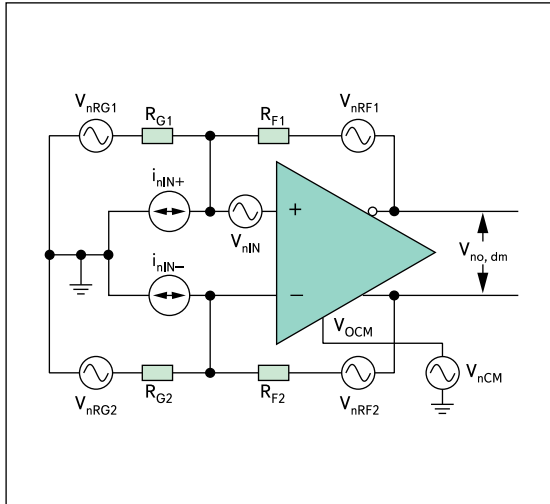


Рис. 14. Шумовая модель дифференциального драйвера АЦП

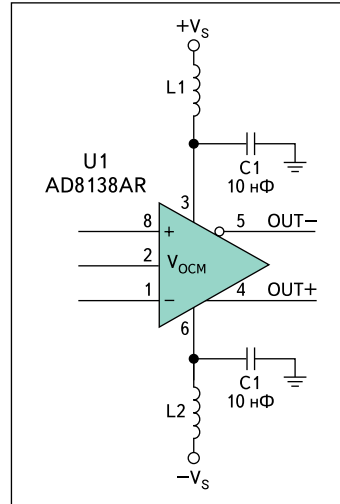


Рис. 15. Развязка источника питания

и другие характеристики дифференциального драйвера АЦП, также можно найти на сайте Analog Devices.

Теперь шумовые характеристики драйвера АЦП можно сравнить с *ENOB* АЦП. Примером этой процедуры является отбор и оценка дифференциального драйвера с усилением 2 для АЦП AD9445, питающимся от 5 В, с полным входным диапазоном, равным 2 В. Эта схема будет использоваться для обработки широкополосного сигнала, имеющего ширину полосы пропускания 50 МГц (–3 дБ), ограниченную однополюсным фильтром и со связью по постоянному току. В справочных данных приводятся спецификации *ENOB* для различных условий, из них можно взять необходимые данные: при ширине полосы частот по Найквисту 50 МГц *ENOB* = 12 бит.

ADA4939 представляет собой высокоэффективный широкополосный дифференциальный драйвер АЦП, способный работать со связью по постоянному току. Является ли он хорошим «кандидатом» на управление АЦП AD9445 с точки зрения шумов? В справочных данных рекомендуется:  $R_F = 402 \text{ Ом}$  и  $R_G = 200 \text{ Ом}$  для дифференциального усиления, приблизительно равного 2. Для этого случая справочный лист дает спектральную плотность напряжения выходного шума  $9,7 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ .

Для начала рассчитаем шумовую полосу пропускания устройства ( $B_N$ ), представляющую собой диапазон частот эквивалентного фильтра нижних частот с прямоугольной характеристикой, который пропускает такую же шумовую мощность, как реальный фильтр, определяющий полосу устройства для данной постоянной спектральной плотности мощности входного шума. Для однополюсного фильтра  $B_N$  равна произведению  $\pi/2$  на полосу пропускания по уровню 3 дБ, как показано в уравнении (28).

$$B_N = (\pi/2)50 = 78,5 \text{ МГц}. \quad (28)$$

Далее, чтобы получить выходной среднеквадратичный шум, интегрируем плотность шума, умножая ее на квадратный корень из значения полосы устройства:

$$v_{no, dm} (rms) = 9,7 \times \sqrt{78,5} = 86 \text{ мкВ rms}. \quad (29)$$

Предполагается, что амплитуда шума имеет Гауссово распределение, поэтому, используя обычные пределы полного размаха напряжения шума  $\pm 3\sigma$  (шумовое напряжение находится внутри этих пределов примерно 99,7% времени), рассчитаем выходной шум от пика до пика по формуле:

$$v_{no, dm} \text{ от пика до пика} \approx 6 \times 86 = 516 \text{ мкВ от пика до пика}. \quad (30)$$

Теперь сравним полный размах напряжения шума драйвера с величиной 1 *LSB* АЦП AD9445, исходя из *ENOB* = 12 бит и максимального входного сигнала 2 В, как вычислено в уравнении:

$$1 \text{ LSB} = 2 \text{ В} / 2^{12} = 488 \text{ мкВ}. \quad (31)$$

Полный размах (от пика до пика) напряжения шума драйвера сравним с *LSB* АЦП с 12-битовым *ENOB*, поэтому данный драйвер хорошо подходит для рассматриваемого применения с точки зрения шумов. Окончательное решение должно быть принято после разработки и тестирования комбинации драйвер/АЦП.

