

ЦИФРОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

ГЛАВА 5: МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ЦИТ

В.Г. Кнорринг

ГЛАВА 5. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ЦИТ

Содержание:

- Общие соображения
- Статические характеристики микросхем ЦАП и АЦП
- Динамические и «смешанные» характеристики микросхем ЦАП и АЦП
- Помехоустойчивость средств ЦИТ

ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНО МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СРЕДСТВ ЦИТ

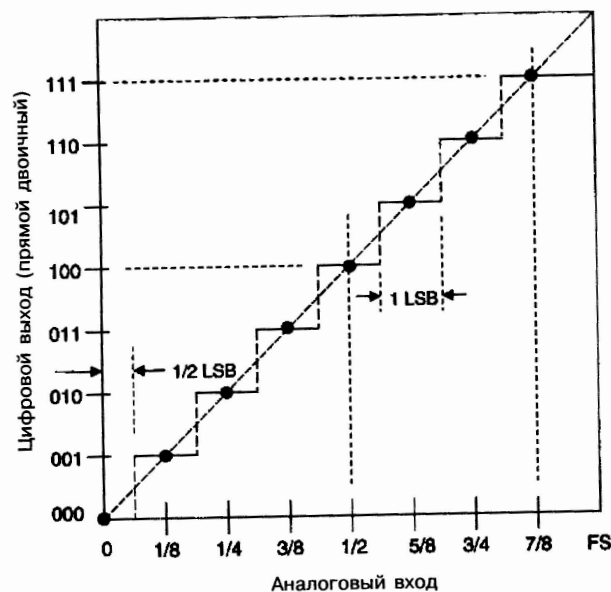
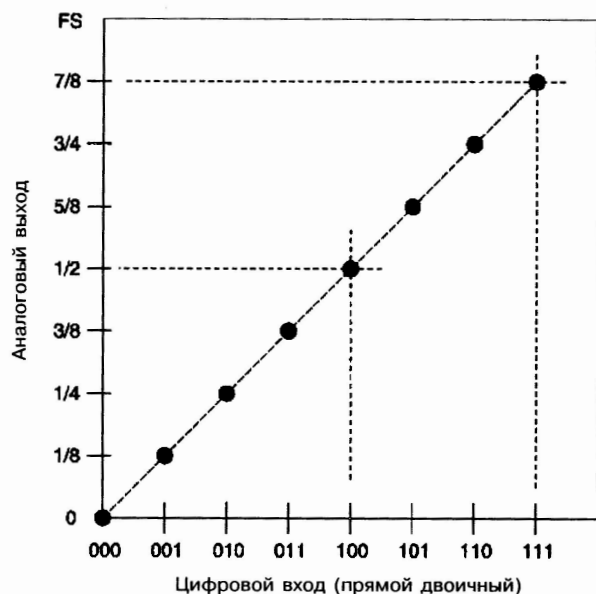
- Цифровые измерительные приборы и калибраторы являются средствами измерений, и их метрологические характеристики, вообще говоря, должны нормироваться по ГОСТ 8.009–84
- Интегральные микросхемы АЦП и ЦАП не являются средствами измерений. Называть их технические характеристики метрологическими можно только условно. Вместе с тем, характеристики микросхем, сообщаемые их изготовителями, являются исходными данными для предварительных оценочных расчётов погрешностей проектируемых студентами цифровых приборов и модулей.
- Поэтому именно точностным характеристикам микросхем будет уделено основное внимание. Характеристики приборов будут затрагиваться время от времени, когда в этом будет необходимость

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦАП И АЦП

Идеальные статические характеристики

ЦАП

АЦП



По книге: *Аналого-цифровое преобразование*. – М.: Техносфера, 2007.
Далее – АЦ преобразование

Обратим внимание на обозначение FS (Full Scale) – предел, диапазон преобразования

ДИАПАЗОН ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И КВАНТ

- Характеристика n -разрядного двоичного ЦАП имеет в диапазоне преобразования 2^n точек, включая нулевую. Расстояние между точками по оси выходного сигнала назовём квантом q . Последняя точка отстоит на квант от предела FS .
- Характеристика n -разрядного двоичного АЦП имеет в диапазоне преобразования 2^n ступеней, включая нулевую. Ширину ступени (по оси входного сигнала) назовём квантом q ; скачки между ступенями – кодовыми переходами. Последний кодовый переход отстоит на $1,5q$ от предела FS .
- В англоязычной литературе для кванта принято обозначение *LSB* – *Least Significant Bit*. Этим же термином обозначается младший разряд в кодовой комбинации.

АДДИТИВНАЯ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНАЯ ПОГРЕШНОСТИ

- Реальные ЦАП и АЦП имеют аддитивную и мультипликативную погрешности, понимаемые соответственно как параллельный сдвиг и изменение наклона (gain) линейной характеристики преобразования.
- Аддитивная и мультипликативная погрешности микросхемы АЦП могут быть скорректированы в аналоговой части измерительного канала, в микроконтроллере или в самом АЦП.

МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

- Систематические погрешности, вызванные влияющими факторами, могут быть скорректированы методом *вспомогательных измерений*. Для этого в некоторых микросхемах (например, серии ADuC) предусматриваются вспомогательные (auxiliary) каналы – в основном для измерения температуры.
- Систематические погрешности любого происхождения могут быть скорректированы методом *образцовых сигналов*, он же метод *калибровки*.
- Если в микросхеме АЦП предусмотрена калибровка, она бывает двух видов: *самокалибровка* (self calibration) и *системная калибровка* (system calibration). Последняя позволяет скорректировать погрешности не только АЦП, но и всей предшествующей ему части измерительного канала.

ПРИМЕР: ТАБЛИЦА РЕЖИМОВ МИКРОСХЕМ АЦП AD7798/AD7799 (НАЧАЛО)

Эти четыре режима не имеют отношения к калибровке.

Data Sheet

AD7798/AD7799

Table 13. Operating Modes

MD2	MD1	MD0	Mode
0	0	0	Continuous-Conversion Mode (Default). In continuous-conversion mode, the ADC continuously performs conversions and places the result in the data register. \overline{RDY} goes low when a conversion is complete. After power-on, a channel change, or a write to the mode, configuration, or IO registers, the first conversion is available after a period of $2/f_{ADC}$, and subsequent conversions are available at a frequency of f_{ADC} .
0	0	1	Single-Conversion Mode. When single-conversion mode is selected, the ADC powers up and performs a single conversion. The oscillator requires 1 ms to power up and settle. The ADC then performs the conversion, which takes a time of $2/f_{ADC}$. The conversion result is placed in the data register, \overline{RDY} goes low, and the ADC returns to power-down mode. The conversion remains in the data register and \overline{RDY} remains active (low) until the data is read or another conversion is performed.
0	1	0	Idle Mode. In idle mode, the ADC filter and modulator are held in a reset state, although the modulator clocks are still provided.
0	1	1	Power-Down Mode. In this mode, all AD7798/AD7799 circuitry is powered down, including the burnout currents.

ТАБЛИЦА РЕЖИМОВ МИКРОСХЕМ АЦП AD7798/AD7799 (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

1	0	0	Internal Zero-Scale Calibration. An internal <u>short</u> is automatically connected to the enabled channel. A calibration takes two conversion cycles to complete. <u>RDY</u> goes high when the calibration is initiated and returns low when the calibration is complete. The ADC is placed in idle mode following a calibration. The measured offset coefficient is placed in the offset register of the selected channel.
1	0	1	Internal Full-Scale Calibration. A full-scale input voltage is automatically connected to the selected analog input for this calibration. When the gain equals 1, a calibration takes two <u>conversion</u> cycles to complete. For higher gains, four conversion cycles are required to perform the full-scale calibration. <u>RDY</u> goes high when the calibration is initiated and returns low when the calibration is complete. The ADC is placed in idle mode following a calibration. The measured full-scale coefficient is placed in the full-scale register of the selected channel. Internal full-scale calibrations cannot be performed when the gain equals 128. The ADC is factory-calibrated at a gain of 128 and this factory-generated value is placed in the full-scale register on power up and when the gain is set to 128. With this gain setting, a system full-scale calibration can be performed. To minimize the full-scale error, a full-scale calibration is required each time the gain of a channel is changed.

У многих микросхем АЦП самокалибровка нуля и полного диапазона выполняется одной командой, а не двумя, как у AD7798/AD7799..

ТАБЛИЦА РЕЖИМОВ МИКРОСХЕМ АЦП AD7798/AD7799 (ОКОНЧАНИЕ)

1	1	0	System Zero-Scale Calibration. Users should connect the system zero-scale input to the channel input pins as selected by the CH2 to CH0 bits. A system offset calibration takes two conversion cycles to complete. RDY goes high when the calibration is initiated and returns low when the calibration is complete. The ADC is placed in idle mode following a calibration. The measured offset coefficient is placed in the offset register of the selected channel. A zero-scale calibration is required each time the gain of a channel is changed.
1	1	1	System Full-Scale Calibration. Users should connect the system full-scale input to the channel input pins, as selected by the CH2 to CH0 bits. A calibration takes two conversion cycles to complete. RDY goes high when the calibration is initiated and returns low when the calibration is complete. The ADC is placed in idle mode following a calibration. The measured full-scale coefficient is placed in the full-scale register of the selected channel. A full-scale calibration is required each time the gain of a channel is changed.

Системная калибровка нуля и полного диапазона обязательно выполняется двумя отдельными командами...

ПРЕДЕЛЫ КАЛИБРОВКИ

- Калибровка, встроенная в АЦП, не может устранить погрешность произвольно большого размера. Обычно возможности встроенной калибровки как нуля, так и полного диапазона ограничиваются $\pm 5\%$ диапазона.
- Если понадобится обеспечить более широкий диапазон, придётся переносить вычислительные операции в микроконтроллер.

НЕЛИНЕЙНОСТЬ

- Нелинейность характеристики преобразования ЦАП и АЦП считается более серьёзным недостатком, чем легко поддающиеся коррекции аддитивная и мультипликативная погрешности.
- В аналоговой технике это не так: нелинейность легко учесть градуировкой шкалы. Цифровой же отсчёт этого не допускает.
- Другое отличие цифровой техники от аналоговой: нелинейность ЦАП и АЦП характеризуется *двумя различными параметрами*: интегральной и дифференциальной нелинейностями.

ИНТЕГРАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНОСТЬ

- Интегральная нелинейность (или просто нелинейность) ЦАП – это максимальное по модулю отклонение точек характеристики от некоторой аппроксимирующей прямой.
- Интегральная нелинейность (или просто нелинейность) АЦП – это максимальное по модулю отклонение середин ступеней характеристики (см. слайд 4) от некоторой аппроксимирующей прямой.
- Вместо положения середин ступеней возможно использовать положение кодовых переходов.
- Нелинейность выражается в процентах полной шкалы, в миллионных долях (ppm) или в LSB.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНОСТЬ

- Дифференциальная нелинейность ЦАП – это максимальное по модулю отклонение единичного приращения выходного сигнала от приращения, среднего по характеристике.
- Дифференциальная нелинейность АЦП – это максимальное по модулю отклонение ширины ступеней характеристики от ширины, средней по характеристике.
- Дифференциальная нелинейность, как правило, выражается в LSB.

ВОЗМОЖНЫЕ СЛЕДСТВИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ

- Наличие дифференциальной нелинейности может привести к немонотонности характеристики ЦАП или АЦП.
- У АЦП наличие дифференциальной нелинейности может привести к пропускам кодовых комбинаций (missing codes).

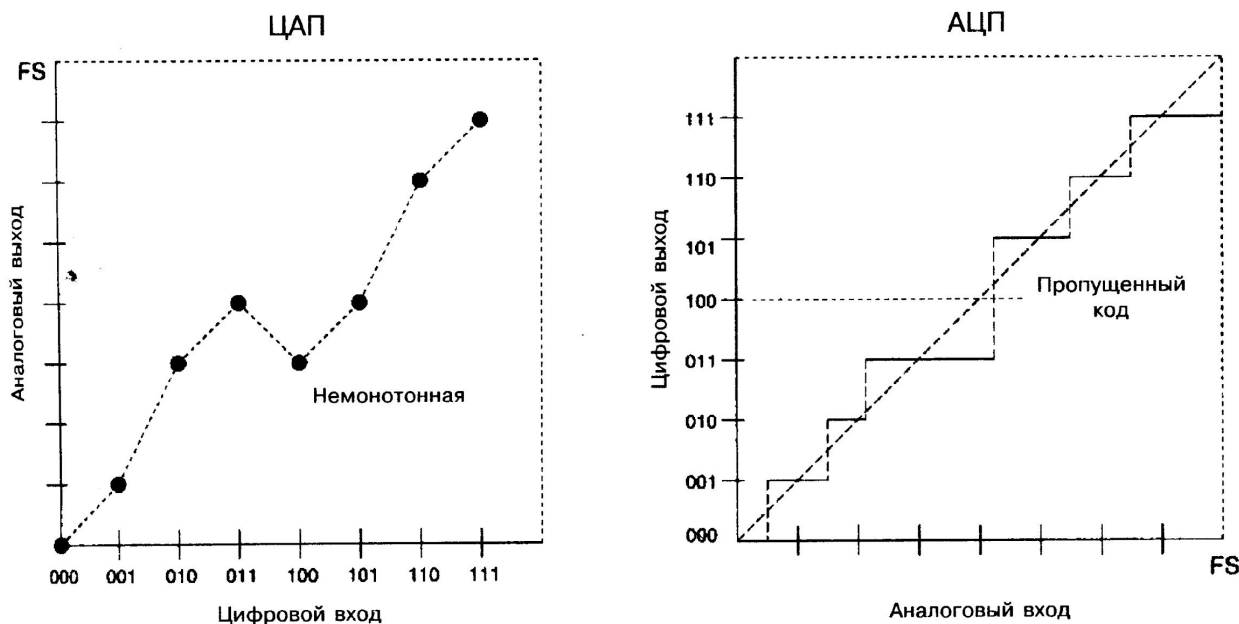


Рис. 2.19. Передаточная характеристика неидеального 3-разрядного ЦАП и АЦП

Рисунок из книги: АЦ преобразование

ПРИМЕР БОЛЬШОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ И МАЛОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ

