

ОПТИМИЗАЦИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

Часть 2. Шумы и искажения в преобразователях данных

СТИВ ЭДВАРДС (STEVE EDWARDS), главный технический специалист, Maxim Integrated, russia-feedback@maximintegrated.com

Это вторая из трех статей, посвященных шумам в сигнальных цепях. В первой статье мы определили источники и характеристики шумов, обнаруживаемых во всех полупроводниковых приборах, а также объяснили, в каком виде данные о шуме приводятся в технической документации. Было показано, как можно оценить шум на выходе источника опорного напряжения в реальных условиях эксплуатации, не оговоренных в документации. В данной статье мы рассмотрим источники шума и искажений, специфичные для АЦП и ЦАП. Как и прежде, мы покажем, в каком виде приводятся данные по шуму в технической документации. В третьей статье будет объединена информация из первых двух статей, поясняющая, как оптимизировать шумовые параметры устройств и выбрать для того или иного приложения наиболее подходящие преобразователи данных.

ШУМЫ В СИГНАЛЬНЫХ ЦЕПЯХ

Источники шума в сигнальных цепях можно разделить на внутренние и внешние. Для оптимизации шумовых характеристик канала обработки сигнала требуется тщательно изучить все входящие в него схемы и минимизировать шумы везде, где только возможно. Это основа основ нашего обсуждения, поскольку шум, когда-то «попавший» в сигнал, в дальнейшем крайне сложно, а порой и невозможно удалить.

Необходимо с самого начала разобратся в некоторых базовых, но критически важных вопросах, изложенных в первой статье «Шум в полупроводниках — предотвратим или неизбежен?», с краткого обзора которых мы и начнем. В настоящее время понимание природы и свойств электрического шума важно, как никогда прежде. Когда 14- и 16-разрядные преобразователи становятся обыденностью, а 18- и 24-разрядные преобразователи все доступнее, шум часто оказывается единственным фактором, ограничивающим системные характеристики. Понимание причин возникновения и характеристик шумов в интегральных схемах — это, несомненно, ключ к созданию прецизионных систем.

Вообще говоря, шум — совершенно нежелательное электрическое явление в любой электрической системе. В зави-

симости от происхождения его можно классифицировать как внешний (интерференция, помеха) или внутренний (внутренне присущий, неотъемлемый). В данной статье мы подробно рассмотрим шум, внутренне присущий всем преобразователям данных, возникновение которого обусловлено самим процессом дискретизации.

На рисунке 1 все внешние источники шума приведены к единому источнику V_{ext} , а все внутренние — к источнику V_{int} .

Рассмотрим теперь четыре типа шумов и искажений, присущих преобразователям данным: шум квантования, дрожание апертюры (sample jitter), нелинейные искажения и аналоговый шум.

ШУМЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДАННЫХ

Шум квантования

Шум квантования — наиболее широко известный тип шума преобразователей данных. Своим происхождением он обязан ошибкам, присущим процессам дискретизации и квантования, которые лежат в основе любого преобразователя. Уровень такого шума определяется тремя факторами: разрешением, дифференциальной нелинейностью и шириной полосы частот.

Разрешение

Квантованию присуща неопределенность, которая возникает при раз-

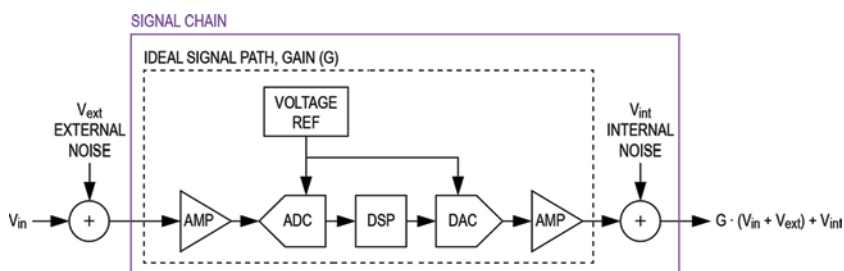


Рис. 1. Шум в сигнальной цепи

Signal chain — сигнальная цепь; Ideal Signal Path, Gain G — идеальный путь прохождения сигнала, усиление G; External Noise — внешний шум; Internal Noise — внутренний шум; AMP — усилитель; ADC — АЦП; DAC — ЦАП; Voltage Ref. — ИОН (источник опорного напряжения)