### Напряжение питания

Рассмотрение напряжения питания и тока потребления помогает быстро сузить выбор драйверов АЦП. В таблице 1 приведена краткая информация о связи параметров драйверов АЦП с напряжением питания. Напряжение питания влияет на диапазон частот и амплитуду сигнала, а также на ICMVR. Для выбора дифференциальных усилителей

важно сопоставить характеристики и определить соотношение выгод и потерь.

Другой важной характеристикой является подавление помех напряжения питания (Power Supply Rejection, PSR). Роль выводов питания как входов усилителя часто игнорируется. Любой шум на линиях питания или связях с ними потенциально может вызвать искажения выходного сигнала.

Для примера рассмотрим влияние помехи размахом 50 мВ от пика до пика и частотой 60 МГц, присутствующей на линиях питания драйвера ADA4937-1. Его PSR на частоте 50 МГц равен –70 дБ. Это значит, что шум на линии питания мог бы быть уменьшен приблизительно до 16 мкВ на выходе усилителя. В 16-битовом устройстве с полным входным сигналом 1 В 1 *LSB* составляет 15,3 мкВ; следовательно, шум от линии источника питания будет «заливать» *LSB*.

Эта ситуация может быть улучшена за счет добавления последовательно ферритовых бусин L1/L2 и шунтирующих блокировочных конденсаторов C1/C2 (рис. 15).

На частоте 50 МГц ферритовая бусина имеет импеданс 60 Ом, а конденсатор емкостью 10 нФ (0,01 мкФ) — импеданс 0,32 Ом. Атенюатор, образованный этими двумя элементами, обеспечивает ослабление 45,5 дБ:

$$\text{Затухание аттенюатора} = 20 \log(0,32 / [0,32 + 60]) = -45,5 \text{ дБ}. \quad (32)$$

Для того чтобы обеспечить подавление около 115 дБ, затухание аттенюатора комбинируется с величиной PSR –70 дБ. Это уменьшает шум примерно до 90 нВ от пика до пика, что много ниже 1 *LSB*.

### Гармонические искажения

Низкие гармонические искажения являются важным фактором как для низкочастотных, так и для высокочастотных устройств. Нелинейность драйверов вызывает появление на выходах усилителя одночастотных гармонических и многочастотных интермодуляционных искажений.

Подход, аналогичный использованному в примере анализа шума, может быть применен к анализу искажений при сравнении гармонических искажений драйвера ADA4939 с 1 *LSB* АЦП AD9445 (*ENOB* — 12 бит, полный размах входного сигнала — 2 В).

1 *LSB* для *ENOB*, как показано при анализе шума, будет равен 488 мкВ.

Значения искажений в таблице характеристик ADA4939 даны для коэффициента усиления 2 при сравнении второй и третьей гармоник на различных частотах.

В таблице 3 приведены значения гармонических искажений для коэффициента усиления 2 и размаха дифференциального выходного сигнала 3 В от пика до пика.

Эти данные показывают, что гармонические искажения возрастают с частотой и что HD2

**Таблица 3.** Вторая и третья гармоники искажений драйвера ADA4939

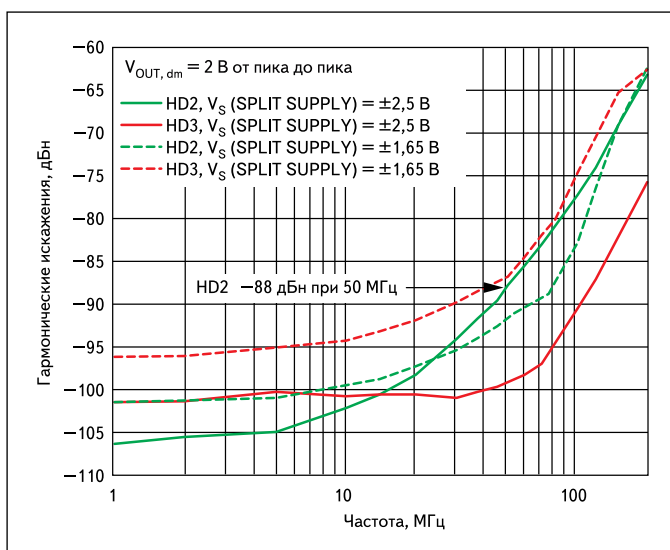
Параметр	Гармонические искажения, дБн
HD2 на 70 МГц	-83
HD2 на 100 МГц	-77
HD2 на 10 МГц	-102
HD3 на 10 МГц	-101
HD3 на 70 МГц	-97
HD3 на 100 МГц	-91