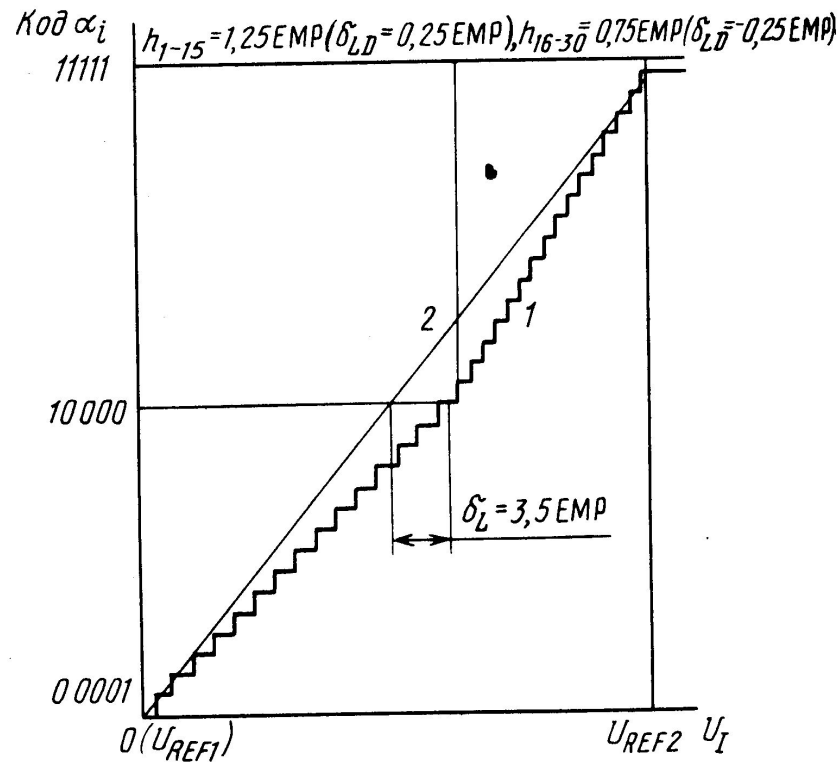


Рисунок из книги: Марцинкявичюс

СПОСОБЫ ПРОВЕДЕНИЯ АППРОКСИМИРУЮЩЕЙ ПРЯМОЙ

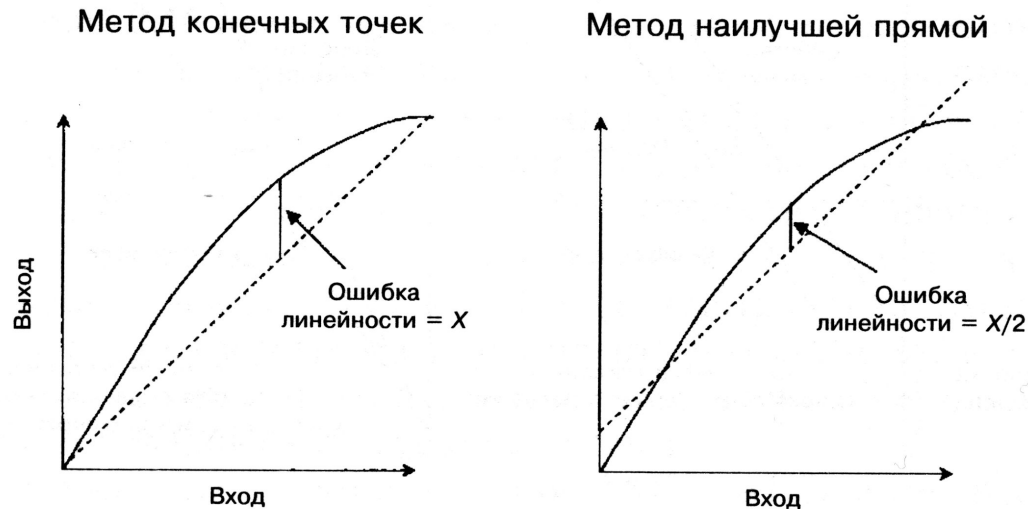


Рис. 2.18. Методы измерения интегральной ошибки линейности

Рисунок из книги: АЦ преобразование

**Следует предпочесть оценивание
нелинейности методом конечных точек
(endpoint nonlinearity)**

ПРИМЕР НУЛЕВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ И БОЛЬШОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ

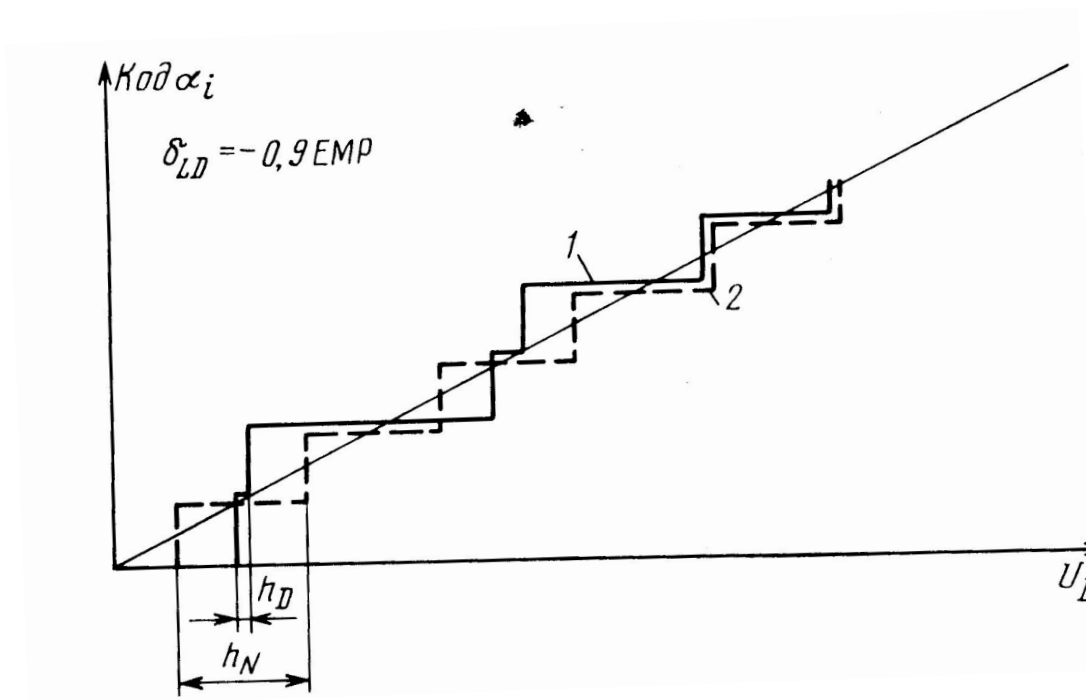


Рисунок из книги: Марцинкявичюс

РЕАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНОСТЬ МИКРОСХЕМЫ ЦАП

AD5541A

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

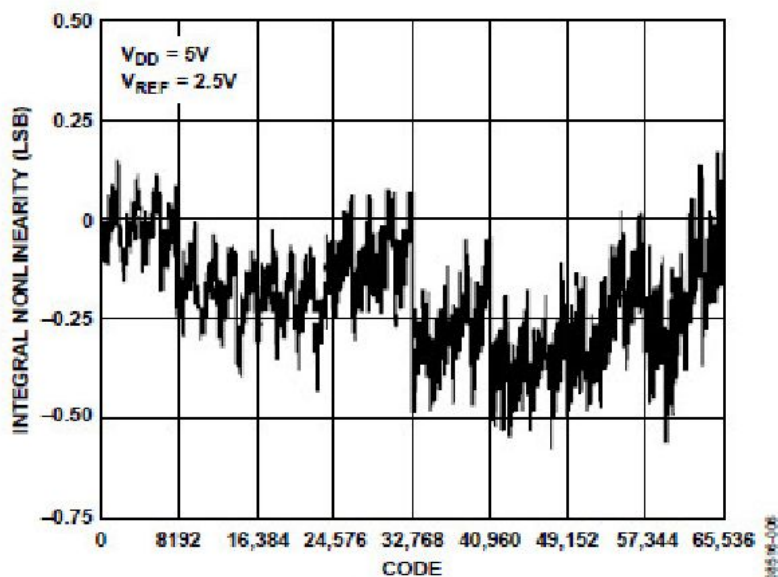


Figure 7. Integral Nonlinearity vs. Code

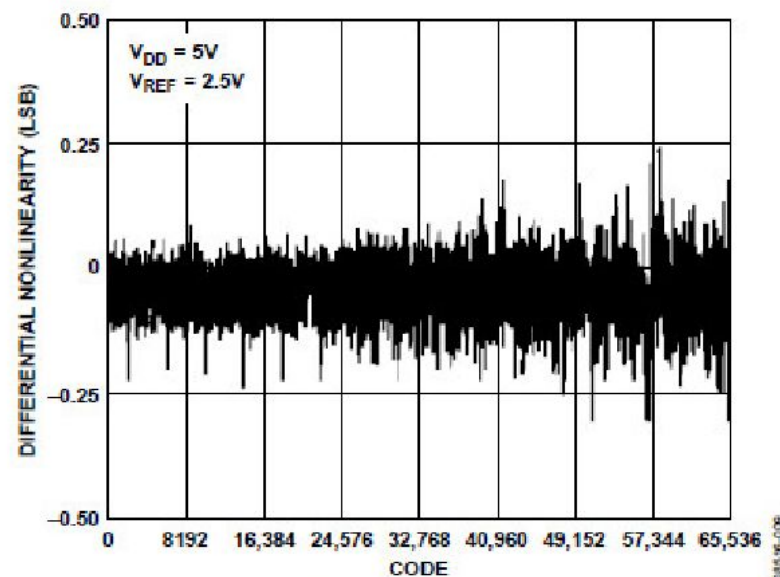
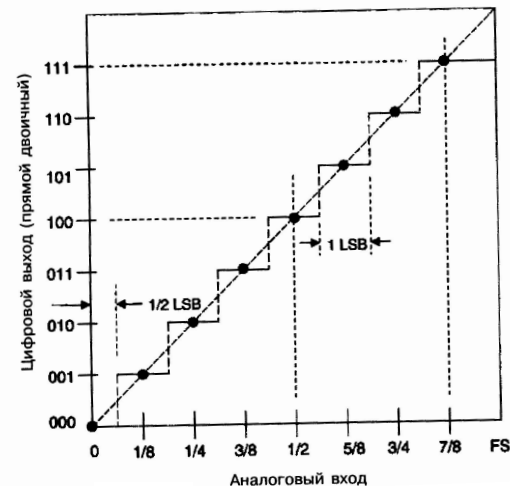


Figure 10. Differential Nonlinearity vs. Code

КВАНТОВАНИЕ И ШУМ АЦП

Если бы характеристика АЦП была идеальной (как на слайде 4), единственной погрешностью была бы *погрешность квантования* – разность между ступенчатой и линейной функциями.

Из графика видно, что эта разность представляет собой пилообразную функцию, колеблющуюся в пределах $\pm q/2$.



ПОГРЕШНОСТЬ КВАНТОВАНИЯ КАК НЕСЛУЧАЙНАЯ (ПИЛООБРАЗНАЯ) ФУНКЦИЯ СЛУЧАЙНОЙ ПРЕОБРАЗУЕМОЙ ВЕЛИЧИНЫ

Если плотность распределения преобразуемой величины охватывает несколько квантов и не имеет резких выбросов, плотность распределения погрешности квантования равномерна в пределах $\pm q/2$. Её дисперсия $D = q^2/12$, и среднеквадратическое отклонение $\sigma = q/\sqrt{12}$.

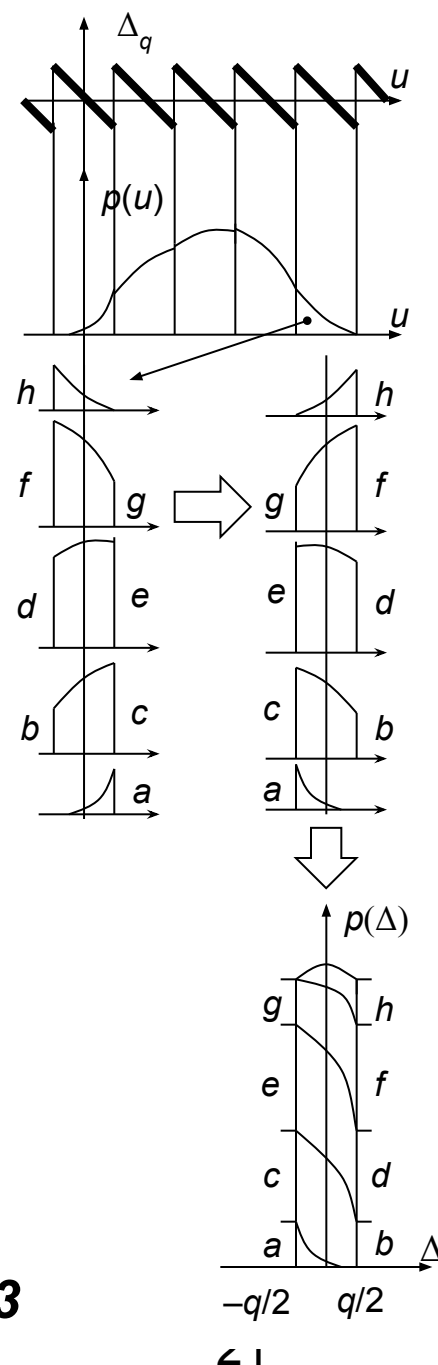


Рисунок из книги: Кнорринг 2003

ПРАКТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ

- При идеальной характеристике преобразования погрешность квантования находится в пределах $\pm q/2$. Однако практически возможно смещение идеальной характеристики влево или вправо в пределах ступени квантования. Оно не будет замечено: при подаче нулевого напряжения АЦП покажет нуль.
- В этой ситуации можно считать, что погрешность квантования входит в результат дважды: один раз, систематическим образом, при установке нуля, и второй раз, случайным образом, при преобразовании.
- Тогда практическая оценка погрешности квантования выглядит так: предельные значения $\pm q$; дисперсия $q^2/12$.

ПРИВЕДЁННАЯ ПОГРЕШНОСТЬ КВАНТОВАНИЯ

- Если измерительный канал рассчитан так, что диапазон АЦП использован полностью, то приведённая погрешность квантования $\pm q$ будет прямо связана с разрядностью АЦП:

Число двоичных разрядов n	Приведённая погрешность $\gamma_{\text{КВ}}$
8	0,4%
10	0,1%
12	0,025% = 250 ppm
14	0,006% = 60 ppm
16	0,0015% = 15 ppm

- Если диапазон АЦП выбрать с запасом, приведённая погрешность соответственно возрастёт!

ВЛИЯНИЕ МАЛОГО ШУМА

Шум, составляющий малую долю кванта, вызывает разброс результатов преобразования только в небольшой области вблизи кодового перехода. Математическое ожидание результатов выглядит как «размытый» кодовый переход. Этот «размыв» есть интегральная кривая распределения вероятностей шума.

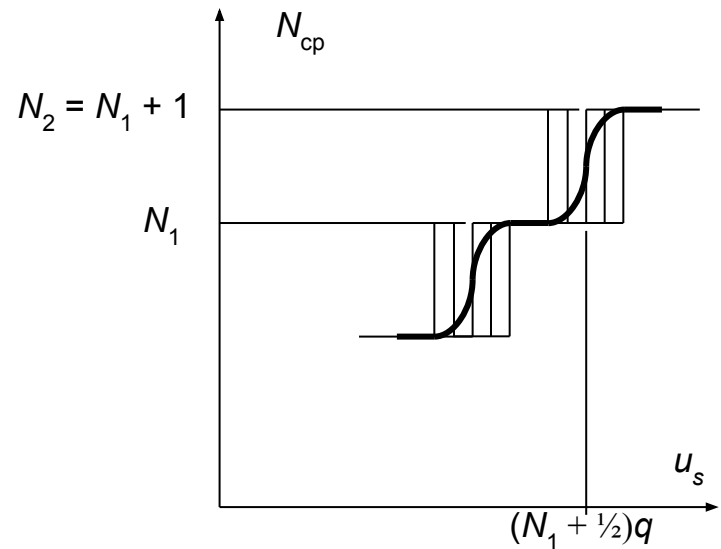


Рис. 2.18

Рисунок из книги: Кнорринг 2003

У ХОРОШЕГО АЦП ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ПРИБЛИЖЕНИЙ ШУМОВОЙ РАЗБРОС ОТСЧЁТОВ МАЛ ИЛИ ОТСУТСТВУЕТ

AD7452

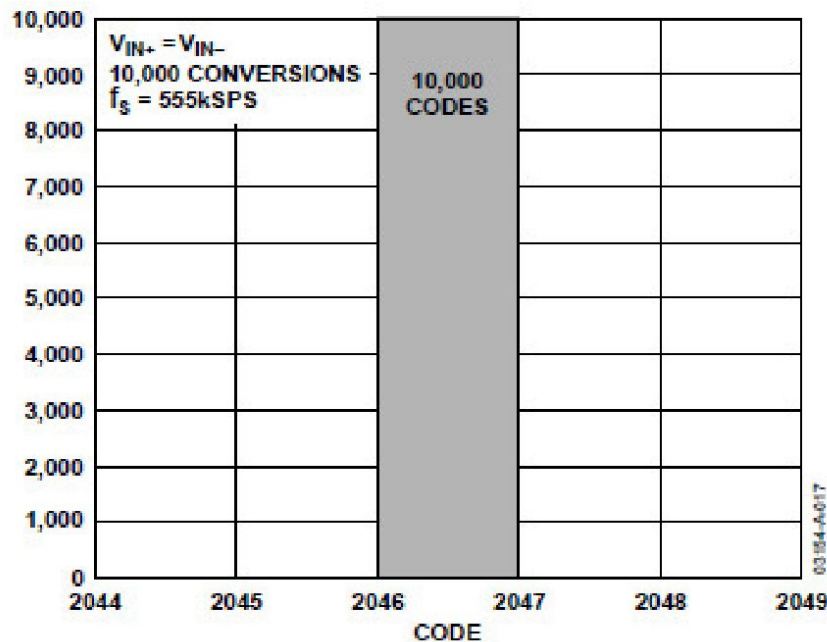


Figure 17. Histogram of 10,000 Conversions of a DC Input with $V_{DD} = 5\text{ V}$