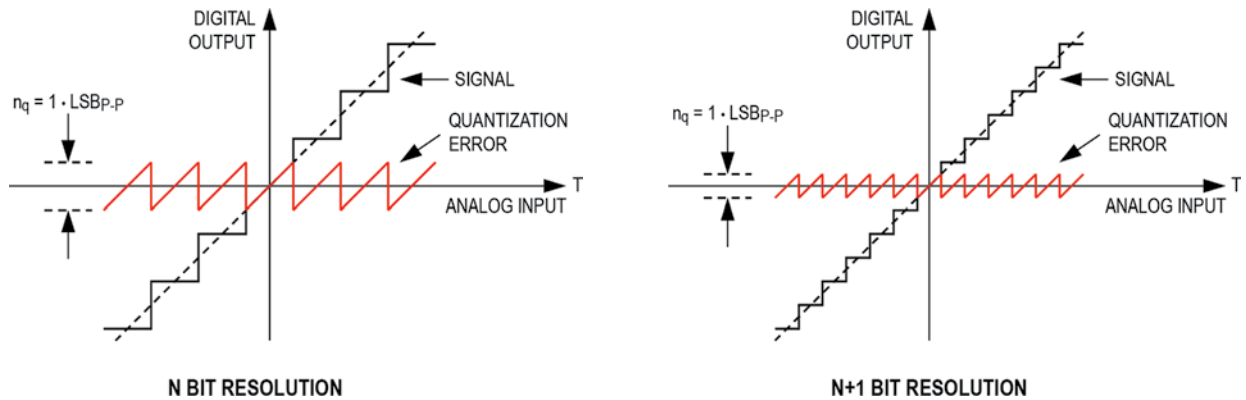


Рис. 2. Ошибка квантования возникает из-за разбиения непрерывного сигнала на 2^N дискретных уровня

Digital Output — цифровой выход; Signal — сигнал; Quantization error — ошибка квантования; Analog Input — аналоговый вход; N bit resolution — N-битное разрешение; N+1 bit resolution — (N+1)-битное разрешение

биении непрерывного сигнала на 2^N дискретных уровня, где N — разрешение в битах. Все аналоговые напряжения, попадающие в пределы одного шага квантования, будут представлены одним и тем же кодом, что ведет к неопределенности квантования. Эту неопределенность называют ошибкой квантования. Среднеквадратичное (RMS) значение этой ошибки и есть шум квантования. Ошибка квантования обратно пропорциональна 2^N . На рисунке 2 показаны графики, отражающие величину ошибки квантования во времени для идеального АЦП. Из рисунка также видно, как увеличение разрешения ведет к снижению ошибки.

Среднеквадратичное значение шумов квантования идеального преоб-

разователя данных с разрешением N можно найти согласно формуле:

$$n_q = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{12} \cdot 2^N} \right), \text{ dBFS} \quad (1)$$

где dBFS — децибелы (дБ) полной шкалы.

Или через вес младшего значащего бита (LSB):

$$n_q = \frac{1}{\sqrt{12}}, \text{ LSB}_{\text{RMS}} \quad (2)$$

Дифференциальная нелинейность

Дифференциальная нелинейность (Differential NonLinearity, DNL) преобразователя данных — это отклонение ширины кода от идеальной ступеньки величиной 1 LSB. У идеального преоб-

разователя данных DNL была бы равна нулю. У большинства современных прецизионных преобразователей $DNL < 1$. Из-за наличия дифференциальной нелинейности возрастает усредненная ошибка квантования, а, следовательно, и шум квантования (см. рис. 3).

Усредненное значение DNL обычно в технических описаниях преобразователей данных не приводится, однако вместо него можно с достаточной степенью точности использовать типовое значение DNL.

Ниже приведены формулы определения среднеквадратичного значения шумов квантования с учетом разрешения (N) и дифференциальной нелинейности (DNL):

$$n_q = 20 \log \left(\frac{1 + DNL}{\sqrt{12} \cdot 2^N} \right), \text{ dBFS} \quad (3)$$

Или через вес младшего значащего бита:

$$n_q = \frac{1 + DNL}{\sqrt{12}}, \text{ LSB}_{\text{RMS}} \quad (4)$$

Ширина полосы частот

До сих пор при описании шума квантования предполагалось, что используется полная полоса частот, вплоть до частоты Найквиста.

Если частота дискретизации (F_s) и входной сигнал гармонически некоррелированы, то шум квантования является гауссовым шумом и равномерно распределен между нулем (DC) и частотой Найквиста (F_N). Частота Найквиста (F_N) всегда равна половине частоты дискретизации (F_s). Спектральная плотность такого шума показана на рисунке 4.

На рисунке 4 напряжение шумов квантования — это шум под графиком плотности шумов в пределах рабочей полосы пропускания BW.

Среднеквадратичное значение шумов квантования с учетом разрешения (N), DNL и BW можно найти по формуле:

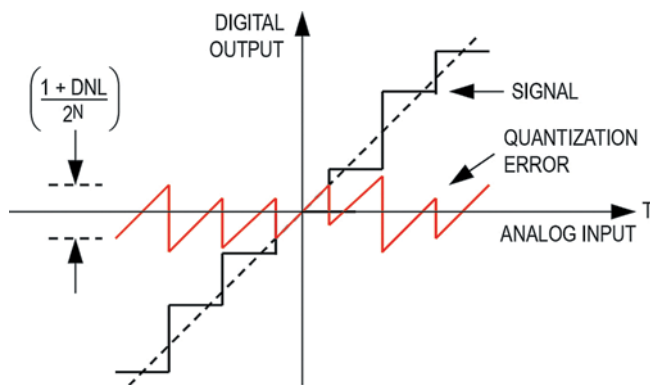


Рис. 3. Ошибка квантования во времени, $DNL > 0$

Digital output — цифровой выход; Signal — сигнал; Quantization error — ошибка квантования; Analog Input — аналоговый вход