хуже, чем HD3, в представляющем интерес диапазоне частот 50 МГц. Составляющие компоненты гармонических искажений выше по частоте, чем интересующая нас частота, поэтому их амплитуды могут быть уменьшены путем ограничения полосы системы. Если бы устройство имело идеальный фильтр с отсечкой на 50 МГц, в область рассмотрения могли попасть только частоты ниже 25 МГц, поскольку все гармоники более высоких частот были бы отсечены фильтром. Тем не менее мы проведем оценку устройства до верхнего предела 50 МГц, поскольку любая реально имеющаяся фильтрация не может успешно подавить гармоники, и составляющие искажений могут попасть обратно в диапазон частот сигнала. На рис. 16 показаны гармонические искажения ADA4939 в зависимости от частоты для различных напряжений питания и выходного сигнала 2 В от пика до пика.

Гармоника HD2 на 50 МГц имеет уровень примерно -88 дБн относительно входного сигнала 2 В от пика до пика. Для того чтобы сравнить уровень гармонических искажений с  $1 \text{ LSB ENOB}$ , этот уровень должен быть преобразован в вольты, как показано в выражении:

$$\text{HD2} = (2 \text{ В от пика до пика}) \cdot (10^{-88/20}) \approx \approx 80 \text{ мкВ от пика до пика.} \quad (33)$$

Эта составляющая сигнала имеет всего 80 мкВ от пика до пика, или 16% от  $1 \text{ LSB ENOB}$ .



**Рис. 16.** Зависимость гармонических искажений от частоты

Таким образом, с точки зрения искажений ADA4939 является хорошим выбором в качестве драйвера для АЦП AD9445.

Поскольку драйверы АЦП — это усилители с отрицательной обратной связью, искажения выходного сигнала зависят от величины петлевого усиления в схеме усилителя. Искажения, присущие усилителю с разомкнутой цепью отрицательной обратной связи, уменьшаются с коэффициентом  $1/(1+LG)$ , где  $LG$  — петлевое усиление контура.

Входной сигнал усилителя (напряжение рассогласования) усиливается с помощью большого коэффициента передачи в прямом направлении —  $A(s)$ , затем передается посредством коэффициента обратной связи  $\beta$  на вход, тем самым производится регулировка выходного сигнала, чтобы минимизировать рассогласование. Таким образом, петлевое усиление данного типа усилителя равно  $A(s) \times \beta$ . Когда петлевое усиление ( $A(s)$ ,  $\beta$  или оба коэффициента) уменьшается, гармонические искажения возрастают. Усилители с обратной связью по напряжению, подобно интеграторам, разработаны так, что коэффициент  $A(s)$ , будучи высоким при постоянном токе и низких частотах, затем уменьшается по закону  $1/f$  до единицы на определенной высокой частоте. Поскольку  $A(s)$  уменьшается, уменьшается петлевое усиление и растут искажения. Таким образом, характеристика гармонических искажений является обратной  $A(s)$ .

Усилители с обратной связью по току используют ток рассогласования как сигнал обратной связи. Ток рассогласования умножается на большой прямой коэффициент преобразования тока в напряжение,  $T(s)$ , и таким образом преобразуется в выходное напряжение. Это напряжение преобразуется с коэффициентом  $1/R_F$  в ток обратной связи, который, в свою очередь, стремится минимизировать входной ток рассогласования. Поэтому петлевое усиление идеального усилителя с об-

ратной связью по току  $T(s) \times (1/R_F) = T(s)/R_F$ . Подобно  $A(s)$ ,  $T(s)$  имеет большую величину на постоянном токе и падает при увеличении частоты, уменьшая петлевое усиление и увеличивая гармонические искажения.

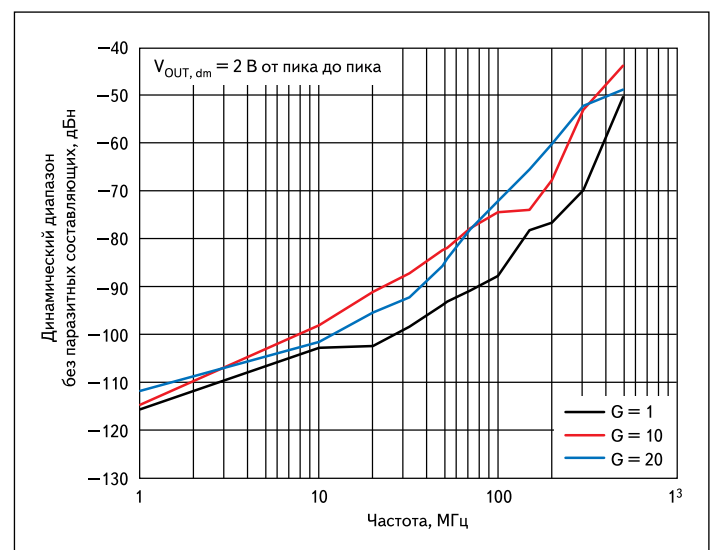
Усиление контура также непосредственно зависит от коэффициента обратной связи,  $1/R_F$ . Петлевое усиление идеального усилителя с обратной связью по току не зависит от усиления контура с обратной связью по напряжению, поэтому гармонические искажения не ухудшаются при возрастании усиления. В реальном усилителе с обратной связью по току петлевое усиление все же имеет некоторую зависимость от усиления с замкнутой обратной связью, но не в такой степени, как это происходит в усилителе с обратной связью по напряжению. Поэтому усилитель с обратной связью по току, такой как ADA4927, лучше, чем усилитель с обратной связью по напряжению, для применений, требующих высокого усиления и низких искажений.