У АЦП С $\Sigma\Delta$ -МОДУЛЯТОРАМИ «ШУМ КВАНТОВАНИЯ» МОДУЛЯТОРА МОЖЕТ ВЫЗВАТЬ РАЗБРОС РЕЗУЛЬТАТОВ НА ДЕСЯТКИ КВАНТОВ ПРИМЕР – МИКРОСХЕМА AD7799

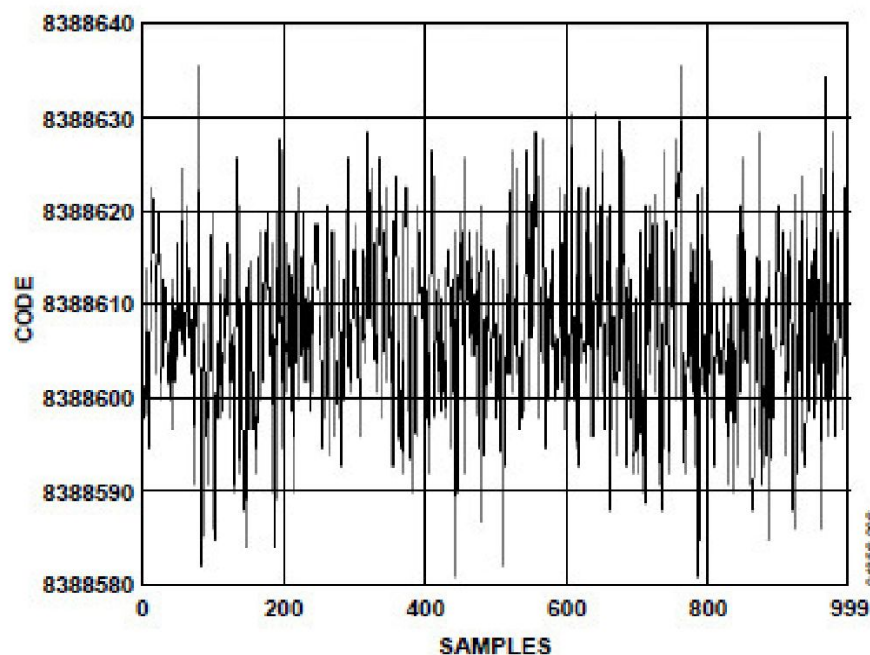


Figure 6. AD7799 Noise ($V_{REF} = AV_{DD}/2$, Gain = 64, Update Rate = 4.17 Hz)

В этих условиях дополнительный учёт погрешности квантования становится бессмысленным..

ГИСТОГРАММА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОТСЧЁТОВ АЦП, СООТВЕТСТВУЮЩАЯ ГРАФИКУ ПРЕДЫДУЩЕГО СЛАЙДА

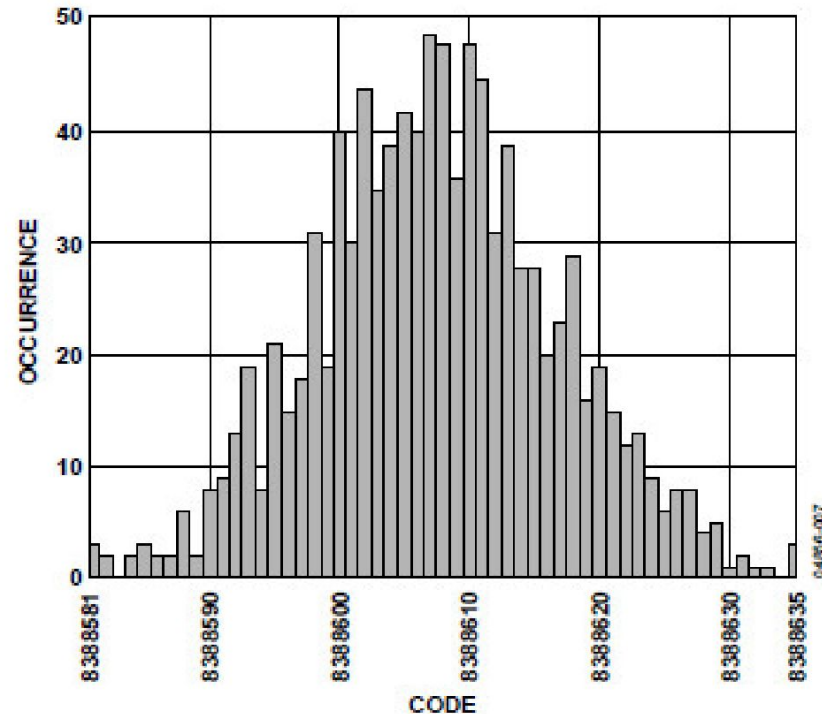


Figure 7. AD7799 Noise Distribution Histogram ($V_{REF} = AV_{DD}/2$,
Gain = 64, Update Rate = 4.17 Hz)

**По таким данным определяются параметры шума,
приведённые на следующем слайде**

ЭФФЕКТИВНАЯ РАЗРЯДНОСТЬ МИКРОСХЕМЫ AD7799

(Повторение таблицы со слайда 94 третьей части главы 4)

Номинальная разрядность АЦП7799 – 24 бита. В таблице приведены значения *эффективной разрядности*, понятие которой будет введено ниже при рассмотрении «смешанных» характеристик. В скобках дана разрядность «от пика до пика» (p-p), т. е. число старших разрядов, не затронутых разбросом, который вызван шумом.

Table 8. Typical Resolution (Bits) vs. Gain and Output Update Rate for the AD7799 Using a 2.5 V Reference

Update Rate	Gain of 1	Gain of 2	Gain of 4	Gain of 8	Gain of 16	Gain of 32	Gain of 64	Gain of 128
4.17 Hz	23 (20.5)	22 (19.5)	22.5 (20)	22.5 (20)	22 (19.5)	22 (19.5)	21.5 (19)	20.5 (18)
8.33 Hz	22 (19.5)	21.5 (19)	22 (19.5)	22 (19.5)	21.5 (19)	21.5 (19)	21 (18.5)	20 (17.5)
16.7 Hz	21.5 (19)	20.5 (18)	21.5 (19)	21 (18.5)	21 (18.5)	21 (18.5)	20 (17.5)	19 (16.5)
33.3 Hz	21 (18.5)	20 (17.5)	21 (18.5)	20.5 (18)	20.5 (18)	20.5 (18)	19.5 (17)	18.5 (16)
62 Hz	20.5 (18)	19.5 (17)	20.5 (18)	20 (17.5)	19.5 (17)	19.5 (17)	19 (16.5)	18 (15.5)
123 Hz	20 (17.5)	19 (16.5)	20 (17.5)	19.5 (17)	19 (16.5)	19 (16.5)	18.5 (16)	17.5 (15)
242 Hz	18.5 (16)	18 (15.5)	18.5 (16)	18 (15.5)	18 (15.5)	18.5 (16)	18 (15.5)	17 (14.5)
470 Hz	18.5 (16)	18 (15.5)	18.5 (16)	18.5 (16)	18 (15.5)	18.5 (16)	17.5 (15)	16.5 (14)

Некоторые другие статические характеристики микросхем ЦАП и АЦП можно увидеть на следующих примерах реальных описаний микросхем

ПРИМЕР СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОСХЕМЫ ЦАП

AD5541A

SPECIFICATIONS

$V_{DD} = 2.7\text{ V to } 5.5\text{ V}$, $2.5\text{ V} \leq V_{REF} \leq V_{DD}$, $AGND = DGND = 0\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$,¹ unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Test Condition
STATIC PERFORMANCE					
Resolution	16			Bits	
Relative Accuracy (INL)		±0.5	±1.0	LSB	B grade
		±0.5	±2.0	LSB	A grade
Differential Nonlinearity (DNL)		±0.5	±1.0	LSB	Guaranteed monotonic
Gain Error		0.5	±2	LSB	$T_A = 25^\circ\text{C}$
			±3	LSB	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$
			±4	LSB	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$
Gain Error Temperature Coefficient		±0.1		ppm/°C	
Zero-Code Error		0.3	±0.7	LSB	$T_A = 25^\circ\text{C}$
			±1.5	LSB	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$
			±3	LSB	$-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$
Zero-Code Temperature Coefficient		±0.05		ppm/°C	
DC Power Supply Rejection Ratio			±1	LSB	$\Delta V_{DD} \pm 10\%$
OUTPUT CHARACTERISTICS²					
Output Voltage Range	0		$V_{REF} - 1\text{ LSB}$	V	Unipolar operation
DAC Output Impedance		6.25		kΩ	Tolerance typically 20%
DAC REFERENCE INPUT³					
Reference Input Range	2.0		V_{DD}	V	
Reference Input Resistance	9			kΩ	Unipolar operation
Reference Input Capacitance		26		pF	Code 0x0000
		26		pF	Code 0xFFFF

СЖАТЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОСХЕМЫ АЦП (AD7452)

DC ACCURACY			
Resolution		12	Bits
Integral Nonlinearity (INL) ³		±1	LSB max
Differential Nonlinearity (DNL) ³	Guaranteed no missed codes to 12 bits	±0.95	LSB max
Zero-Code Error ³		±6	LSB max
Positive Gain Error ³		±2	LSB max
Negative Gain Error ³		±2	LSB max
ANALOG INPUT			
Full-Scale Input Span	$2 \times V_{REF}^5$	$V_{IN+} - V_{IN-}$	V
Absolute Input Voltage			
V_{IN+}	$V_{CM} = V_{REF}$	$V_{CM}^1 \pm V_{REF}/2$	V
V_{IN-}	$V_{CM} = V_{REF}$	$V_{CM}^1 \pm V_{REF}/2$	V
DC Leakage Current		±1	µA max
Input Capacitance	When in track/hold	30/10	pF typ
REFERENCE INPUT			
V_{REF} Input Voltage	$V_{DD} = 4.75 \text{ V to } 5.25 \text{ V}$ (±1% tolerance for specified performance)	2.5 ⁶	V
	$V_{DD} = 2.7 \text{ V to } 3.6 \text{ V}$ (±1% tolerance for specified performance)	2.0 ⁷	V
DC Leakage Current		±1	µA max
V_{REF} Input Capacitance	When in track/hold	10/30	pF typ

Не приведены даже параметры, характеризующие дрейф при изменении температуры! ³¹

БОЛЕЕ ПОДРОБНЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОСХЕМЫ АЦП

Data Sheet

AD7798/AD7799

SPECIFICATIONS

$AV_{DD} = 2.7\text{ V to }5.25\text{ V}$; $DV_{DD} = 2.7\text{ V to }5.25\text{ V}$; $GND = 0\text{ V}$; $REFIN(+)=AV_{DD}$; $REFIN(-)=0\text{ V}$. All specifications T_{MIN} to T_{MAX} , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	AD7798B/AD7799B ¹	Unit	Test Conditions/Comments
ADC CHANNEL			
Output Update Rate	4.17 – 470	Hz nom	
No Missing Codes ²	24	Bits min	AD7799: $f_{ADC} < 242\text{ Hz}$
	16	Bits min	AD7798
Resolution			See Table 5 to Table 8
Output Noise and Update Rates			See Table 5 to Table 8
Integral Nonlinearity	±15	ppm of FSR max	
Offset Error ³	±1	µV typ	
Offset Error Drift vs. Temperature ⁴	±10	nV/°C typ	
Full-Scale Error ^{3,5}	±10	µV typ	
Gain Drift vs. Temperature ⁴	±1	ppm/°C typ	
Power Supply Rejection	100	dB min	$A_{IN} = 1\text{ V/gain}$, $\text{gain} \geq 4$

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ЦИТ

- *Полные динамические характеристики (по стандарту ГОСТ 8.256–77) позволяют оценить динамическую погрешность при любом законе изменения измеряемой величины. Их можно нормировать только для аналоговых средств измерений, описываемых линейными дифференциальными уравнениями.*
- Цифровые средства измерений нелинейны, для них можно установить лишь *частные динамические характеристики*, позволяющие описать поведение средства измерений при входных воздействиях определённого вида.

«СМЕШАННЫЕ» ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ЦИТ

- «Смешанными» можно назвать частные характеристики, которые определяются в динамическом режиме, но в основном отражают влияние нелинейности (статической и динамической) ЦАП или АЦП, в том числе эффекты квантования.
- «Смешанные» характеристики обычно определяют при синусоидальном входном воздействии. Измеряемые параметры характеризуют шумы и гармоники, появляющиеся в выходном сигнале.

***Теперь, прежде чем двигаться
дальше, уместно привести
перечни терминов из
документации на микросхемы
ЦАП и АЦП***

ТЕРМИНОЛОГИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЦАП – НАЧАЛО СТРАНИЦЫ

AD5541A

TERMINOLOGY

Relative Accuracy or Integral Nonlinearity (INL)

For the DAC, relative accuracy or INL is a measure of the maximum deviation, in LSBs, from a straight line passing through the endpoints of the DAC transfer function. A typical INL vs. code plot is shown in Figure 7.

Differential Nonlinearity (DNL)

DNL is the difference between the measured change and the ideal 1 LSB change between any two adjacent codes. A specified differential nonlinearity of ± 1 LSB maximum ensures monotonicity. A typical DNL vs. code plot is shown in Figure 10.

Gain Error

Gain error is the difference between the actual and ideal analog output range, expressed as a percent of the full-scale range. It is the deviation in slope of the DAC transfer characteristic from ideal.

Digital-to-Analog Glitch Impulse

Digital-to-analog glitch impulse is the impulse injected into the analog output when the input code in the DAC register changes state. It is normally specified as the area of the glitch in nV-sec and is measured when the digital input code is changed by 1 LSB at the major carry transition. A digital-to-analog glitch impulse plot is shown in Figure 20.

Digital Feedthrough

Digital feedthrough is a measure of the impulse injected into the analog output of the DAC from the digital inputs of the DAC, but it is measured when the DAC output is not updated. \overline{CS} is held high while the SCLK and DIN signals are toggled. It is specified in nV-sec and is measured with a full-scale code change on the data bus, that is, from all 0s to all 1s and vice versa. A typical digital feedthrough plot is shown in Figure 19.

ТЕРМИНОЛОГИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЦАП – КОНЕЦ СТРАНИЦЫ

Gain Error Temperature Coefficient

Gain error temperature coefficient is a measure of the change in gain error with changes in temperature. It is expressed in ppm/°C.

Zero-Code Error

Zero-code error is a measure of the output error when zero code is loaded to the DAC register.

Zero-Code Temperature Coefficient

This is a measure of the change in zero-code error with a change in temperature. It is expressed in mV/°C.

Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

PSRR indicates how the output of the DAC is affected by changes in the power supply voltage. The power supply rejection ratio is expressed in terms of percent change in output per percent change in V_{DD} for full-scale output of the DAC. V_{DD} is varied by $\pm 10\%$.

Reference Feedthrough

Reference feedthrough is a measure of the feedthrough from the V_{REF} input to the DAC output when the DAC is loaded with all 0s. A 100 kHz, 1 V p-p is applied to V_{REF} . Reference feedthrough is expressed in mV p-p.

ТЕРМИНОЛОГИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АЦП – НАЧАЛО ПЕРВОЙ СТРАНИЦЫ

AD7452

Data Sheet

TERMINOLOGY

Signal-to-(Noise + Distortion) Ratio

The measured ratio of signal to (noise + distortion) at the output of the ADC. The signal is the rms amplitude of the fundamental. Noise is the sum of all nonfundamental signals up to half the sampling frequency ($f_s/2$), excluding dc. The ratio is dependent on the number of quantization levels in the digitization process; the more levels, the smaller the quantization noise. The theoretical signal-to-(noise + distortion) ratio for an ideal N-bit converter with a sine wave input is given by

$$\text{Signal-to-(Noise + Distortion)} = (6.02N + 1.76) \text{ dB}$$

Thus, for a 12-bit converter, this is 74 dB.

Total Harmonic Distortion (THD)

Total harmonic distortion is the ratio of the rms sum of harmonics to the fundamental. For the AD7452, it is defined as

$$\text{THD(dB)} = 20 \log \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{V_1}$$

where V_1 is the rms amplitude of the fundamental and V_2 , V_3 , V_4 , V_5 , and V_6 are the rms amplitudes of the second to the sixth harmonics.