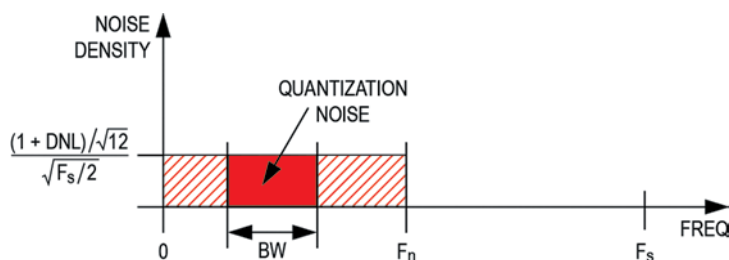


Рис. 4. Спектральная плотность шумов квантования в полосе частот

Noise Density — плотность шумов; Quantization Noise — шум квантования; Freq — частота

$$n_q = 20 \log \left(\frac{\sqrt{\frac{BW}{100}} (1 + DNL)}{\sqrt{12} \cdot 2^N} \right), \text{ dBFS} \quad (5)$$

Или через вес младшего значащего бита:

$$n_q = \frac{\sqrt{\frac{BW}{100}} (1 + DNL)}{\sqrt{12}}, \text{ LSB}_{\text{RMS}} \quad (6)$$

Здесь полоса частот определяется в процентах от частоты Найквиста (F_N).

Уравнения (5) и (6) указывают на то, что шум квантования можно уменьшить за счет увеличения разрешения (N), снижения средней дифференциальной нелинейности (DNL) и сокращения полосы частот (BW).

В данной модели предполагается, что весь шум, находящийся вне полосы BW , удаляется фильтрацией, т.е. в областях вне полосы BW используются идеальные заградительные фильтры. Также модель предполагает отсутствие каких-либо ограничительных шумов. На практике невозможно полностью избавиться от внеполосного шума, поэтому реальный шум окажется несколько выше предсказываемого.

Передискретизация

Вместо BW можно использовать коэффициент передискретизации (OverSample Ratio, OSR). Коэффициент OSR — это отношение более высокой частоты дискретизации (равной $OSR \cdot F_s$) к исходной частоте F_s . При этом предполагается, что исходная полоса частот остается неизменной: от 0 до F_N , где $F_N = F_s/2$.

Согласно определению, BW и OSR связаны между собой соотношением:

$$OSR = \frac{100\%}{BW} \quad (7)$$

Спектр плотности шумов для преобразователя данных с передискретизацией показан на рисунке 5.

Среднеквадратичное значение шумов квантования с учетом разрешения (N), DNL и OSR можно найти по формуле:

$$n_q = 20 \log \left(\frac{\sqrt{\frac{1}{OSR}} (1 + DNL)}{\sqrt{12} \cdot 2^N} \right), \text{ dBFS} \quad (8)$$

Уровень шума будет снижаться на 3 дБ с увеличением частоты дискретизации на октаву. Шум, выраженный через вес младшего значащего бита:

$$n_q = \frac{\sqrt{\frac{1}{OSR}} (1 + DNL)}{\sqrt{12}}, \text{ LSB}_{\text{RMS}} \quad (9)$$

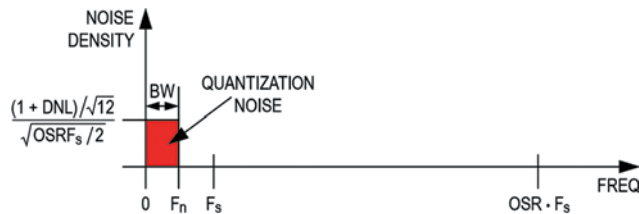


Рис. 5. Спектральная плотность шумов квантования при использовании OSR (передискретизации)

Noise Density — плотность шумов; Quantization Noise — шум квантования; Freq — частота

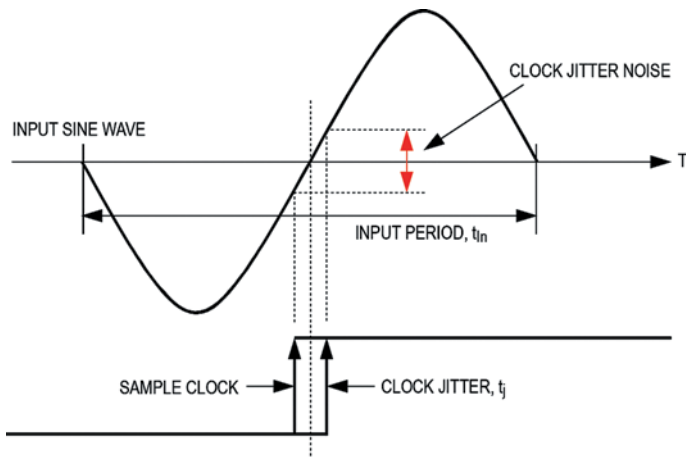


Рис. 6. Шум, вызываемый апертурной неопределенностью

Input Sine Wave — входной синусоидальный сигнал; Clock Jitter Noise — шум, вызванный дрожанием фазы тактового сигнала; Input Period — период входного сигнала; Sample Clock — тактовый сигнал дискретизации; Clock Jitter — дрожание фазы тактового сигнала

Дрожание аперттуры (sample jitter)

Апертурная неопределенность, или апертурное время (t_j), — источник шума, присущий всем системам с дискретизацией сигналов, включая преобразователи данных. Причины этого явления могут быть как внутренние, так и внешние. Например, внутри АЦП схема выборки/хранения (Sample-and-Hold, SAH) может вызывать дрожание аперттуры, что приводит к неопределенности времени отсчетов. Дрожание фазы (фазовый джиттер) внешних тактовых импульсов может увеличивать уровень шумов как в аналого-цифровых, так и в цифро-аналоговых преобразователях.