На рис. 17 показано, насколько сохраняются низкие искажения при увеличении усиления.

### Полоса частот и скорость нарастания выходного напряжения

Полоса частот и скорость нарастания выходного напряжения особенно важны для применений драйверов АЦП. Обычно под полосой частот устройства подразумевается мало-сигнальный частотный диапазон, в то время как под скоростью нарастания выходного напряжения — максимальная скорость изменения величины выходного напряжения усилителя, измеряемая для сигналов с большим размахом.

Эффективно используемая полоса частот (Effective usable bandwidth,  $EUBW$ ) — новый акроним, аналогичный  $ENOB$  (эффективно-му числу битов), характеризующий диапазон



**Рис. 17.** Зависимость искажений от частоты и усиления

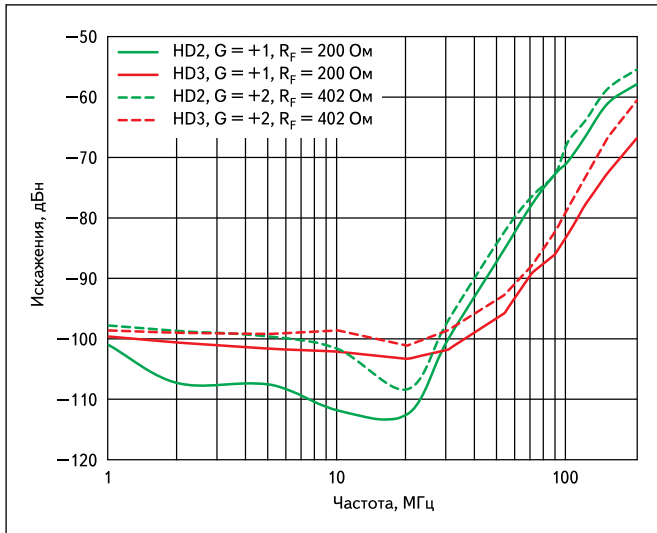


Рис. 18. Кривые искажений для драйвера АЦП ADA4937 с обратной связью по току

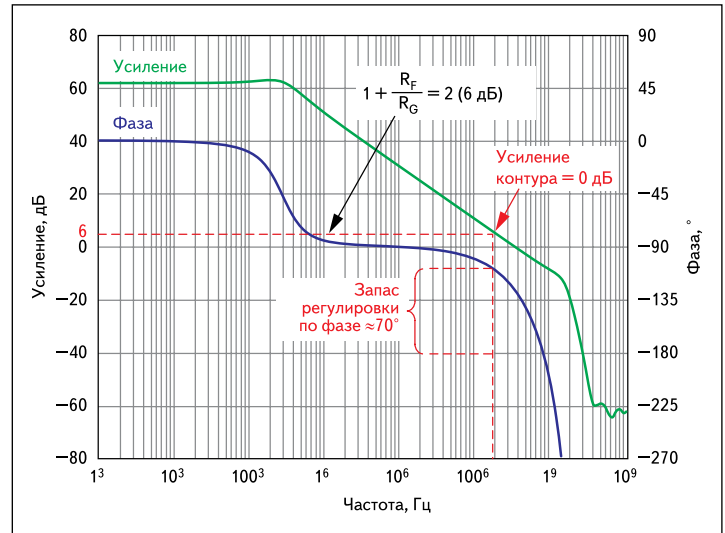


Рис. 19. График зависимости амплитуды усиления и фазы от частоты для усилителя с обратной связью по напряжению ADA4932

частот. Многие драйверы АЦП и операционные усилители выделяются широкой полосой частот, приводимой в справочных данных, однако, не вся эта полоса реально используется. Например, полоса по уровню  $-3$  дБ традиционно используется для измерения полосы частот, но это не означает, что вся эта полоса является используемой. Ограничение полосы по уровню  $-3$  дБ и фазовая ошибка могут быть замечены на декаду раньше, чем граница частоты, приведенная в справочных данных. Так что на самом деле представляет собой *EUBW* усилителя, и как эта характеристика определяется? Лучший способ определения эффективно используемой полосы частот — обратиться к графику зависимости искажений в спецификации.