The AD7452 is tested using the CCIF standard where two input frequencies near the top end of the input bandwidth are used. In this case, the second-order terms are usually distanced in frequency from the original sine waves while the third-order terms are usually at a frequency close to the input frequencies. As a result, the second- and third-order terms are specified separately. The calculation of the intermodulation distortion is as per the THD specification where it is the ratio of the rms sum of the individual distortion products to the rms amplitude of the sum of the fundamentals expressed in dB.

Aperture Delay

The amount of time from the leading edge of the sampling clock until the ADC actually takes the sample.

Aperture Jitter

The sample-to-sample variation in the effective point in time at which the actual sample is taken.

Full Power Bandwidth

The full power bandwidth of an ADC is the input frequency at which the amplitude of the reconstructed fundamental is reduced by 0.1 dB or 3 dB for a full-scale input.

ТЕРМИНОЛОГИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АЦП – КОНЕЦ ПЕРВОЙ СТРАНИЦЫ

Peak Harmonic or Spurious Noise

Peak harmonic or spurious noise is defined as the ratio of the rms value of the next largest component in the ADC output spectrum (up to $f_s/2$ and excluding dc) to the rms value of the fundamental. Normally, the value of this specification is determined by the largest harmonic in the spectrum, but for ADCs where the harmonics are buried in the noise floor, it is a noise peak.

Intermodulation Distortion

With inputs consisting of sine waves at two frequencies, f_a and f_b , any active device with nonlinearities creates distortion products at the sum and difference frequencies of $m f_a \pm n f_b$ where $m, n = 0, 1, 2, 3$, and so on. Intermodulation distortion terms are those for which neither m nor n are equal to zero. For example, the second-order terms include $(f_a + f_b)$ and $(f_a - f_b)$, while the third-order terms include $(2f_a + f_b)$, $(2f_a - f_b)$, $(f_a + 2f_b)$ and $(f_a - 2f_b)$.

Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)

This is the ratio of the power in the ADC output at full-scale frequency, f , to the power of a 100 mV p-p sine wave applied to the common-mode voltage of V_{IN+} and V_{IN-} of frequency f_s

$$CMRR(\text{dB}) = 10 \log(P_f/P_{f_s})$$

P_f is the power at the frequency f in the ADC output; P_{f_s} is the power at frequency f_s in the ADC output.

Integral Nonlinearity (INL)

The maximum deviation from a straight line passing through the endpoints of the ADC transfer function.

Differential Nonlinearity (DNL)

The difference between the measured and the ideal 1 LSB change between any two adjacent codes in the ADC.

Zero Code Error

The deviation of the midscale code transition (111...111 to 000...000) from the ideal $V_{IN+} - V_{IN-}$ (that is, 0 LSB)

Positive Gain Error

This is the deviation of the last code transition (011...110 to 011...111) from the ideal $V_{IN+} - V_{IN-}$ (that is, $V_{REF} - 1$ LSB), after the zero code error has been adjusted out.

ТЕРМИНОЛОГИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АЦП – ВТОРАЯ СТРАНИЦА

Data Sheet

AD7452

Negative Gain Error

This is the deviation of the first code transition (100...000 to 100...001) from the ideal $V_{IN+} - V_{IN-}$ (that is, $-V_{REF} + 1$ LSB), after the zero code error has been adjusted out.

Track-and-Hold Acquisition Time

The minimum time required for the track-and-hold amplifier to remain in track mode for its output to reach and settle to within 0.5 LSB of the applied input signal.

Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

The ratio of the power in the ADC output at full-scale frequency, f , to the power of a 100 mV p-p sine wave applied to the ADC V_{DD} supply of frequency f_s . The frequency of this input varies from 1 kHz to 1 MHz.

$$PSRR(\text{dB}) = 10\log(P_f/P_{f_s})$$

P_f is the power at frequency f in the ADC output; P_{f_s} is the power at frequency f_s in the ADC output.

ОСНОВНАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЦАП – ВРЕМЯ УСТАНОВЛЕНИЯ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

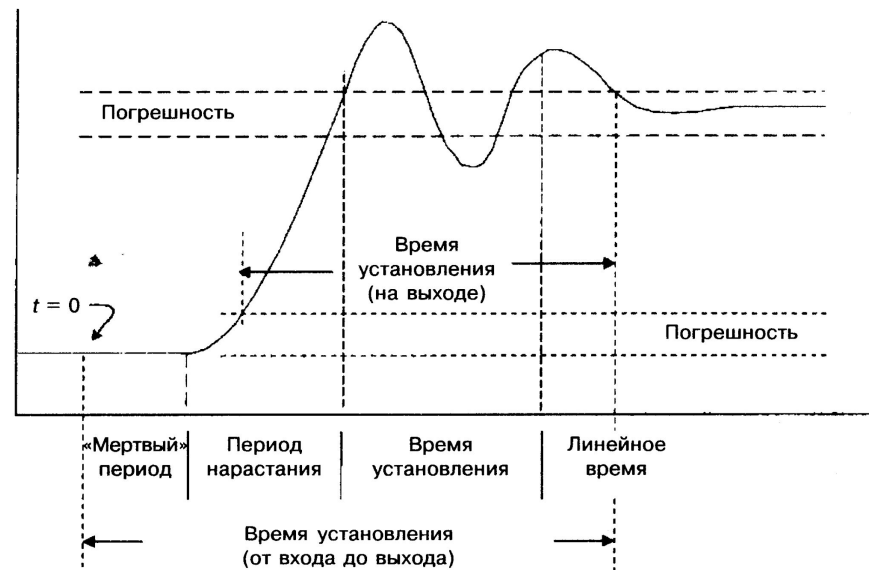


Рис. 2.93. Время установления ЦАП

Рисунок из книги: АЦ преобразование

ДИНАМИЧЕСКИЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОСХЕМЫ ЦАП С ВЫХОДОМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

AD5541A

AC CHARACTERISTICS

$V_{DD} = 2.7\text{ V to }5.5\text{ V}$, $2.5\text{ V} \leq V_{REF} \leq V_{DD}$, $AGND = DGND = 0\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 3.

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Test Condition
Output Voltage Settling Time		1		μs	To $\frac{1}{2}$ LSB of full scale, $C_L = 10\text{ pF}$
Slew Rate		17		$\text{V}/\mu\text{s}$	$C_L = 10\text{ pF}$, measured from 0% to 63%
Digital-to-Analog Glitch Impulse		1.1		$\text{nV}\cdot\text{sec}$	1 LSB change around major carry
Reference -3 dB Bandwidth		2.2		MHz	All 1s loaded
Reference Feedthrough		1		mV p-p	All 0s loaded, $V_{REF} = 1\text{ V p-p}$ at 100 kHz
Digital Feedthrough		0.2		$\text{nV}\cdot\text{sec}$	
Signal-to-Noise Ratio		92		dB	
Spurious Free Dynamic Range		80		dB	Digitally generated sine wave at 1 kHz
Total Harmonic Distortion		74		dB	DAC code = 0xFFFF, frequency 10 kHz, $V_{REF} = 2.5\text{ V} \pm 1\text{ V p-p}$
Output Noise Spectral Density		11.8		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	DAC code = 0x0000, frequency = 1 kHz
Output Noise		0.134		$\mu\text{V p-p}$	0.1 Hz to 10 Hz

ОСОБЕННОСТЬ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОСХЕМ ЦАП С ВЫХОДОМ ПО ТОКУ

Если микросхема ЦАП (например, множительного) рассчитана на подключение внешнего операционного усилителя для преобразования ток→напряжение, то для этой микросхемы сообщается *время установления тока*, которое не учитывает инерционности преобразования ток→напряжение.

К ДИНАМИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ МИКРОСХЕМ ЦАП ОТНОСЯТСЯ ВЫБРОСЫ (GLITCHES)

Обычно указывается выброс при изменении кодовой комбинации на 1 LSB вокруг «главного кодового перехода» (major carry): 0111...111→1000...000.

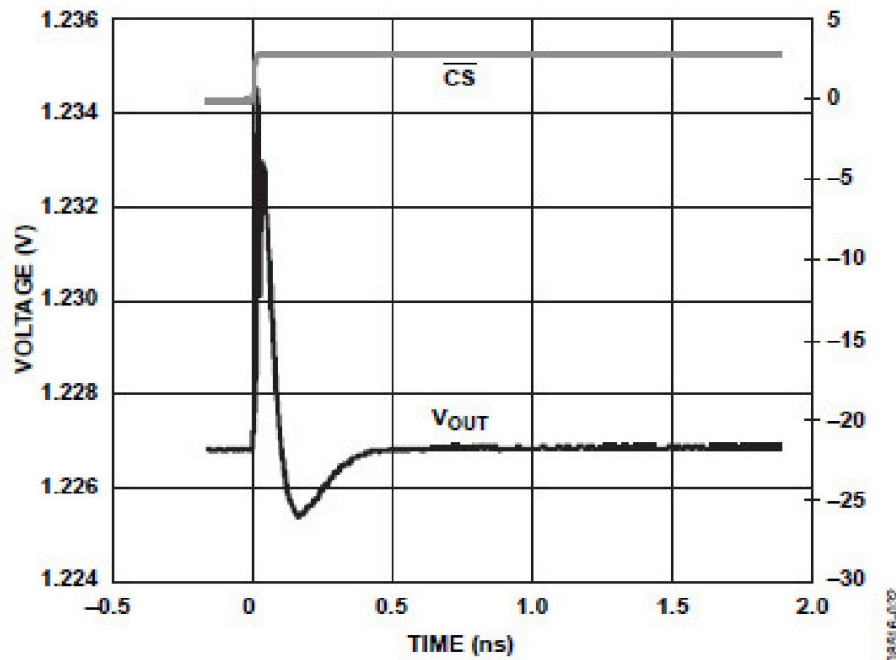


Figure 20. Digital-to-Analog Glitch Impulse

Выбросы нормируются площадью, обычно в нановольт-секундах (см. слайд 40)

БЫСТРОДЕЙСТВИЕ МИКРОСХЕМ АЦП

- Обобщающей характеристикой быстродействия АЦП является *пропускная способность* (throughput rate). Она выражается числом преобразований в секунду.
- Пропускная способность АЦП последовательных приближений учитывает – по минимуму – все составляющие интервала времени между последовательными преобразованиями: время выборки УВХ, время установления входных цепей, собственно преобразование, время обмена данными с микроконтроллером или другим потребителем, интервал «покоя» перед следующим преобразованием (перечисленные интервалы времени могут перекрываться).
- Быстродействие АЦП с $\Sigma\Delta$ -модуляторами, нормальным режимом которых является непрерывное преобразование, характеризуется *частотой обновления выходных данных* (output update rate).

ЕДИНИЦЫ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ АЦП

- Число преобразований в секунду в англоязычной документации выражается в единицах SPS – samples per second (выборки в секунду).
- Кратные единицы: $1000 \text{ SPS} = 1 \text{ kSPS}$;
 $10^6 \text{ SPS} = 1 \text{ MSPS}$;
 $10^9 \text{ SPS} = 1 \text{ GSPS}$.

ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ АЦП

- ГОСТ 8.009–84 рекомендует указывать для входных цепей АЦП *полные динамические характеристики*. По-видимому, эта рекомендация практически невыполнима.
- В документации Analog Devices для входных цепей указывается *полоса пропускания* для полного сигнала (full power bandwidth), а иногда также для малого сигнала. Наряду со стандартной полосой, ограниченной частотой, на которой сигнал затухает на 3 дБ, может приводиться полоса для граничного затухания 0,1 дБ (см. слайд 55).

ГРАНИЦА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ АЦП МОЖЕТ БЫТЬ ВЫШЕ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Широкая полоса пропускания позволяет, в частности, выполнять *стробоскопическое преобразование* периодического входного сигнала

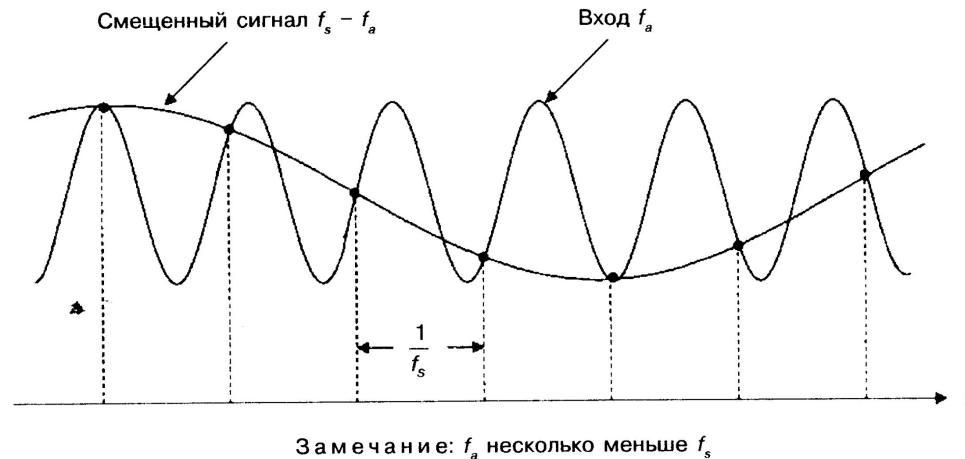


Рис. 2.30. Эффект смещения спектра во временной области

Рисунок из книги: АЦ преобразование

ПОГРЕШНОСТЬ ДАТИРОВАНИЯ АЦП

Определение по ГОСТ 8.009–84, Приложение 3:

29. Погрешность датирования отсчета аналого-цифрового преобразователя или цифрового измерительного прибора – случайная величина – интервал времени, начинающийся в момент начала цикла преобразования (запуска) АЦП или ЦИП и заканчивающийся в момент, когда значение изменяющейся измеряемой величины и значение выходного цифрового сигнала на данном цикле преобразования оказались равны.

Примечание. Значение выходного цифрового сигнала АЦП или ЦИП выражено в единицах измеряемой величины.

Более старое понятие – *апертурное время* (интервал, в котором может находиться «реальный момент измерения»).

Систематическая составляющая погрешности датирования =
= *апертурная задержка* (aperture delay).

Случайная составляющая погрешности датирования =
= *апертурная дрожь* (aperture jitter).

ПОГРЕШНОСТЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ, ВЫЗВАННАЯ АПЕРТУРНОЙ ДРОЖЬЮ

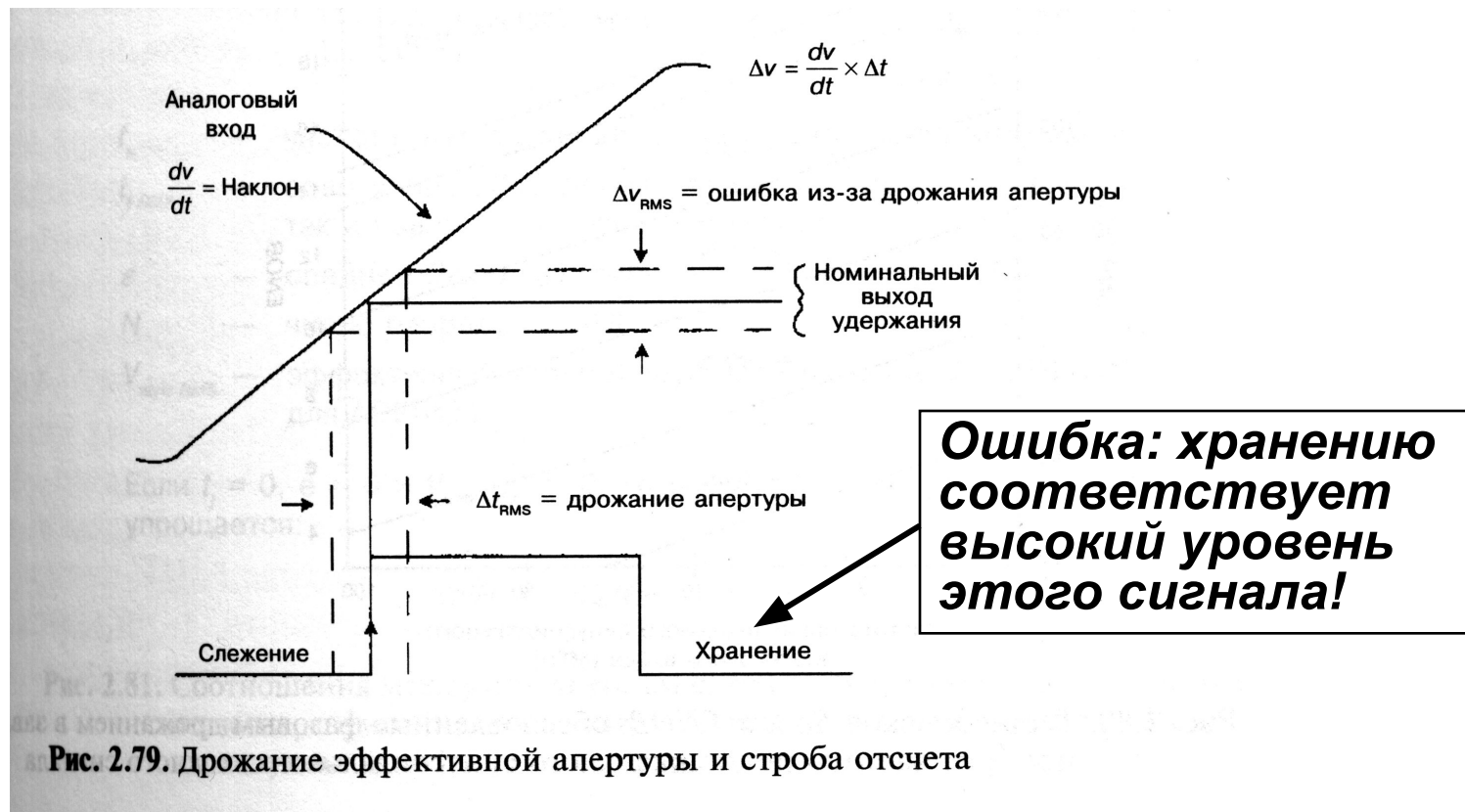
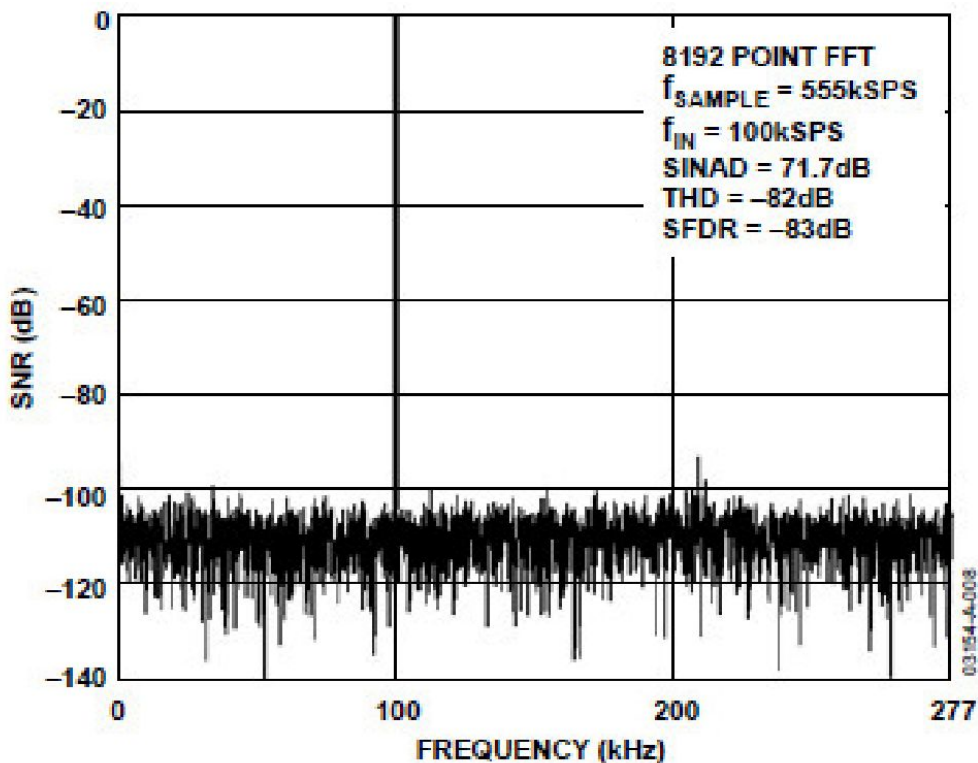


Рисунок из книги: АЦ преобразование

БОЛЬШИНСТВО «СМЕШАННЫХ» ХАРАКТЕРИСТИК АЦП ОПРЕДЕЛЯЕТСЯ ПО ГРАФИКУ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ МАССИВА ОТСЧЁТОВ СИНУСОИДЫ МАКСИМАЛЬНОЙ АМПЛИТУДЫ



Пример: график преобразования Фурье для микросхемы АЦП последовательных приближений AD7452

Figure 8. Dynamic Performance with $V_{DD} = 5V$

«СМЕШАННЫЕ» ХАРАКТЕРИСТИКИ АЦП, ОПРЕДЕЛЯЕМЫЕ ПО ГРАФИКУ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

- **SINAD (Signal to Noise And Distortion ratio)** отношение сигнала к шуму и искажениям. Вычисляется как отношение мощности сигнала к суммарной мощности всех других (шумовых и гармонических) частотных составляющих в массиве отсчётов АЦП. Для идеального АЦП вычисляется теоретически.
- **THD (Total Harmonic Distortion)** «полные гармонические искажения». Вычисляется как отношение суммарной мощности нескольких высших гармоник к мощности сигнала.
- **SFDR (Spurious Free Dynamic Range)** динамический диапазон, свободный от помех. Находится как отношение сигнала к шумовой или гармонической частотной составляющей, имеющей максимальное значение.

ХАРАКТЕРИСТИКА АЦП, ОПРЕДЕЛЯЕМАЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ОТДЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

- **IMD (InterModulation Distortion)** интермодуляционные искажения. Определяется при подаче на вход АЦП сигнала, состоящего из двух гармонических составляющих различных частот f_1 и f_2 . В массиве отсчётов АЦП выделяются составляющие комбинационных частот: второго порядка $f_1 \pm f_2$ и третьего порядка $2f_1 \pm f_2$; $2f_2 \pm f_1$.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЁТ SINAD

- Рассматривается двоичный n -разрядный АЦП с диапазоном $2^n q$, где q – квант (LSB).
- Сигнал максимального размаха можно выразить как $(2^n q/2)\sin\omega t$.
- Среднеквадратическое значение этого сигнала в $\sqrt{2}$ меньше амплитуды и составляет $2^n q/(2\sqrt{2})$.
- Идеальный АЦП имеет единственный источник шума – квантование. Среднеквадратическое значение погрешности квантования равно $q/\sqrt{12}$.
- Отношение среднеквадратических значений сигнала и шума составляет $2^n \sqrt{12/8} = 2^n \sqrt{1,5}$.
- Выражаем его в децибелах. Разрядность становится множителем; 2 в децибелах составляет примерно 6,02; $\sqrt{1,5}$ – примерно 1,76.
- Окончательно для идеального АЦП
$$\text{SINAD} = 6,02n + 1,76 \text{ дБ.}$$

ЭФФЕКТИВНАЯ РАЗРЯДНОСТЬ

- **ENOB (Effective Number Of Bits)** эффективная разрядность. Она вычисляется по формуле

$$\text{SINAD}_{\text{эксп}} = 6,02n_{\text{эфф}} + 1,76 \text{ дБ},$$

где $\text{SINAD}_{\text{эксп}}$ – найденное в эксперименте отношение сигнала к шуму и искажениям, выраженное в децибелах.

- График зависимости эффективной разрядности от частоты сигнала даёт наглядное представление об изменении точности АЦП в диапазоне частот.

ТЕПЕРЬ МОЖНО ПРИВЕСТИ ПРИМЕР ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕАЛЬНОГО АЦП

Data Sheet

AD7452

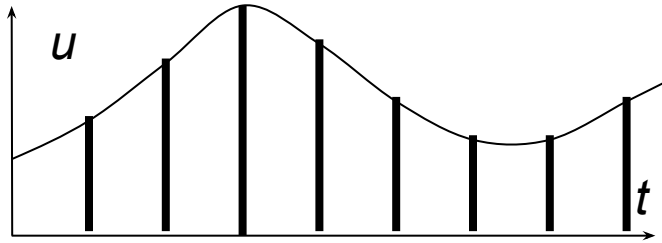
SPECIFICATIONS

$V_{DD} = 2.7\text{ V to }3.6\text{ V}$, $f_{SCLK} = 10\text{ MHz}$, $f_s = 555\text{ kSPS}$, $V_{REF} = 2.0\text{ V}$; $V_{DD} = 4.75\text{ V to }5.25\text{ V}$, $f_{SCLK} = 10\text{ MHz}$, $f_s = 555\text{ kSPS}$, $V_{REF} = 2.5\text{ V}$;
 $V_{CM}^1 = V_{REF}$; $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} unless otherwise noted.

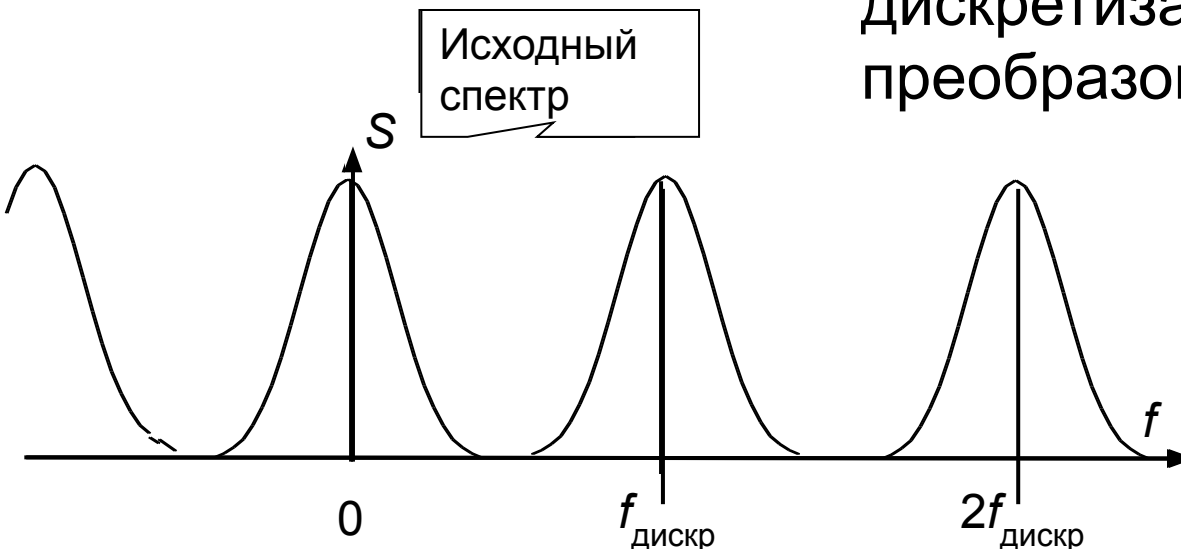
Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	B Version ²	Unit
DYNAMIC PERFORMANCE			
Signal-to-(Noise + Distortion) (SINAD) ³	$f_{IN} = 100\text{ kHz}$	70	dB min
Total Harmonic Distortion (THD) ³	$V_{DD} = 4.75\text{ V to }5.25\text{ V}$, -86 dB typ	-76	dB max
	$V_{DD} = 2.7\text{ V to }3.6\text{ V}$, -84 dB typ	-74	dB max
Peak Harmonic or Spurious Noise ³	$V_{DD} = 4.75\text{ V to }5.25\text{ V}$, -86 dB typ	-76	dB max
	$V_{DD} = 2.7\text{ V to }3.6\text{ V}$, -84 dB typ	-74	dB max
Intermodulation Distortion (IMD) ³	$f_a = 90\text{ kHz}$, $f_b = 110\text{ kHz}$		
Second-Order Terms		-89	dB typ
Third-Order Terms		-89	dB typ
Aperture Delay ³		5	ns typ
Aperture Jitter ³		50	ps typ
Full Power Bandwidth ^{3,4}	@ -3 dB	20	MHz typ
	@ -0.1 dB	2.5	MHz typ

ДИСКРЕТИЗАЦИЯ (КАК ИСТОЧНИК ПОГРЕШНОСТЕЙ)



- Спектр последовательности дискретных отсчётов сигнала содержит бесконечное количество копий исходного спектра.
- Расстояние между этими копиями равно частоте дискретизации $f_{\text{дискр}}$, т. е. частоте преобразований АЦП.



ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ

Представление непрерывного сигнала дискретными отсчётами подразумевает возможность *восстановления исходного сигнала*. Простейший способ восстановления – запоминание предыдущего отсчёта до появления следующего (как это делает ЦАП).

При спектральном подходе к анализу восстановленного сигнала наблюдается эффект фильтрации прямоугольной весовой функцией. При временном подходе погрешность определяется первой производной сигнала.

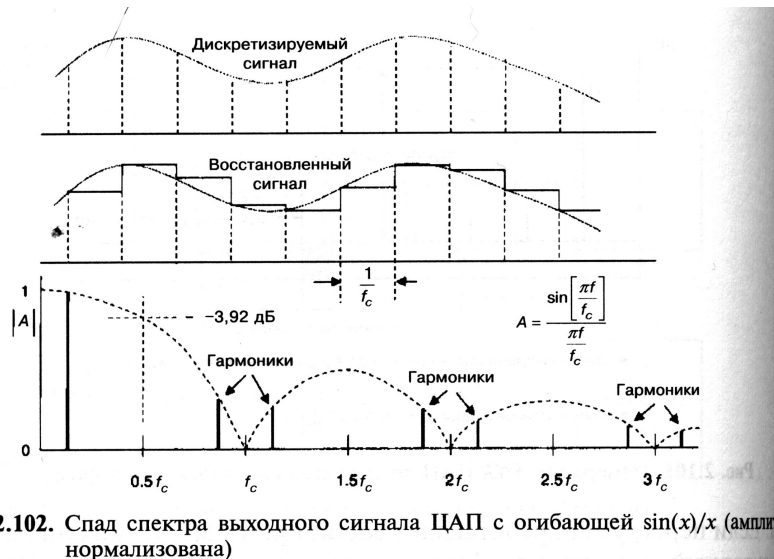
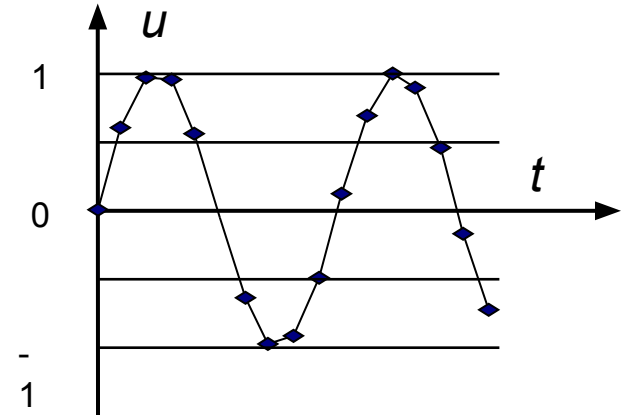


Рис. 2.102. Спад спектра выходного сигнала ЦАП с огибающей $\sin(x)/x$ (амплитуда нормализована)

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИЕЙ

Проектируя аналого-цифровые каналы, часто исходят из возможности восстановления сигнала линейной интерполяцией.



При восстановлении запоминанием предыдущего отсчёта максимальная погрешность восстановления составляет $\Delta_{восст} \leq \left| \frac{du}{dt} \right| \Delta t_{дискр}$,

где $\Delta t_{дискр}$ — интервал между отсчётами (интервал дискретизации).

При восстановлении линейной интерполяцией погрешность определяется второй производной:

$$\Delta_{восст} \leq \frac{1}{8} \left| \frac{d^2u}{dt^2} \right| \Delta t_{дискр}^2.$$

ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА

Предельное соотношение между параметрами сигнала и допустимой частотой дискретизации (частотой преобразований АЦП) даёт теорема Котельникова (в англоязычной литературе теорема Найквиста):

- **Сигнал с ограниченным спектром может быть точно восстановлен по дискретным отсчётам, если эти отсчёты следуют с частотой, более чем вдвое превышающей граничную частоту спектра сигнала.**
- Восстанавливающие функции – это функции sinc с амплитудами, равными амплитудам отсчётов сигнала.