Апертурная неопределенность ведет к появлению шума при дискретизации сигналов, меняющихся во времени. Такая неопределенность приводит

к нежелательному разбросу значений выборки, как показано на рисунке 6.

$$n_j = 20 \log \left(\frac{2\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{t_j}{t_{in}} \cdot 2^N \right), \text{ dBFS} \quad (10)$$

Или через вес младшего значащего бита:

$$n_j = \left(\frac{2\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{t_j}{t_{in}} \cdot 2^N \right), \text{ LSB}_{\text{RMS}} \quad (11)$$

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения сигнала вызываются присутствием в спектре сигнала нежелательных гармоник. Обычно причиной этого является наличие нелинейностей в канале обработки сигнала (см. рис. 7).

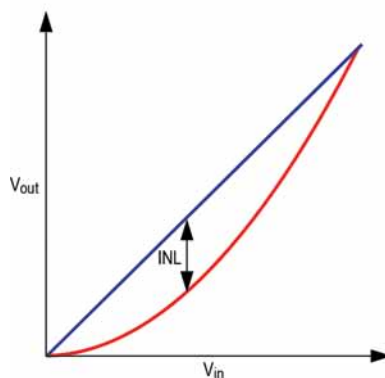
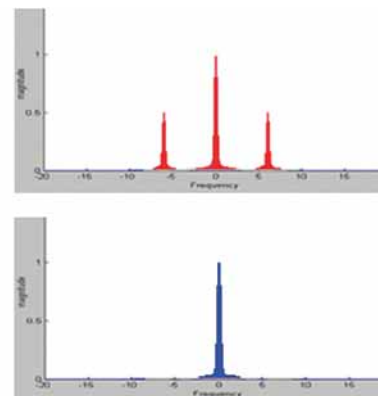


Рис. 7. Нелинейные искажения



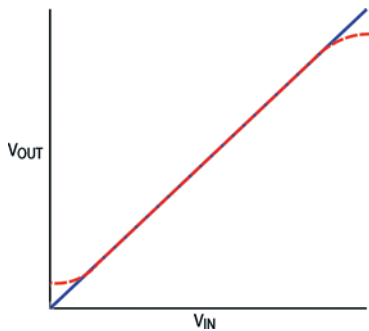


Рис. 8. Передаточная функция, иллюстрирующая ограничение выходного напряжения

Нелинейности в преобразователях данных описывают с помощью такого параметра как интегральная нелинейность INL. INL определяется как максимальное отклонение выходной передаточной функции от идеальной (линейной) после компенсации погрешностей усиления и смещения. Можно предположить, что нелинейные искажения коррелированы с INL. С увеличением INL нелинейные искажения также увеличиваются. Однако предсказать влияние INL на полный коэффициент гармоник (Total Harmonic Distortion, THD) невозможно, т.к. нелинейные искажения зависят не только от величины максимального отклонения передаточной функции от идеальной, но и от ее формы.

Коэффициент THD — стандартная мера нелинейных искажений. Его определяют как отношение среднеквадратичного значения суммы первых пяти гармоник к среднеквадратичному значению амплитуды основной гармоники сигнала (V_{fs}), выраженное в децибелах полной шкалы.

$$THD = 20 \log \left(\frac{\sqrt{\sum_{n=1}^5 V_n^2}}{V_{fs}} \right), \text{ dBFS} \quad (12)$$

Суммарный шум, вносимый нелинейными искажениями, — это корень квадратный из суммы квадратов (Root-Sum-Square, RSS) всех гармоник:

$$n_{thd} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}, \text{ B}_{RMS} \quad (13)$$

В документации значение THD приводится не в виде абсолютного уровня шума, а как доля от среднеквадратичного уровня полной шкалы — либо в процентах, либо в децибелах. Тем не менее, результирующий уровень шума,

выраженный через вес младшего значащего бита (LSBRMS), можно найти, используя следующие уравнения.

Если THD дан в процентах, то:

$$n_{thd} = \frac{2^N \cdot THD_{\%}}{2\sqrt{2} \cdot 100}, \text{ LSBRMS} \quad (14)$$

Если THD выражен в LSB, то:

$$n_{thd} = \frac{2^N}{2\sqrt{2}} \cdot 10^{\frac{THD_{dB}}{20}}, \text{ LSBRMS} \quad (15)$$

Искажения выходного буфера

В рекламных материалах на многие буферы утверждается, что уровни сигналов на их выходах могут достигать до напряжений на шинах питания (rail-to-rail outputs). В реальности буферы — это просто операционные усилители. Когда их выходное напряжение приближается к напряжению питания или «земле» (однополярное включение), они начинают подходить к пределу своей нагрузочной способности по току. Часто в документации приводят параметры при ненагруженных выходах. В таких условиях их выходное напряжение может отличаться от напряжений на шинах питания и земли всего на 20...30 мВ. Однако если требуется, чтобы буфер выдавал ток величиной хотя бы несколько миллиампер, то отличие уже составит 200...300 мВ. Внимательно читайте документацию. Технические условия на буфер, например, могут утверждать, что «выходное напряжение не превысит 20 мВ от уровня земли». В то же время в другой литературе, посвященной этому же прибору, может быть сказано, что выходное напряжение опускается до 0 В. Это верно, только если число округляется до целого.