На рис. 18 показано, что для того, чтобы сохранить уровень второй и третьей гармоник ниже, чем  $-80$  дБн, этот драйвер АЦП не должен использоваться на частотах выше, чем  $60$  МГц. Поскольку каждое применение отличается от другого, требования к конкретному устройству должны служить руководством для выбора соответствующего драйвера с достаточной полосой частот и соответствующими характеристиками искажений.

Скорость нарастания выходного напряжения, параметр большого сигнала, определяется как максимальная скорость изменения выходного сигнала усилителя, с которой он может отслеживать изменения входного сигнала без чрезмерных искажений. Обсудим скорость нарастания для синусоидального входного сигнала:

$$v_o = V_p \sin(2\pi ft). \quad (34)$$

Производная (скорость изменения), согласно (34), становится максимальной при переходе через ноль:

$$dv/dt \max = 2\pi f V_p, \quad (35)$$

где  $dv/dt \max$  — максимальная скорость нарастания выходного напряжения,  $V_p$  — амплитудное значение напряжения и  $f$  соответствует полной полосе пропускания мощности (full-power bandwidth, *FPBW*).

Определим *FPBW*:

$$FPBW = (\text{скорость нарастания}) / (2\pi V_p). \quad (36)$$

Следовательно, чтобы определить, подходит ли усилитель для данного применения, при выборе драйвера АЦП важно принять во внимание усиление, диапазон частот и скорость нарастания выходного напряжения.

### Устойчивость

Ход рассуждений относительно устойчивости дифференциальных драйверов АЦП такой же, как для операционных усилителей. Основной характеристикой является запас по фазе. Хотя запас по фазе для конкретной конфигурации усилителя приводится в документации, в реальном устройстве он может оказаться значительно ниже из-за дефектов топологии печатной платы.

Устойчивость усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению зависит от величины и знака усиления его контура,  $A(s) \times \beta$ . Дифференциальный драйвер АЦП немного сложнее, чем схема типового операционного усилителя, поскольку он имеет два контура обратной связи. Усиление контура можно увидеть в знаменателе уравнений (7) и (8). Уравнение (37) описывает усиление контура для случая рассогласования коэффициентов обратной связи ( $\beta_1 \neq \beta_2$ ).

$$\text{Петлевое усиление} = (A(s)(\beta_1 + \beta_2)) / 2. \quad (37)$$

При несогласованных коэффициентах обратной связи действующий коэффициент об-

ратной связи просто является средней величиной двух коэффициентов обратной связи. Когда они согласованы и определены как  $\beta$ , усиление контура упрощается до  $A(s) \times \beta$ .

Для того чтобы усилитель с обратной связью был устойчивым, усиление контура не должно быть равным  $-1$  или, что равнозначно, равным амплитуде со значением  $1$  и фазовым сдвигом  $-180^\circ$ . На рис. 19 приведена зависимость амплитуды усиления и фазы от частоты для усилителя с обратной связью по напряжению ADA4932. Точка, в которой усиление контура равно  $1$  (то есть  $0$  дБ), находится там, где величина  $A(s)$  равна обратной величине коэффициента обратной связи. Для основных применений усилителя цепь обратной связи является чисто резистивной и не добавляет никаких фазовых сдвигов. Когда коэффициенты обратной связи согласованы, обратная величина коэффициента обратной связи, не зависящая от частоты,  $1 + R_F/R_G$ , часто называется шумовым усилением. Если изобразить постоянное шумовое усиление на том же графике, что и усиление обратной связи,  $A(s)$ , частота, на которой эти две кривые пересекаются, будет соответствовать точке с усилением обратной связи, равным  $1$ , или  $0$  дБ. Разница между фазой на этой частоте и  $-180^\circ$  называется *запас по фазе*; для устойчивой работы он должен быть больше или равен  $45^\circ$ . На рис. 19 показана точка единичного усиления контура и запас по фазе для ADA4932 с  $R_F/R_G = 1$  (шумовое усиление =  $2$ ).