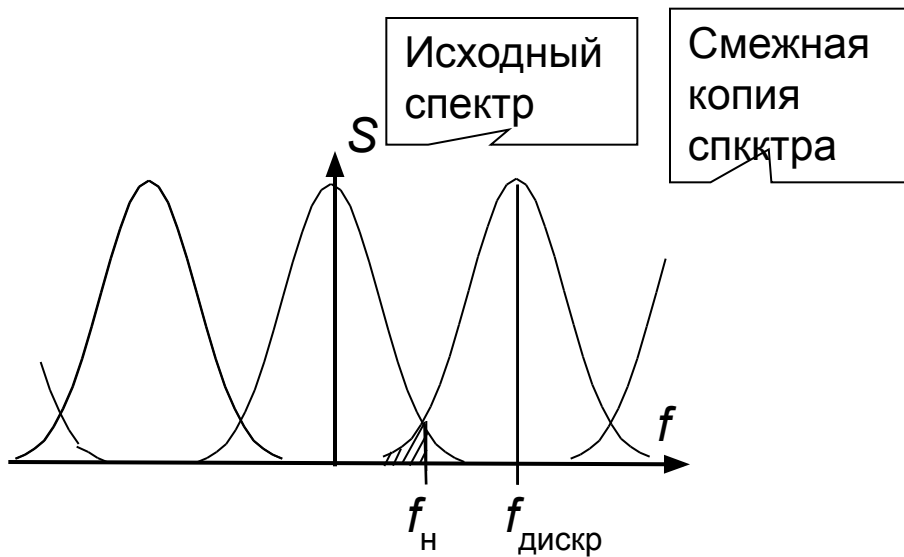
ПРИМЕР И ВАЖНЫЙ ТЕРМИН

- Таким образом, например, микросхема АЦП AD7452 (её характеристики были приведены на слайде 56) с пропускной способностью 555 kSPS может применяться для оцифровки сигнала, спектр которого ограничен частотой 277,5 кГц.
- Если частота $f_{\text{дискр}}$ преобразований АЦП задана, то половина этой частоты $f_{\text{дискр}}/2$ называется **частотой Найквиста**.
- График спектра, полученного преобразованием Фурье массива данных АЦП по которому вычисляются SINAD и другие «смешанные» характеристики, ограничивается частотой Найквиста (на слайде 51 это 277,5 кГц),.

ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА НЕ ВСЕГДА ПРИМЕНИМА

- Частота дискретизации может быть ниже частоты, требуемой теоремой Котельникова, при стробоскопическом преобразовании периодического сигнала (см. слайд 48).
- Если не требуется восстанавливать форму сигнала, а нужно, например, определить только распределение вероятностей его значений, частоту дискретизации можно выбирать произвольно.

НЕВЫПОЛНЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ТЕОРЕМЫ КОТЕЛЬНИКОВА ПРИВОДИТ К НАЛОЖЕНИЮ СПЕКТРОВ

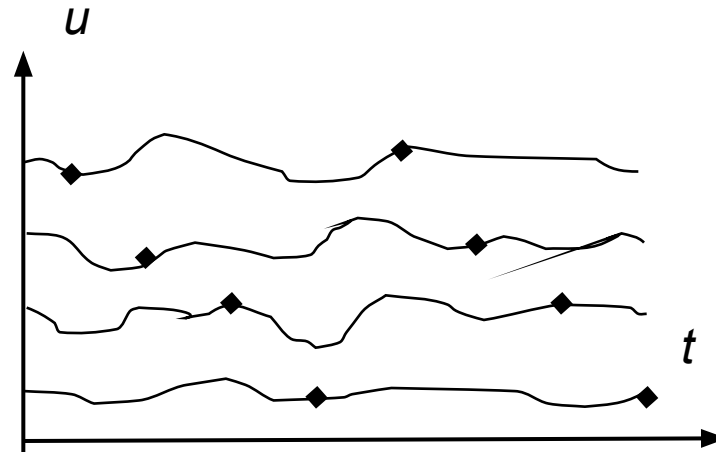


Если спектр сигнала выходит за частоту Найквиста f_N , то возникает *наложение спектров* (aliasing). Оно проявляется как погрешность, не поддающаяся коррекции.

Наложение спектров

Наложение спектров устраняют «антиэлайзинговыми» фильтрами нижних частот с полосой пропускания, не превышающей частоту Найквиста.

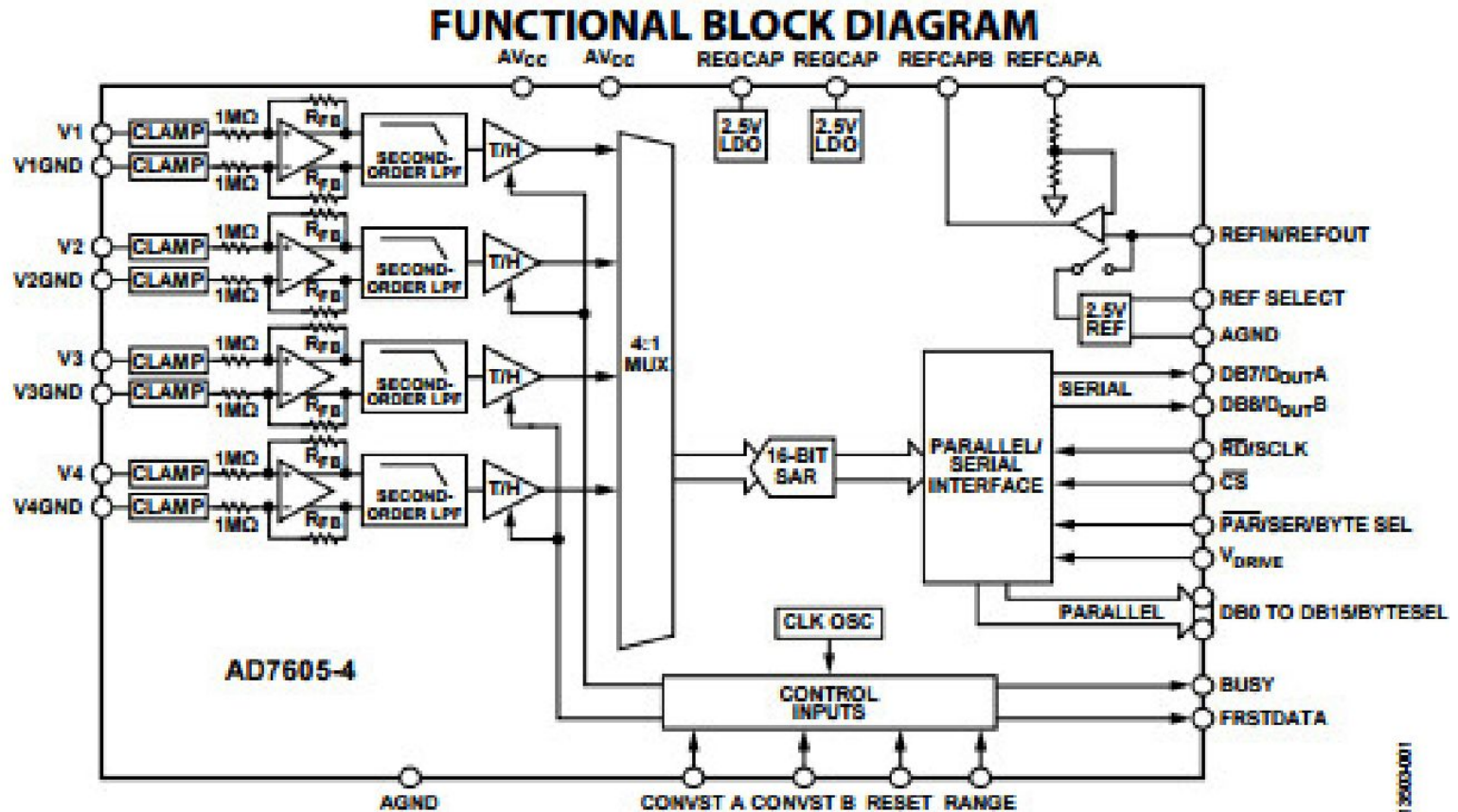
КОСОЕ СЕЧЕНИЕ



В многоканальных системах последовательный опрос каналов приводит к «косому сечению». Если результаты измерений обрабатываются совместно (например, по значениям тока и напряжения находится мощность), косоугольное сечение оказывается причиной фазовых погрешностей.

Для устранения косоугольного сечения используют АЦП с одновременной выборкой (simultaneous sampling ADC).

ПРИМЕР АЦП С ОДНОВРЕМЕННОЙ ВЫБОРКОЙ – AD7605



Четыре УВХ могут перейти в режим хранения одновременно или попарно.

ОДИН ИЗ ВОЗМОЖНЫХ РЕЖИМОВ ЧТЕНИЯ ДАННЫХ ИЗ АЦП AD7705

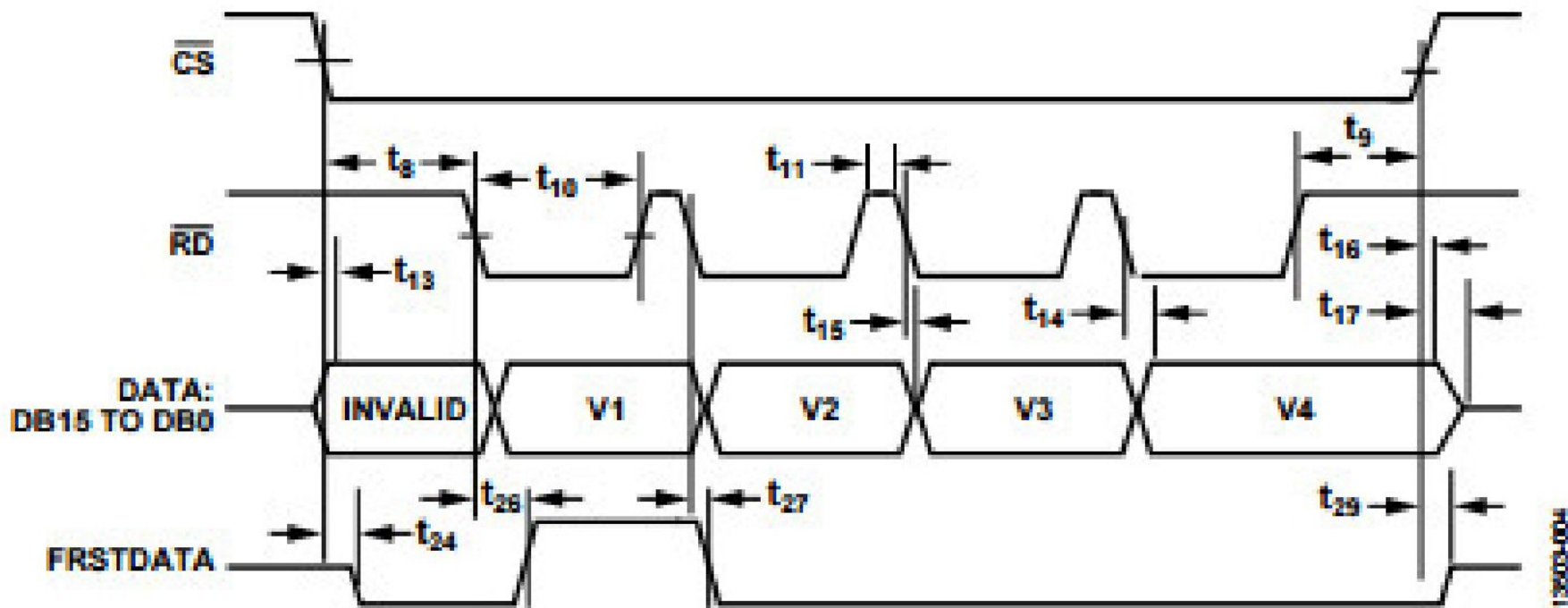
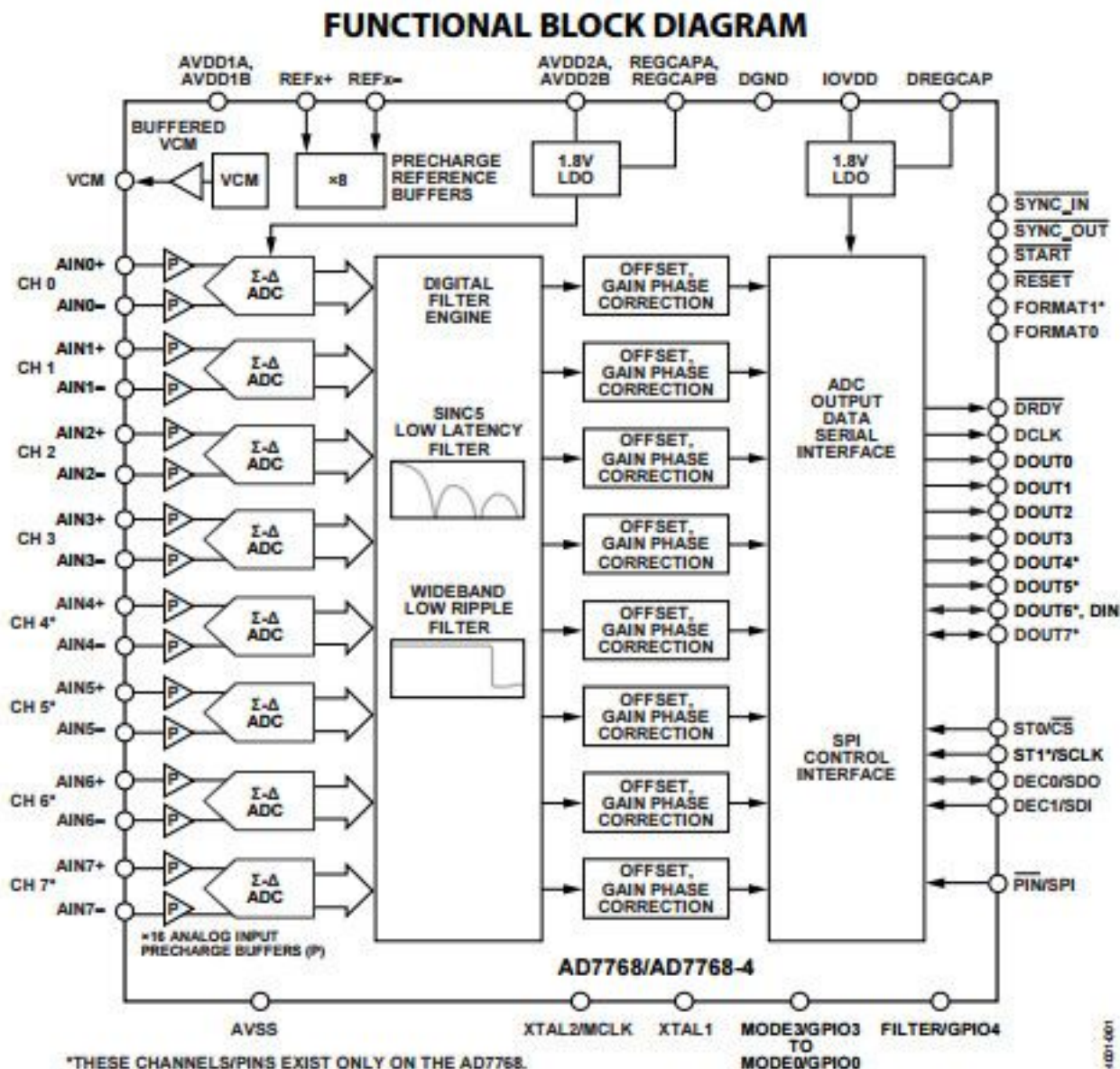


Figure 4. Parallel Mode, Separate \overline{CS} and \overline{RD} Pulses

ДРУГОЙ ВАРИАНТ – ОДНОВРЕМЕННО РАБОТАЮЩИЕ АЦП (AD7768)



ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛОВ

- Измерению могут подлежать не мгновенные размеры величины, а функционалы, такие как действующее (среднеквадратическое) напряжение или средняя мощность в цепи переменного тока.
- В цифровых устройствах функционалы могут вычисляться по выборке мгновенных значений непосредственно измеряемых величин.
- В подобных случаях нужно обеспечивать представительность выборки: измерять за период сигнала или за время, намного большее периода, избегать синхронизации измерений с сигналом (возможны измерения в случайные моменты) и т. д.
- Типичной погрешностью может быть погрешность от неkratности времени усреднения функционала периоду сигнала или статистический разброс при случайном сигнале

ИТАК, РАССМОТРЕНЫ ПОГРЕШНОСТИ:

- Статические (аддитивная, мультипликативная, нелинейная, погрешность квантования, шумы, воздействие температуры и других влияющих факторов).
- Динамические (связанные с переходными процессами, полосой пропускания аналоговой части АЦП и с датированием).
- Погрешности, характеризуемые «смешанными» характеристиками.
- Погрешности восстановления непрерывного сигнала по дискретным отсчётам и погрешность от косо́го сечения.
- Погрешности измерения функционалов

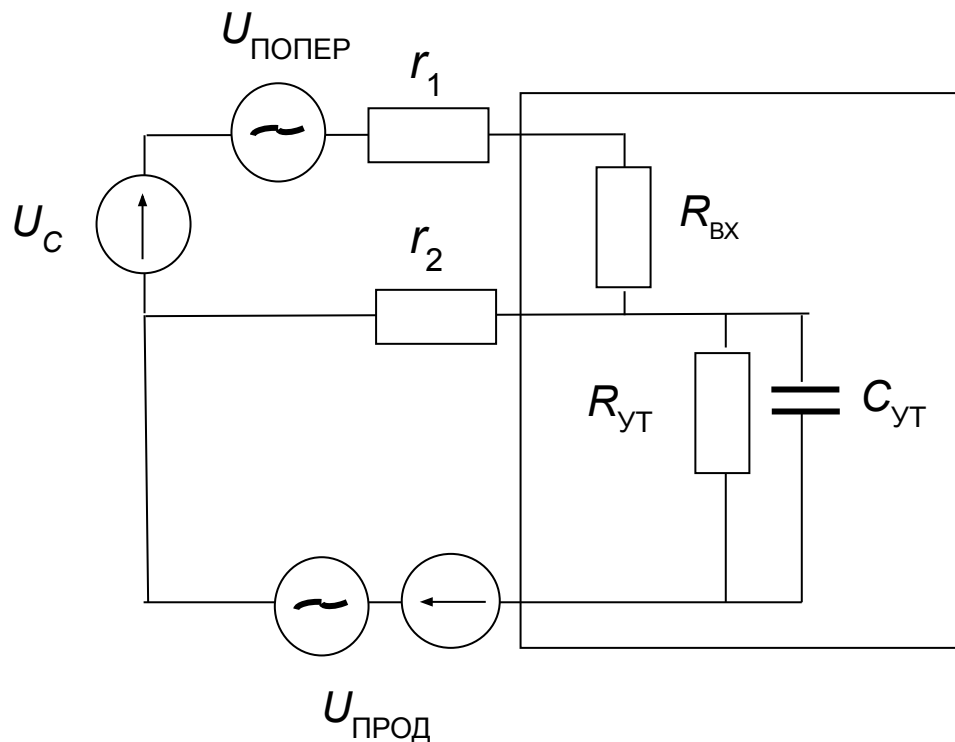
Осталось рассмотреть воздействие внешних помех на цифровой прибор или измерительный канал с АЦП.

ОБЩИЕ СПОСОБЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

- Правильное экранирование (например, у преобразователей ёмкость→код с $\Sigma\Delta$ -модуляторами следует оба провода от исследуемого конденсатора экранировать раздельно).
- Правильное заземление (в одной точке, чтобы не образовывалось контуров).
- Разделение сигнальных и «силовых» цепей: дифференциальная передача слабого сигнала лучше, чем передача с общим обратным проводом.
- Усиление слабого сигнала, а ещё лучше – аналого-цифровое преобразование по возможности близко к источнику сигнала.

и т. д.

ВИДЫ ПОМЕХ



- $U_{\text{прод}}$ – продольная (синфазная, общего вида, common mode)
- $U_{\text{попер}}$ – поперечная (нормального вида, normal mode)

Подразумевается, что входной блок прибора изолирован от корпуса. $R_{\text{УТ}}$ и $C_{\text{УТ}}$ – сопротивление и ёмкость утечки; r_1 и r_2 – сопротивления линий связи с датчиком.

БОРЬБА С ПРОДОЛЬНОЙ ПОМЕХОЙ

- Приступая к борьбе с определённой помехой, нужно выяснить, а) чем она опасна и б) чем она отличается от сигнала.
- Продольная помеха опасна тем, что из-за несимметрии входных цепей она переходит в поперечную помеху, неотличимую от сигнала. Кроме того, продольная помеха может быть настолько сильной, что выведет из режима или повредит вход прибора.
- Продольная помеха отличается от сигнала способом включения в цепь.
- Значит, бороться с ней нужно схемными методами. Наиболее эффективным методом (есть и другие) является *гальваническое разделение* (или иначе *гальваническая развязка, изоляция*), разрывающая контуры, в которых действует помеха. Изоляция входного блока прибора от корпуса на предыдущем слайде подразумевает цифровую гальваническую развязку на выходе этого входного блока.

СРЕДСТВА ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ

- Гальваническая развязка обычно осуществляется с помощью оптронов или трансформаторов с модуляторами на входе и демодуляторами на выходе.
- Гальваническую развязку в цифровой части измерительного канала следует предпочитать развязке в аналоговой части канала, так как последняя вносит погрешности.
- Имеются микросхемы для гальванической развязки цифровых сигналов
 - Общего применения
 - Предназначенные для межмикросхемных интерфейсов SPI и I²C
 - Трансиверы системных интерфейсов RS485 и других, обеспечивающие развязку не только сигнальных цепей, но и питания.

Развязка на выходе в систему крайне желательна!

ПРИМЕР МИКРОСХЕМ ЦИФРОВОЙ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКИ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

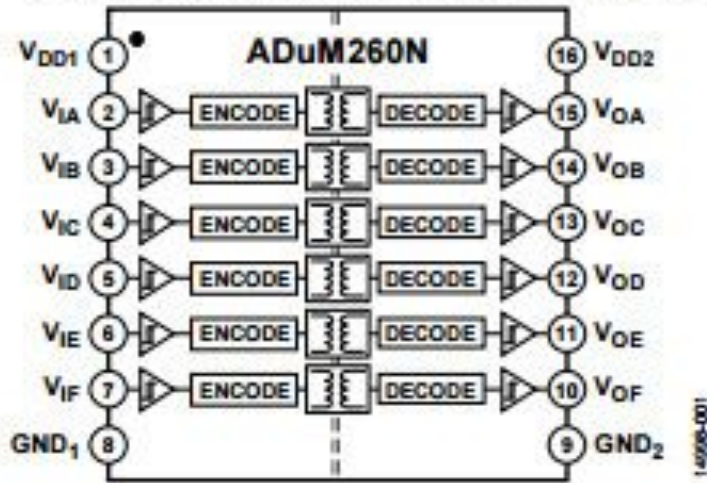


Figure 1. ADuM260N Functional Block Diagram

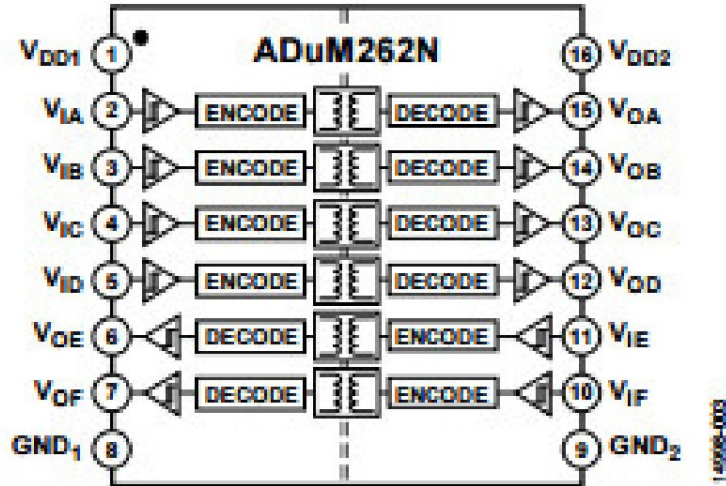


Figure 3. ADuM262N Functional Block Diagram

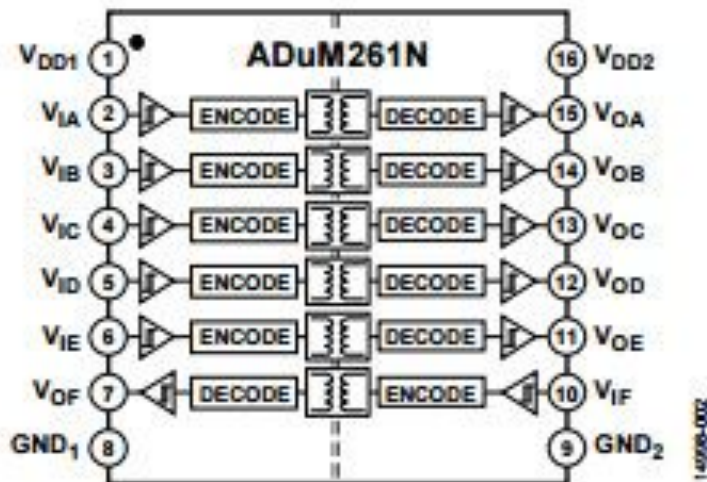


Figure 2. ADuM261N Functional Block Diagram

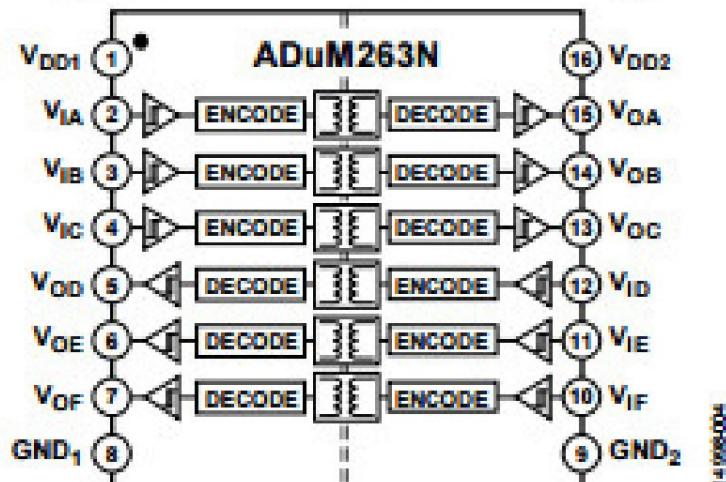


Figure 4. ADuM263N Functional Block Diagram

НАЧАЛЬНАЯ ЧАСТЬ ТАБЛИЦЫ ВЫБОРА МИКРОСХЕМ РАЗВЯЗКИ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

Part#	Data Rate (max) (bps)	Prop Delay (max) (s)	# of Channels	Inputs Side 1	Inputs Side 2	Insulation Rating (V rms)	CMTI (min) (V/us)	Vs+ (min) (V)	Vs+ (max) (V)	Temp Range	Automotive	US Price 1000 to 4999 (\$ US)
ADUM263N	150M	13n	6	3	3	5k	75k	1.7	5.5	-40 to 125°C	No	\$4.83 (ADUM263N1BRIZ)
ADUM262N	150M	13n	6	4	2	5k	75k	1.7	5.5	-40 to 125°C	No	\$4.83 (ADUM262N0BRIZ)
ADUM261N	150M	13n	6	5	1	5k	75k	1.7	5.5	-40 to 125°C	No	\$4.83 (ADUM261N0BRIZ-RL)
ADUM260N	150M	13n	6	6	-	5k	75k	1.7	5.5	-40 to 125°C	No	\$4.83 (ADUM260N0BRIZ-RL)
ADUM252N	150M	13n	5	3	2	5k	75k	1.7	5.5	-40 to 125°C	No	\$4.09 (ADUM252N1BRIZ-RL)
ADUM251N	150M	13n	5	4	1	5k	75k	1.7	5.5	-40 to 125°C	No	\$4.09 (ADUM251N0BRIZ)

**Среди параметров обратим внимание на напряжение изоляции:
5000 вольт (среднеквадратических)!**

ПРИМЕР МИКРОСХЕМ РАЗВЯЗКИ ДЛЯ I²C



Hot Swappable, Dual I²C Isolators

Data Sheet

ADuM1250/ADuM1251

FEATURES

- Bidirectional I²C communication
- Open-drain interfaces
- Suitable for hot swap applications
- 30 mA current sink capability
- 1000 kHz operation
- 3.0 V to 5.5 V supply/logic levels
- 8-lead, RoHS compliant SOIC package
- High temperature operation: 125°C
- Qualified for automotive applications
- Safety and regulatory approvals
 - UL recognition
 - 2500 V rms for 1 minute per UL 1577
 - CSA Component Acceptance Notice 5A
 - VDE certificate of conformity
 - DIN V VDE V 0884-10 (VDE V 0884-10):2006-12
 - V_{IORM} = 560 V peak

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

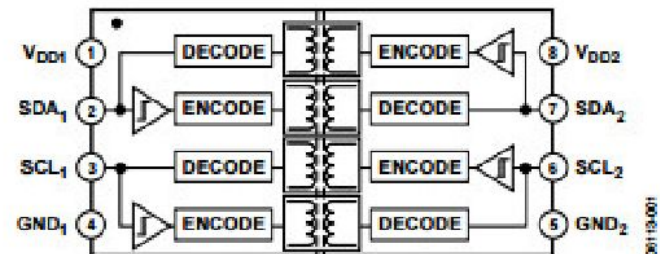


Figure 1. ADuM1250

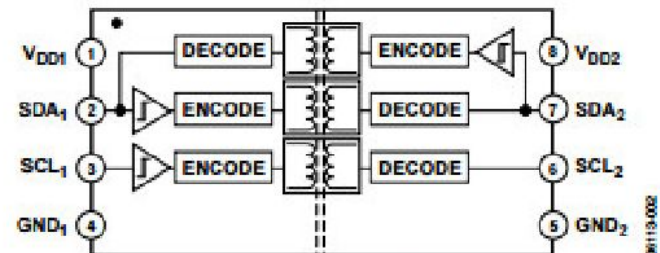


Figure 2. ADuM1251

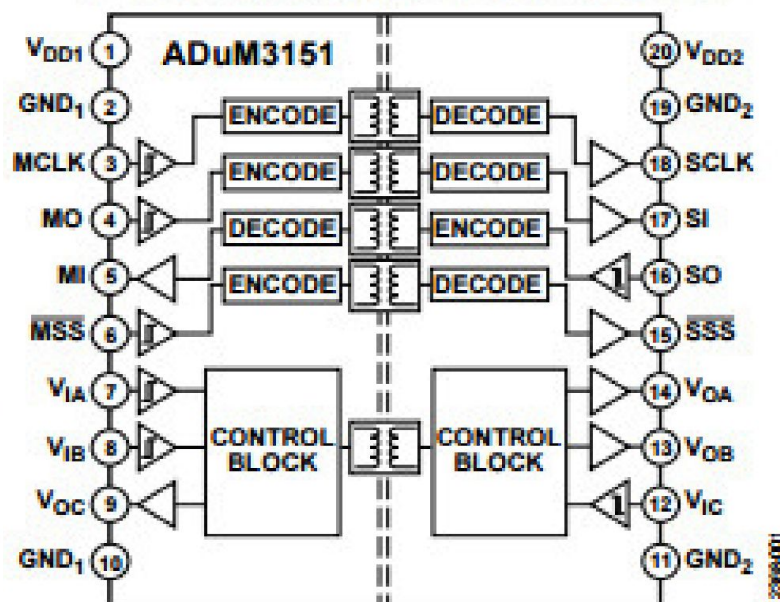
ПРИМЕР МИКРОСХЕМ РАЗВЯЗКИ ДЛЯ SPI

GENERAL DESCRIPTION

The ADuM3151/ADuM3152/ADuM3153¹ are 7-channel, SPIsulator™ digital isolators optimized for isolated serial peripheral interfaces (SPIs). Based on the Analog Devices, Inc., iCoupler® chip scale transformer technology, the low propagation delay in the CLK, MO/SI, MI/SO, and SS SPI bus signals supports SPI clock rates of up to 17 MHz. These channels operate with 14 ns propagation delay and 1 ns jitter to optimize timing for SPI.