На рисунке 8 показано, к чему приводит ограничение тока выходного драйвера вблизи шин питания и земли. Синяя линия линейна, а пунктирная красная — нелинейна. Когда напряжение сигнала приближается к напряжению питания или земли, ток снижается до такой степени, что транзистор операционному усилителю для замыкания контура обратной связи и линеаризации собственной передаточной функции. Видно, что сигнал на входе линейно изменяется во всем диапазоне, но выходной сигнал не соответству-

ет входному в верхней и нижней частях графика. Эта особенность передаточной функции выходного буфера приводит к возникновению нелинейных искажений.

Аналоговый шум

Аналоговый шум (V_n) — это эффективное значение шума, приведенного ко входу АЦП или выходу ЦАП. Он складывается из шума, генерируемого шумовыми источниками, присущими полупроводниковым приборам, которые обсуждались в первой из статей этой серии. В документации данные по аналоговому шуму могут быть приведены в виде спектральной плотности, измеряемой в $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, в виде размаха (peak-to-peak), среднеквадратичного значения напряжения или в виде среднеквадратичного или удвоенного амплитудного значения младшего бита (LSB). Аналоговый шум V_n может порождаться внутренними или внешними источниками, это случайная величина и предполагается, что она описывается распределением Гаусса.

V_n часто задается через среднеквадратичное значение младшего бита LSB_{RMS} . В АЦП V_n называют шумом перехода, поскольку он проявляется как неопределенность во времени перехода с одного выходного кода на следующий. Когда V_n выражен в LSB_{RMS} , эквивалентное удвоенное амплитудное (peak-to-peak) значение шума можно найти по формуле:

$$n_{an} = 6,6 V_n, \text{ LSB}_{p-p} \quad (16)$$

В полупроводниках выделяют пять общих фундаментальных источников шума (V_n): тепловой, дробовой (флуктуационный), лавинного умножения, фликкер-шум и шум, вызванный случайными скачками тока (random). Эти источники подробно обсуждались в первой статье серии, а сейчас следует упомянуть об источнике дополнительного шума — шуме kT/C .

Шум kT/C

Шум kT/C присутствует во всех системах с дискретизацией данных и вместе с шумом квантования накладывает фундаментальное ограничение на характеристики любого АЦП. Сам шум kT/C не является фундаментальным. Правильнее сказать, что это тепловой шум при наличии фильтрующего конденсатора, и он присутствует во всех схемах выборки/хранения на входе АЦП.

На рисунке 10а показана упрощенная схема выборки/хранения на входе АЦП. Когда ключ замкнут, конденсатор (C_s) заряжается до напряжения входного источника (V_{in}). На рисунке 10б приведена эквивалентная шумовая

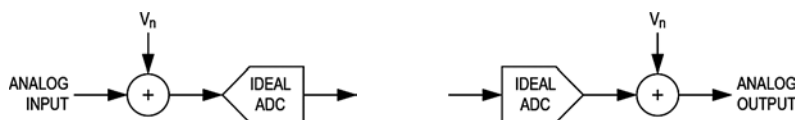


Рис. 9. Аналоговый шум V_n , приведенный ко входу или выходу

Analog Input — аналоговый вход; Ideal ADC — идеальный АЦП; Analog Output — аналоговый выход

Семейство MAX1115x/6x



Самые компактные в отрасли
16/18-битные биполярные АЦП
с входным напряжением ± 5 В