Дальнейший анализ рис. 19 показывает, что ADA4932 имеет примерно  $50^\circ$  запаса регулировки по фазе при шумовом усилении  $1$  ( $100\%$ -ная обратная связь в каждом контуре). Хотя на практике драйверы АЦП не работают при нулевом усилении, данное исследование показывает, что ADA4932 может устойчиво работать при дифференциальных усилениях меньше  $1$  (например, при  $R_F/R_G = 0,25$ ,

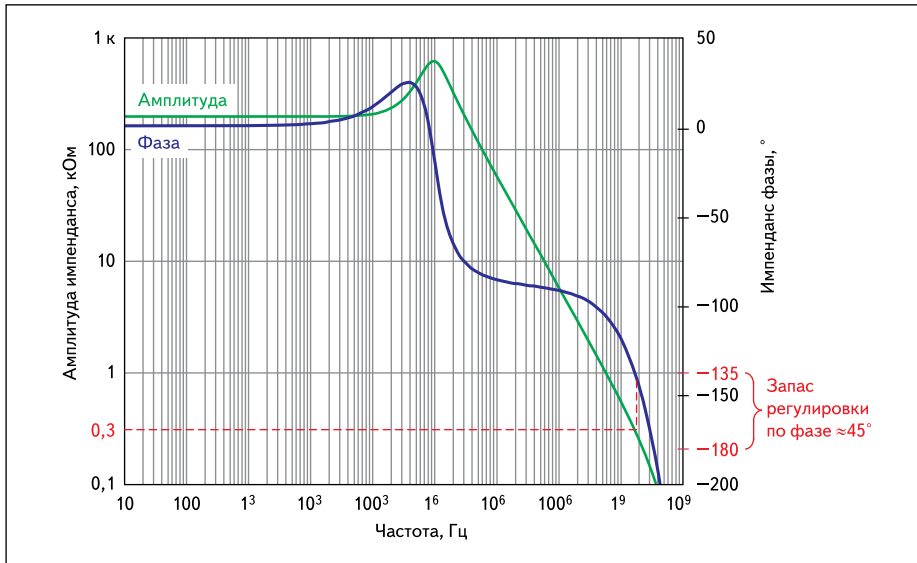


Рис. 20. Зависимость усиления разомкнутой цепи и фазы драйвера АЦП ADA4927 от частоты

шумовое усиление равно 1,25). Это справедливо не для всех драйверов АЦП. Минимальные устойчивые усиления можно найти во всех спецификациях драйверов АЦП.

Запас регулировки по фазе для драйверов АЦП с обратной связью по току можно также определить исходя из характеристик разомкнутой цепи. Вместо коэффициента передачи в прямом направлении —  $A(s)$ , усилители с обратной связью по току используют прямой трансимпеданс —  $T(s)$ , с током рассогласования в качестве сигнала обратной связи. Петлевое усиление драйвера с обратной связью по току с согласованными резисторами представляет собой  $T(s)/R_F$ , поэтому амплитуда петлевого усиления усилителя с обратной связью по току равна 1 (то есть 0 дБ), когда  $T(s) = R_F$ . Эту точку можно легко найти на графике трансимпеданса и фазы разомкнутой цепи тем же способом, что и для усилителя с обратной связью. Отметим, что при построении кривой отношение сопротивления к 1 кОм позволяет показать сопротивления на логарифмическом графике. На рис. 20 показана общая точка единичного усиления и запаса по фазе дифференциального драйвера АЦП ADA4927 с обратной связью по току с  $R_F = 300$  Ом.

Величина усиления контура 0 дБ соответствует точке, в которой кривая зависимости фазы импеданса от частоты пересекается с уровнем трансимпеданса 300 Ом.

При этой частоте фаза  $T(s)$  приблизительно составляет  $-135^\circ$ , а запас по фазе равен  $45^\circ$ . Запас по фазе и устойчивость возрастают при росте  $R_F$  и уменьшаются при снижении  $R_F$ . Усилители с обратной связью по току должны всегда использовать чисто резистивную обратную связь с достаточным запасом по фазе.

### Компоновка печатной платы

Когда разработка схемы устойчивого драйвера АЦП произведена, ее необходимо

скомпоновать на печатной плате. Часть запаса по фазе всегда будет потеряна из-за паразитных пассивных элементов платы, поэтому они должны быть сведены к минимуму. Особого внимания заслуживают емкость нагрузки, индуктивность цепи обратной связи и емкость суммирующей точки. Каждая из этих реактивностей добавляет запаздывание по фазе в контурах обратной связи, тем самым уменьшая запас по фазе. Конструкция может потерять  $20^\circ$  запаса по фазе и даже более из-за плохой компоновки печатной платы.

Для усилителей с обратной связью по напряжению лучше всего использовать самое маленькое значение из возможных  $R_F$ , чтобы минимизировать сдвиг фазы, возникающий из-за полюса, сформированного за счет  $R_F$  и емкости суммирующей точки. Если тре-

буется большое значение  $R_F$ , емкость может быть скомпенсирована за счет маленьких конденсаторов —  $C_F$ , подключенных параллельно сопротивлению обратной связи, с такими величинами, чтобы произведение  $R_F C_F$  превышало величину  $R_G$ , умноженную на емкость суммирующей точки.