The ADuM3151/ADuM3152/ADuM3153 isolators also provide three additional independent low data rate isolation channels in three different channel direction combinations. Data in the slow channels is sampled and serialized for a 250 kbps data rate with up to 2.5 μ s of jitter in the low speed channels.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



ПРИМЕР МИКРОСХЕМ РАЗВЯЗКИ ДЛЯ RS-485



Signal and Power Isolated RS-485
Transceiver with ± 15 kV ESD Protection

Data Sheet

ADM2582E/ADM2587E

FEATURES

Isolated RS-485/RS-422 transceiver, configurable as half or full duplex

isoPower[®] integrated isolated dc-to-dc converter

± 15 kV ESD protection on RS-485 input/output pins

Complies with ANSI/TIA/EIA-485-A-98 and ISO 8482:1987(E)

ADM2582E data rate: 16 Mbps

ADM2587E data rate: 500 kbps

5 V or 3.3 V operation

Connect up to 256 nodes on one bus

Open- and short-circuit, fail-safe receiver inputs

High common-mode transient immunity: >25 kV/ μ s

Thermal shutdown protection

Safety and regulatory approvals

UL recognition: 2500 V rms for 1 minute per UL 1577

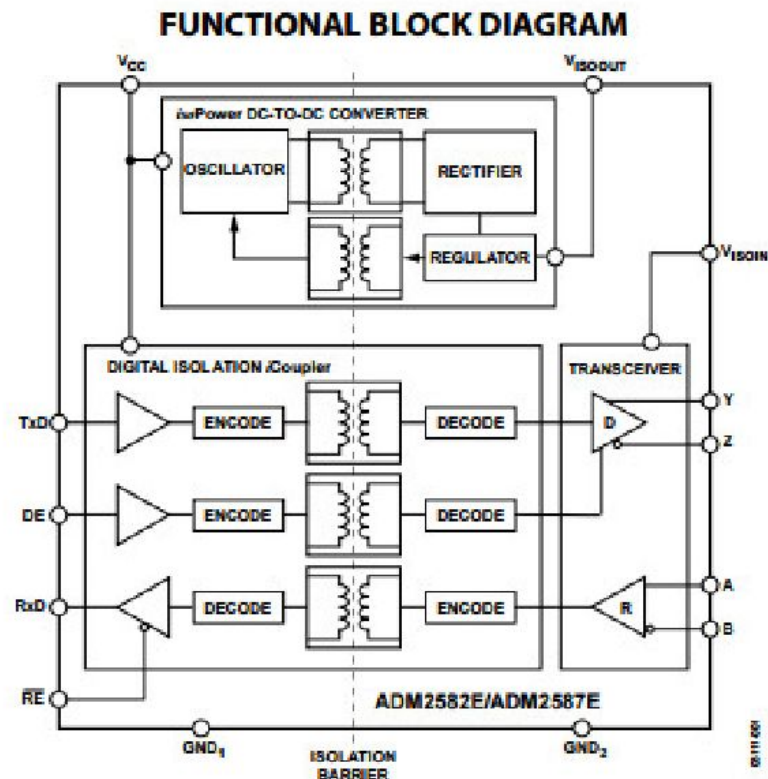
VDE Certificates of Conformity

DIN EN 60747-5-2 (VDE 0884 Part 2): 2003-01

$V_{ORM} = 560$ V peak

Operating temperature range: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$

Highly integrated, 20-lead, wide-body SOIC package



БОРЬБА С ПОПЕРЕЧНОЙ ПОМЕХОЙ

- Поперечная помеха опасна тем, что по способу включения в цепь она неотличима от сигнала, и поэтому непосредственно вносит погрешность.
- Поперечная помеха часто отличается от сигнала спектром: сигнал меняется медленно, а помеха имеет частоту сети или является высокочастотной. Поэтому **основным средством борьбы с ней является частотная фильтрация.**
- Если сигнал (например, от тензомоста) меняется медленно, а помеха (например, термоэдс) – тоже, то можно искусственно разнести спектры сигнала и помехи, питая тензомост переменным напряжением.
- В некоторых случаях (например, при измерении биологических вызванных потенциалов) различие между сигналом и помехой в том, что сигнал *детерминирован* и может многократно повторяться, а помеха *случайна*. При этом их спектры могут перекрываться. Детерминированный сигнал выделяют из случайной помехи методом **синхронного накопления**.

ЧЕТЫРЕ ТИПА ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

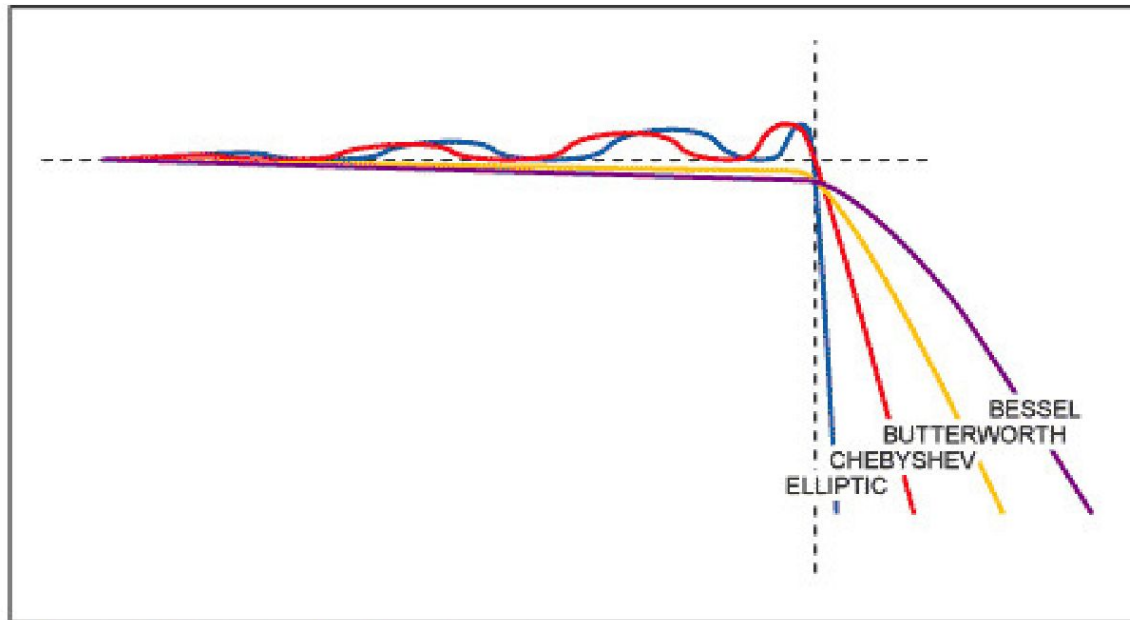


Figure 5. Four basic filter types.

По статье: Tutorial 928. Filter basics. Anti-Aliasing, размещённой на сайте www.maximintegrated.com

Выбор фильтра рассмотрим в следующей главе.

ФИЛЬТРУЮЩИЕ СВОЙСТВА АЦП

АЦП двухтактного интегрирования ведёт себя как фильтр нижних частот с прямоугольной весовой функцией и амплитудно-частотной характеристикой

$$K = \frac{\sin(\pi f T_u)}{\pi f T_u}.$$

Достоинством этого фильтра является возможность подстройки характеристики (изменением T_u) под нестабильную частоту сети так, чтобы один из нулей характеристики всегда находился на частоте сети.

АЦП с $\Sigma\Delta$ -модулятором содержит неподстраиваемый цифровой фильтр с характеристикой sinc^3 или более сложной. При определённых частотах обновления выходных данных этот фильтр может иметь нуль на частоте сети.

МИКРОСХЕМЫ ФИЛЬТРОВ

Фирма Maxim Integrated Products выпускает большое разнообразие микросхем для фильтрации в каналах аналого-цифрового преобразования и сглаживания сигналов ЦАП

[Maxim](#) › [Products](#) › [Analog](#) › [Filters](#) 

ANALOG FILTERS

Maxim provides a wide range of anti-aliasing and post-DAC analog filter ICs that improve system performance for frequencies up to 300kHz and which complement our ADC and DAC product lines.

[Active Filters](#) 

[Video Filters](#) 

[By Key Parameter](#) 

[Switched Capacitor Filters](#)

[Continuous Time Filters](#)

[Low-Pass Filters](#)

[Band-Pass Filters](#)

[Universal Filters](#)

[Bessel Filters](#)

[Butterworth Filters](#)

[Chebychev Filters](#)

[Elliptic Filters](#)

[Programmable Filters](#)

ЧАСТЬ НОМЕНКЛАТУРЫ ФИЛЬТРОВ MAXIM

MAX275	4th- and 8th-Order, Continuous-Time Active Filters
MAX7400	8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7401	8th-Order, Lowpass, Bessel, Switched-Capacitor Filters
MAX7403	8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7404	8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7405	8th-Order, Lowpass, Bessel, Switched-Capacitor Filters
MAX7407	8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7408	5th Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7410	5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters
MAX7411	5th Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7412	5th Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7413	5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters
MAX7414	5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters
MAX7415	5th Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters
MAX7418	5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters
MAX7419	5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters
MAX7490	Dual Universal Switched-Capacitor Filters
MAX7491	Dual Universal Switched-Capacitor Filters

ПРИМЕР СТРУКТУРЫ УНИВЕРСАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

Microprocessor Programmable Universal Active Filters

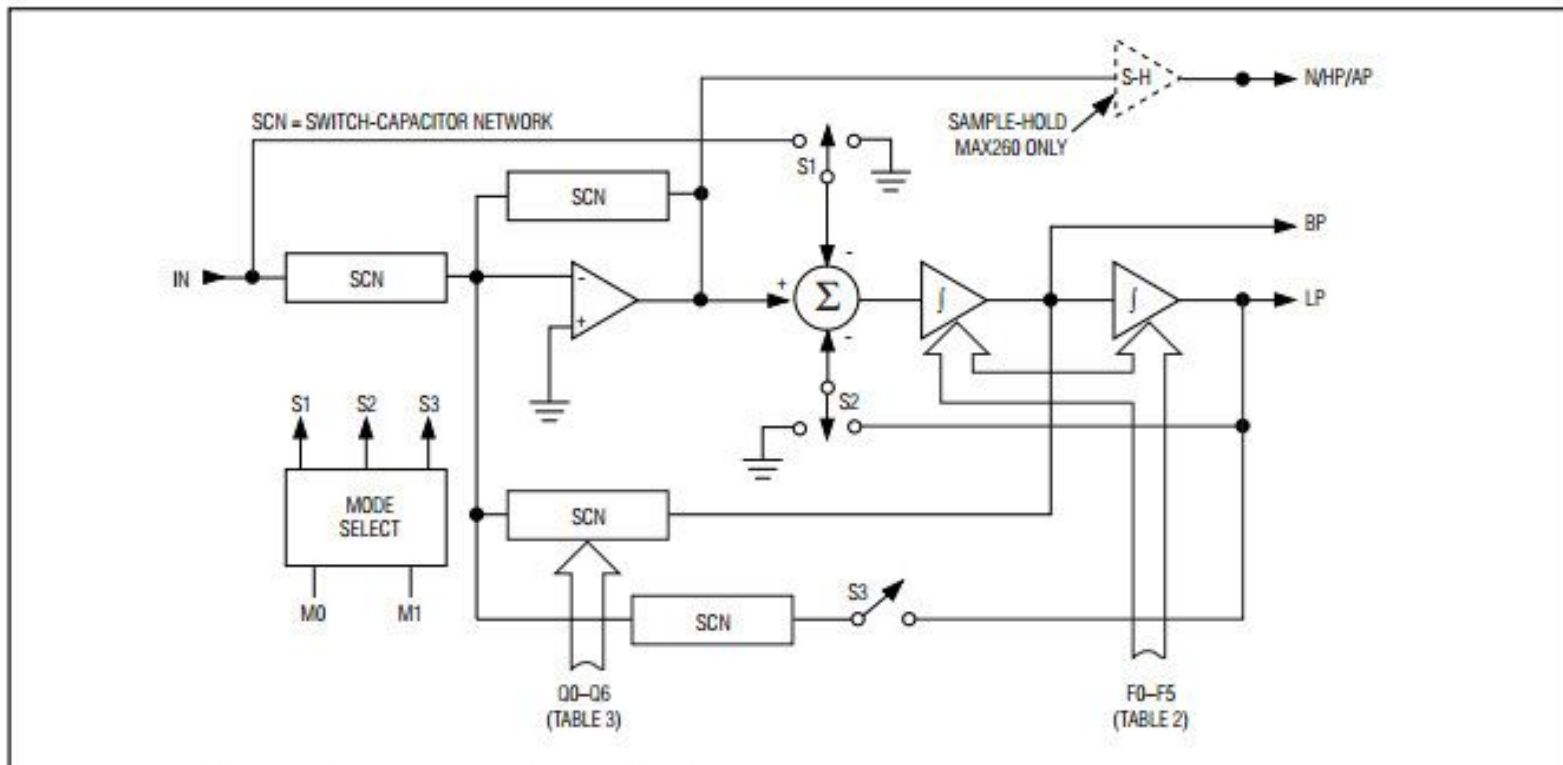
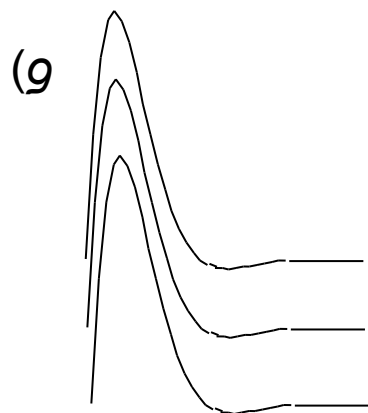
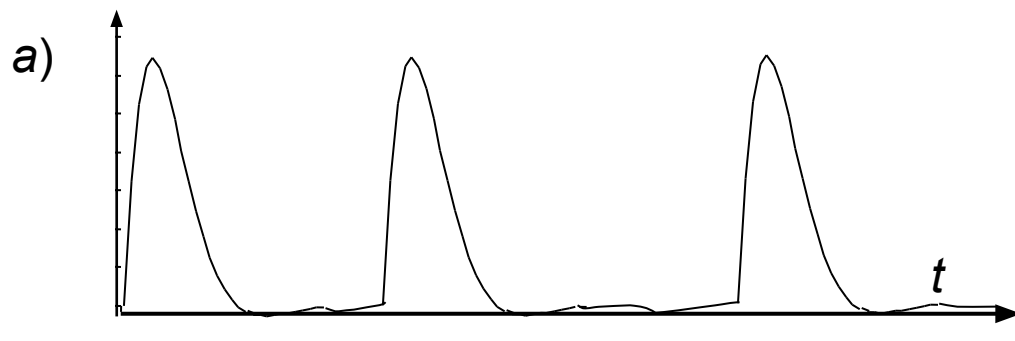


Figure 1. Filter Block Diagram (One Second-Order Section)

MAX260/MAX261/MAX262

СИНХРОННОЕ НАКОПЛЕНИЕ



Отклики на короткий повторяющийся (не обязательно периодически) стимул (а) искусственно совмещаются и суммируются (б). Детерминированный отклик накапливается линейно, а случайная помеха – как квадратный корень из числа суммирований.

Рисунок из книги: Кнорринг В.Г., Марамзина М.Г. Метрология, стандартизация, сертификация. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2006. – 240 с.

НОРМИРОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

- Помехоустойчивость АЦП и цифровых вольтметров нормируется в децибелах, отдельно для продольных помех постоянного тока, продольных помех 50 Гц и поперечных помех 50 Гц в некотором диапазоне частот, например, $(50 \pm 0,5)$ Гц.
- У цифровых вольтметров двухтактного интегрирования подавление продольной помехи постоянного тока может составлять 120 дБ. Поперечная помеха $(50 \pm 0,5)$ Гц подавляется при отсутствии системы ФАПЧ, подстраивающей время интегрирования под период сетевой помехи, примерно на 40 дБ; при наличии системы ФАПЧ – на 80 дБ.