16-bit/250ksp/s

16-bit/500ksp/s

18-bit/500ksp/s

MAX11167

MAX11166

MAX11156

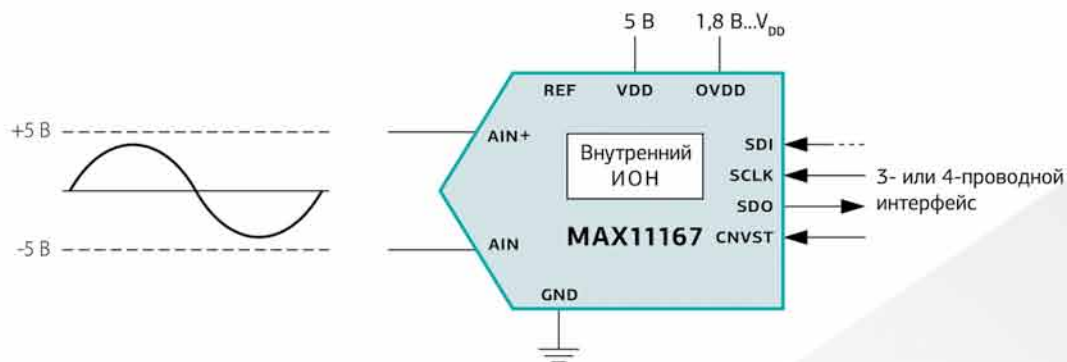
± 5 V

MAX11165

MAX11164

MAX11154

0...+5V



Логотип Maxim Integrated — торговая марка Maxim Integrated Products, Inc

Группа компаний Симметрон

www.symmetron.ru

МОСКВА

Тел.: (495) 797-5535, -45
moscow@symmetron.ru

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ

Тел.: (812) 449-4000, -05, -06
spb@symmetron.ru

НОВОСИБИРСК

Тел. (383) 361-3424
sibir@symmetron.ru

КИЕВ

Тел. +38 (044) 494-2525
kiev@symmetron.ua

МИНСК

Тел. +375 (17) 336-0606
minsk@symmetron.ru

ХАРЬКОВ

Тел. +38 (057) 750-8022
kharkov@symmetron.ua

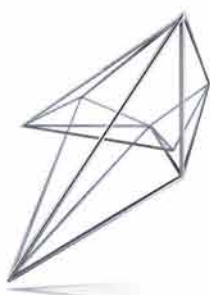




Рис. 10. Упрощенная схема выборки/хранения (а) и эквивалентная шумовая схема (б)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(AVDD = DVDD = +4.75V to +5.25V, fSCLK = 4.8MHz (50% duty cycle), 24 clocks/conversion (200kps), VREF = +4.096V, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC ACCURACY (NOTE 1)						
Resolution			14			Bits
Relative Accuracy (Note 2)	INL	MAX1062A			±1	LSB
		MAX1062B			±2	
		MAX1062C			±3	
Differential Nonlinearity	DNL	No missing codes over temperature		±0.5	±1	LSB
Transition Noise		RMS noise		±0.32		LSBRMS
DYNAMIC SPECIFICATIONS (1kHz sine wave, 4.096Vp-p) (Note 1)						
Total Harmonic Distortion	THD			-99	-86	dB
CONVERSION RATE						
Aperture Jitter				<50		ps
Sample Rate	fs	fSCLK / 24			200	kpsps

Рис. 11. Относящаяся к шумовым параметрам часть таблицы «Электрические характеристики» из технического описания АЦП MAX1062

50% duty cycle — рабочий цикл 50%; **24 clocks/conversion** — 24 такта на преобразование; $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted. **Typical values are at TA = +25°C** — T_A от T_{MIN} до T_{MAX} , если не указано иное. Типовые значения даны для $T_A = 25^\circ\text{C}$; **Parameter** — параметр; **DC Accuracy (Note 1)** — точность по постоянному току (примечание 1); **Resolution** — разрешение; **Relative Accuracy (Note 2)** — относительная точность (примечание 2); **Differential Nonlinearity** — дифференциальная нелинейность; **No missing codes over temperature** — отсутствие пропущенных кодов во всем диапазоне температур; **Transition Noise** — шум переключения между смежными кодами; **Dynamic Specifications (1kHz sine wave, 4.096Vp-p)** — динамические параметры (синусоида 1 кГц, 4,096 Вp-p); **Conversion Rate** — скорость преобразования; **Aperture Jitter** — дрожание апертуры; **Sample Rate** — частота дискретизации; **Bits** — биты; **dB** — дБ; **ps** — пс

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX5170

(VDD = +5V ±10%, VREF = 2.5V, OS = AGND = DGND, RL = 5kΩ, CL = 100pF referenced to ground, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
STATIC PERFORMANCE						
Resolution			14			Bits
Output Noise Voltage		f = 100kHz		1		LSBp-p
Output Thermal Noise Density				80		nV/√Hz

Рис. 12. Из технического описания ЦАП MAX5170

Electrical characteristics — электрические характеристики; **CL=100pF referenced to ground** — $C_L = 100$ пФ подключена к земле; $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted. **Typical values are at TA = +25°C** — T_A от T_{MIN} до T_{MAX} , если не указано иное. Типовые значения даны для $T_A = +25^\circ\text{C}$; **Parameter** — параметр; **Static Performance** — статические характеристики; **Resolution** — разрешение; **Output Noise Voltage** — напряжение шумов на выходе; **Output Thermal Noise Density** — плотность теплового шума на выходе; **Symbol** — обозначение; **Conditions** — условия; **Min** — минимальное; **Typ** — типичное; **Max** — максимальное; **Units** — единицы; **Bits** — биты

схема. В ней ключ заменен резистором R_s , в котором объединены сопротивление ключа в открытом состоянии и выходной импеданс источника напряжения. Напряжение V_{in} замещено спектральной плотностью шума (e_n), а V_{out} — напряжением выходного шума (V_n). Когда ключ замкнут, C_s заряжается до входного напряжения (V_{in}) плюс напряжение шума (V_n).

Общее выходное напряжение шума (V_n) получается в результате низкочастотной фильтрации конденсатором C_s теплового шума, генерируемого резистором R_s . Любые изменения теплового шума, вызванные изменением R_s , компенсируются равным и противоположным изменением, связанным с расширением или сужением полосы пропускания (BW) RC-фильтра. В результате R_s исключается из уравнения расчета шума (17) и не оказывает влияния на итоговое значение. Выходной шум,

который оказывается функцией только температуры и величины конденсатора C_s , рассчитывается с помощью уравнения:

$$V_n = \sqrt{\frac{kT}{C_s}}, B_{RMS} \quad (17)$$

где k — постоянная Больцмана, а T — температура в градусах Кельвина.