Компоновка печатной платы — одна из последних и обязательных стадий разработки. К сожалению, этот этап часто представляет собой один из наиболее неясных. От компоновки печатной платы в сильной степени зависит быстродействие схем. Быстродействующая схема может быть ухудшена или даже признана непригодной из-за небрежной или недостаточно качественной компоновки. Несмотря на то, что здесь не могут быть освещены все аспекты правильной компоновки высокоскоростной печатной платы, мы рассмотрим несколько ключевых тем.

Паразитные элементы ухудшают работу высокоскоростных печатных плат. Паразитная емкость формируется за счет контактных площадок компонентов, проводников и слоев «земли» и питания. Длинные соединительные линии без «земляного» слоя будут содержать паразитные индуктивности, которые могут привести к звону во время переходных процессов и другим эффектам неустойчивой работы. Паразитная емкость особенно опасна в суммирующих точках усилителя из-за появления полюса в характеристике цепи обратной связи, что вызывает выбросы и неустойчивость. Единственным решением будут вырезы под контактными площадками драйвера АЦП и компонентами обратной связи в слоях «земли» и питания печатной платы.

Для минимизации нежелательных паразитных реактивностей, прежде всего, нужно позаботиться, чтобы все соединительные линии были как можно короче. Верхний

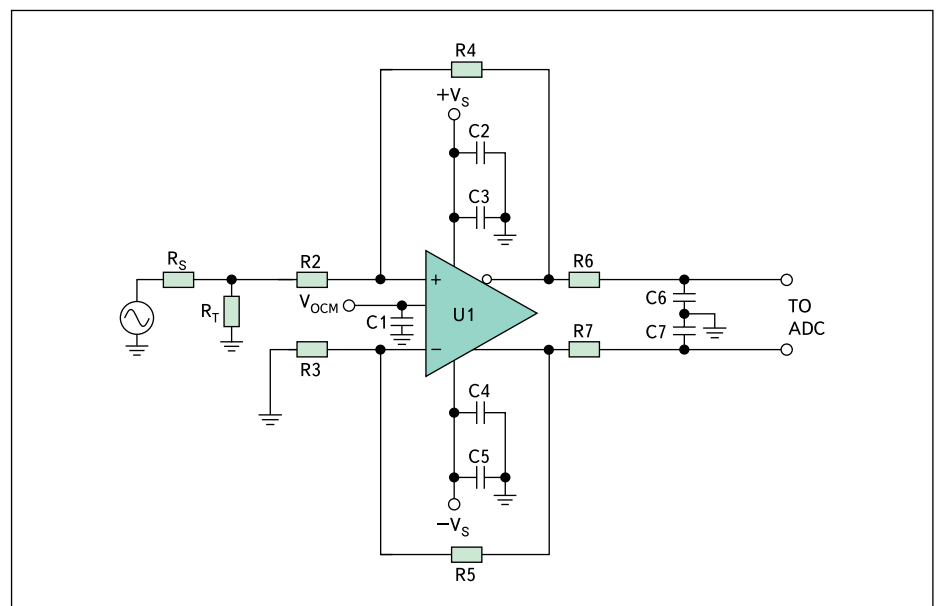


Рис. 21. Драйвер АЦП с развязкой источника питания и выходным фильтром нижних частот

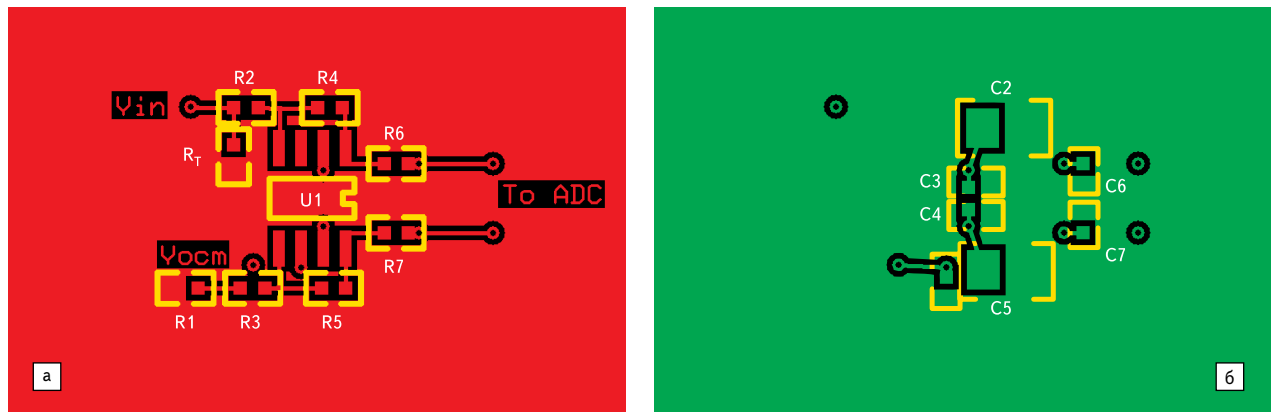


Рис. 22. Сторона: а) монтажа компонентов; б) разводки схемы

слой 50-омных соединительных линий платы на FR-4 вносит вклад, приблизительно равный 2,8 пФ/дюйм и 7 нГн/дюйм. Эти паразитные реактивности возрастают примерно на 30% для 50-омных соединительных линий внутреннего слоя. Также убедитесь, что под длинными линиями соединений имеется заземляющий экран, чтобы свести к минимуму индуктивность линии. Делая соединительные линии короткими, можно существенно уменьшить обе паразитные составляющие — емкость и индуктивность — и сохранить работоспособность схемы.

Развязка цепей питания является еще одним ключевым местом решения проблемы компоновки. Убедитесь, что конденсаторы развязки питания, а также конденсаторы развязки  $V_{OCM}$  расположены настолько близко к усилителю, насколько это возможно. Использование множества конденсаторов для развязки цепей питания также поможет обеспечить низкоимпедансный путь для отвода широкополосного шума. На рис. 21 показана схема типового дифференциального усилителя с развязкой и выходными фильтрами нижних частот. Низкочастотный фильтр ограничивает полосу частот и шум на входе АЦП. В идеале, пути протекания токов через конденсаторы развязки источника питания должны быть про-

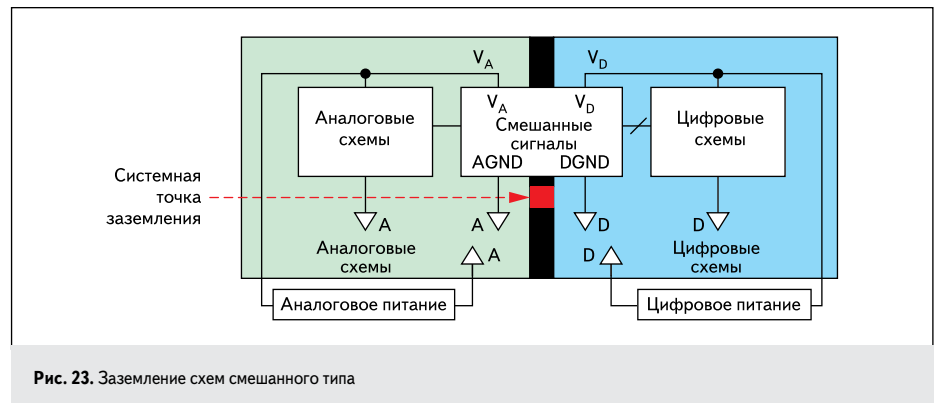


Рис. 23. Заземление схем смешанного типа

ложены рядом с путями тока нагрузки. Это помогает уменьшить токи, циркулирующие в «земляном» слое, и улучшить работу драйвера АЦП (рис. 22).

Использование «земляного» слоя и заземления вообще является сложной темой, лежащей за рамками этой статьи. Тем не менее необходимо отметить несколько ключевых позиций, которые показаны на рис. 22. Прежде всего, соедините аналоговую и цифровую «земли» в одной и только одной точке. Это минимизирует взаимосвязь аналоговых и цифровых токов, протекающих в «земляном» слое, которая может привести

к шуму в системе. Далее, подключите аналоговый источник питания к аналоговому слою питания, а цифровой источник питания — к цифровому слою питания. Для микросхем со смешанными сигналами ток аналоговой части должен возвращаться к аналоговой части слоя «земли», а ток цифровой части — к цифровой части (рис. 23).

Для детального обсуждения компоновки высокоскоростных интегральных схем обратитесь к «Практическому руководству по компоновке высокоскоростных печатных плат».

Мы надеемся, что смогли помочь при оценке факторов, которые должны быть приняты во внимание в разработках, где используются драйверы АЦП. Внимательно изучив дифференциальные усилители и уделяя внимание тонкостям разработки с самого ее начала, вы можете свести к минимуму «проблемы на дорогах», держась подальше от опасностей «на полосе движения» драйверов АЦП. ■

## Литература

1. [www.analog.com](http://www.analog.com)
2. <http://designtools.analog.com/dtDiffAmpWeb/dtDiffAmpMain.aspx>
3. [www.analog.com/en/design-tools/dt-adisim-design-sim-tool/design-center/list.html](http://www.analog.com/en/design-tools/dt-adisim-design-sim-tool/design-center/list.html)
4. [www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-09/layout.html](http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-09/layout.html)