Для справки можно указать, что при комнатной температуре и емкости конденсатора 1 пФ уровень шума составляет 64,4 мкВ_{RMS}. При увеличении емкости в x раз шум снижается в $x^{1/2}$ раз.

Внешний шум

Мы уже обсудили источники внутреннего шума, но имеется и много источников внешнего шума. Внешний шум может поступать из множества мест вне самой сигнальной цепи: источники питания, цифровые переключатели, высокочастотные и электро-

магнитные помехи. Следует помнить о внешних источниках шума и всегда разводить печатные платы должным образом, соблюдая правила соединения различных цепей и полигонов, находящихся под потенциалом «земли» в единой точке. Для успешного использования развязывающих конденсаторов в цепях питания, низкочастотных фильтров, экранов высокочастотных и электромагнитных помех требуются глубокие знания как на уровне компонентов, так и на системном уровне. Конденсаторы и их резонансные частоты, последовательно включаемые компоненты, такие как дроссели, ферритовые бусины и резисторы, — все это играет важную роль при минимизации уровня шумов.

ОПИСАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДАННЫХ

Приведенные ниже данные были взяты из документации на АЦП MAX1062. Таблица на рисунке 11 — пример того, в каком виде приводятся в типичном техническом описании такие параметры как разрешение, дифференциальная нелинейность (DNL), дрожание апертуры, полный коэффициент гармоник (THD) и аналоговый шум.

Следующая таблица (см. рис. 12) взята из технического описания ЦАП MAX5170. Это еще один пример того, в каком виде могут быть представлены данные по шумам в технической документации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из настоящей статьи мы узнали, как различные параметры преобразователей данных влияют на шумы в сигнальных цепях. Среди таких параметров — разрешение, дифференциальная нелинейность, ширина полосы рабочих частот, дрожание тактового сигнала, нелинейные искажения и шум, приведенный ко входу или выходу.

В третьей статье серии будет сведено воедино все, что мы узнали о параметрах преобразователей. Будет продемонстрировано, как, пользуясь таблицами электрических характеристик, оценить долю шума от преобразователя в суммарном шуме в цепи прохождения сигнала. Также будет показано, как выбрать наиболее подходящий преобразователь при заданной верхней границе по шуму. Будут описаны бесплатные программные продукты, полезные для идентификации источников шума и оптимизации характеристик каналов обработки сигналов.

За дополнительной информацией обращайтесь к авторизованным дистрибьюторам компании Maxim Integ-

rated в РФ (www.maximintegrated.com/distributors).

ЛИТЕРАТУРА

1. Razavi, Behzad, *Principles of Data Conversion System Design*. IEEE Press, New York, 1995.
2. Maloberti, Franco, *Data Converters*. Springer, Netherlands, 2008.
3. Maxim Integrated tutorial 3631. *Random Noise Contribution to Timing Jitter — Theory and Practice*//www.maximintegrated.com/AN3631.
4. Maxim Integrated tutorial 1197. *How Quantization and Thermal Noise Determine an*

ADC's Effective Noise Figure//www.maximintegrated.com/AN1197.

5. Maxim Integrated tutorial 4992. *Reduce the Chances of Human Error: Part 1, Power and Ground*//www.maximintegrated.com/AN4992.
6. Maxim Integrated tutorial 4993. *Reduce the Chances of Human Error: Part 2, Super Amps and Filters for Analog Interface*//www.maximintegrated.com/AN4993.
7. Maxim Integrated tutorial 5065. *Radio Susceptibility — Cure with Antibiotic, Vaccine, or the Laws of Physics?*//www.maximintegrated.com/AN5065.

8. Maxim Integrated application note 4644. *Use a Twist and Other Popular Wires to Reduce EMI/RFI*//www.maximintegrated.com/AN4644.

9. Maxim Integrated application note 4345. *Well Grounded, Digital Is Analog*//www.maximintegrated.com/AN4345.
10. Maxim Integrated application note 4295. *Small-Signal Bandwidth in a Big-Band Era*//www.maximintegrated.com/AN4295.
11. Maxim Integrated application note 4605. *Avoid Design Misinterpretations that Put System Operation in Jeopardy*//www.maximintegrated.com/AN4605.

НОВОСТИ ИНЖЕНЕРНОГО СООБЩЕСТВА

| КАДРОВАЯ ПОЛИТИКА В ОТНОШЕНИИ ИНЖЕНЕРОВ СТАРШЕГО ВОЗРАСТА | Многим инженерам при поиске работы приходится в той или иной форме слышать отказы из-за возрастных ограничений, устанавливаемых работодателями. В прессе время от времени возникают дискуссии на подобные темы. Этот вопрос стал поводом для небольшого исследования об отношении к инженерам старшего возраста в различных компаниях и странах. Когда в ряде стран вышел закон, предусматривающий штраф за возрастную дискриминацию при приеме на работу, в качестве причины отказа называлась «профессиональная непригодность» или еще что-нибудь в том же духе.

В России в подавляющем большинстве случаев предпочтение отдается молодым инженерам. Преимуществами молодых соискателей работодатели считают энергичность, гибкость мышления, обучаемость, высокую мотивацию, нацеленность на развитие и карьерный рост.

Существует мнение, что молодые кандидаты менее требовательны, задают меньше вопросов, чаще соглашаются работать сверхурочно. Весомым аргументом в пользу выбора молодых сотрудников является и то, что они лучше адаптированы к современным условиям. Многие работодатели убеждены, что люди старшего поколения, выросшие и получившие образование и начальный опыт работы в СССР, не умеют работать в условиях современного бизнеса, поэтому даже их солидный опыт качественно отличается от опыта молодых кандидатов и оценивается ниже.

Исходя из данных статистических исследований, шведские работодатели оказались одними из худших в мире по показателям найма на работу пожилых сотрудников. Эти работодатели не поощряют желания пожилых инженеров отсрочить выход на пенсию, оставшись на рабочем месте. Об этом сообщает шведское информационное агентство TT со ссылкой на исследование, проведенное в прошлом году компанией по кадровому обеспечению и набору персонала Menpower в 28 странах среди 30 тысяч работодателей.

О наличии стратегии в отношении найма персонала старшего возраста заявили на момент опроса лишь 8% шведских работодателей. Наибольшую активность в этом вопросе проявляют, согласно исследованию, японские компании — 83% опрошенных имеют специальные программы по найму сотрудников старшего возраста. В Сингапуре такие программы имеются почти на каждом втором предприятии. Приведем комментарии специалистов и отраслевых экспертов.

Никол Прасад (Nikhil Prasad), глава отдела силовой электроники, MicroLogix: «Зачастую возраст ассоциируется не с накопленным опытом, а с утраченными знаниями и низкой самоотдачей. Но чего стоят стереотипы, когда главным показателем является вклад каждого инженера? Важно не то, сколько тебе лет, а то, идешь ли ты в ногу с технологиями. Чем опытнее инженер, тем быстрее и качественнее он выполняет проекты. А разве не это нужно конечному потребителю?»

Боб Уайт (Bob White), президент и старший инженер, Embedded Power Labs: «В большей степени такая ситуация сложилась из-за того, что кадровики недооценивают сложность профессии инженера. При отборе кандидатов они руководствуются краткосрочной выгодой, т.е. нанимают молодых малооплачиваемых инженеров. Они уверены, что молодые и пожилые специалисты одинаково качественно и быстро выполняют работу, однако последние требуют большей зарплаты. К чему приводит такая стратегия, всем известно. Через несколько лет все же приходится прибегать к помощи более опытных коллег».

Гарольд Макс (Harold Macks), инженер, Visteon: «Автомобильной отрасли, где я работаю, требуются опытные инженеры, которых, увы, принимают неохотно. Да, опыт ценится, но преимущество — за молодыми. Через пару десятков лет молодой специалист станет «матерым», а уже состоявшийся через пару лет покинет компанию, и придется искать ему замену».

Арт Нейс (Art Nace), президент, Nace Engineering: «В других отраслях опыт ценится гораздо выше. Взять, к примеру, медицину. Вряд ли найдется пациент, который доверит проведение операции молодому специалисту, а не более опытному врачу. Главы компаний и подразделений подбирают зрелых претендентов на руководящие должности. Корпорации возглавляют зрелые люди, а не 25-летние юнцы. Важность инженерного дела не настолько очевидна, поэтому недалёковидные менеджеры не делают различий между опытными и начинающими специалистами. Рано или поздно это приведет к краху компании, или она займет свою нишу на рынке, не претендуя на звание технологичной. Отказ же крупных компаний от ведущих специалистов в большинстве случаев оборачивается слиянием с более успешным конкурентом».

Йорг Шульц-Клевинг (Joerg Schulze-Clewing), консультант по проектированию: «Нельзя сказать, что грамотные специалисты по подбору кадров недооценивают умудренных опытом инженеров. Наоборот, если компания не испытывает серьезных трудностей (например, финансовых), то предпочтение отдадут именно зрелым специалистам. В других компаниях, наоборот, таких специалистов нанимают только тогда, когда работа зашла в тупик. Более опытные инженеры быстрее решают проблемы и устраняют ошибки, оказывая поддержку компании. Кроме того, поскольку большое количество вопросов решается удаленно, сотрудники зачастую не имеют представления о возрасте друг друга. Важен опыт, а не возраст».

Марти Браун (Marty Brown), эксперт по силовой электронике: «Времена изменились. Прежде я работал в компаниях, руководство которых заботилось о благосостоянии сотрудников: пикники и коллективные поездки устраивались за счет компании. Сейчас жизнь работников не волнует компанию. Специалисты, желающие совершенствоваться и защищать ученые степени, больше не принимаются на работу, а вчерашние студенты обходятся недорого и могут выполнять большую часть обязанностей. Но как тогда вырастить следующее поколение профессионалов? Остается надеяться на энтузиазм молодежи, который поможет ей обучиться всему самостоятельно, без помощи более старших и опытных коллег».

Продолжение см. на с. 115