

Бонни Бейкер, Мирослав Оляца

РОЛЬ ВНЕШНИХ КОМПОНЕНТОВ В ОПТИМИЗАЦИИ РАБОТЫ АЦП ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ


Управление входным сигналом аналого-цифрового преобразователя (АЦП) напрямую с выхода операционного усилителя может вызвать резкие перепады напряжения, что отрицательно скажется на работе преобразователя. Решить проблему можно, применив RC-цепь. О том, как грамотно рассчитать номиналы используемых при этом компонентов, рассказывает материал инженеров компании Texas Instruments. В качестве примера для типового расчета взята АЦП ADS8361.

Использование усилителя для прямого управления входом АЦП с регистром последовательного приближения (РПП АЦП) весьма заманчиво. Но, к сожалению, подобная конфигурация может ограничить возможности системы. Внешняя RC-цепь лучше изолирует преобразователь от усилителя и обеспечивает большую гибкость при выборе операционного усилителя (ОУ). Оптимальное использование возможностей АЦП в действительности важнее, чем может показаться. Даже в том случае, когда происходит преобразование сигналов, которые гораздо ниже уровня ограничения частоты преобразователя и усилителя, нельзя не учитывать динамические характеристики входа АЦП.

На рис. 1 показана схема соединения АЦП и усилителя с одним источником питания. В данной схеме усилитель включен в конфигурации инвертора. IC₁ — это КМОП-усилитель с постоянным коэффициентом усиления и одним напряжением питания, добротность которого составляет 5 МГц. Конфигурация с одним напряжением питания позволяет из-

Таблица 1. Анализ рабочих характеристик РПП АЦП по времени установления сигнала в наиболее неблагоприятных условиях

Разрешение АЦП, бит	k ₁ , (постоянный временной коэффициент при точности до 1 МЗР, 1/2 ^N)	k ₂ , (постоянный временной коэффициент при точности до 1/2 МЗР, 1/2 ^{N+1})
8	5,5	6,24
10	6,9	7,62
12	8,3	9,01
14	9,7	10,4
16	11,1	11,78
18	12,5	13,17



TLK1101E – 11,3 Гбит/с эквалайзер от Texas Instruments

Texas Instruments предлагает универсальный эквалайзер TLK1101E для использования в цифровых высокоскоростных системах передачи данных на скоростях до 11.3 Гбит/с.

TLK1101E может быть сконфигурирован под конкретные условия применения, обеспечивает регулируемое устранение высокочастотных составляющих (de-emphasis) в пределах от 0 до 7 дБ, используя выводы DE0 и DE1. Перепад выходного дифференциального напряжения может устанавливаться на уровне 300, 600 или 900 мВпик-пик через вывод SWG.

Выводы LN0 и LN1 могут быть использованы для оптимизации работы устройства на кабели различной длины, например, от 0 до 20 метров для витой пары 24-AWG. Уровень LOS (loss of signal) потери сигнала может устанавливаться подачей напряжения на вывод LOSL. Задавать уровень LOS можно из двух LOS значений через вывод LOSR.

TLK1101E выпускается в 20-выводном корпусе QFN.

бежать эффекта ограничения усилителя по входу, например, ограниченного диапазона входного сигнала и перекрестной помехи синфазного сигнала. Создатели данной схемы использовали выход АЦП для смещения неинвертирующего входа усилителя, а также отрицательного входа АЦП, таким образом, им удалось уместить рабочий диапазон усилителя в рамки напряжений питания. IC₂ — это 12-ти битный РПП АЦП с частотой выборки 500 тыс. в секунду.

Схема на рис. 1 является функциональной; низкомный выход усилителя управляет АЦП. На рис. 2 показан результат быстрого преобразования Фурье для цепи с входным сигналом усилителя 15 кГц. На рис. 2а время захвата АЦП составляет 265 нс, на рис. 2б — 560 нс. Эти показатели не превышают рабочие характеристики ни преобразователя, ни усилителя.

Результаты измерений показывают, что интервал времени захвата влияет на рабочие характеристики; т.е. увеличение данного промежутка от 250 до 560 нс. улучшает рабочие показатели. При этом

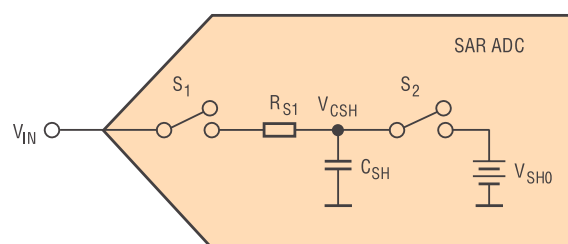


Рис. 1. Схема включения ОУ и АЦП (при RF = RG коэффициент усиления шума для усилителя IC₁ составляет 2 В/В)

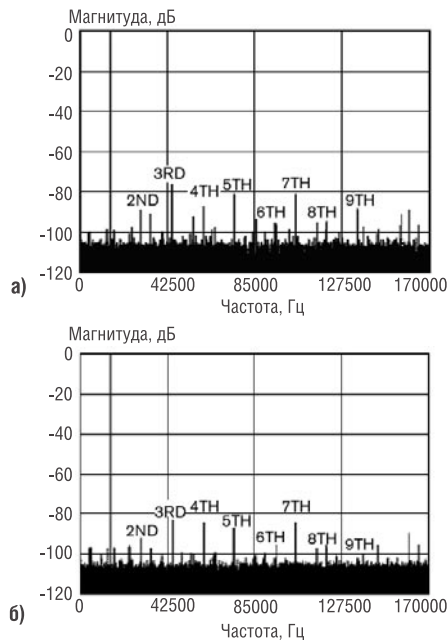


Рис. 2. Быстрое преобразование Фурье для 12-битного АЦП с рабочей частотой 500 тыс. выб/сек: а) Значительное нелинейное искажение при времени захвата 265 нс. б) Малое нелинейное искажение при времени захвата 560 нс

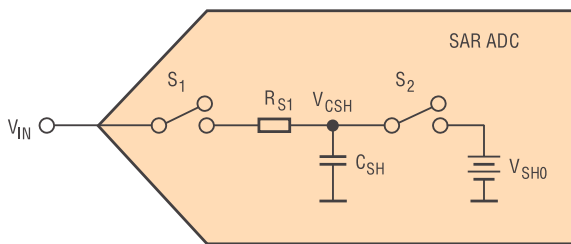


Рис. 3. Эквивалентные входные элементы для РПП АЦП

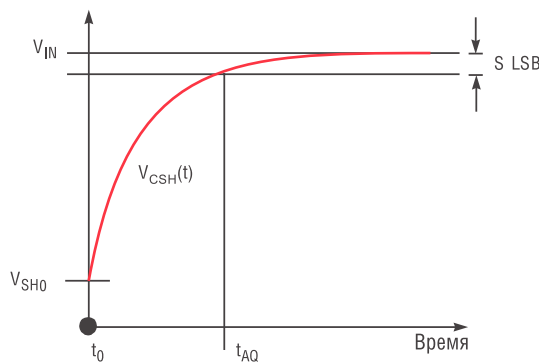


Рис. 4. Изменение напряжения на внутреннем конденсаторе АЦП в процессе захвата сигнала

большее время захвата также несколько увеличивает общую длительность операционного цикла. При более длительном времени захвата отношение сигнал/шум (SNR) увеличивается от 70,8 до 71,5 дБ, а суммарное значение коэффициента нелинейных искажений (THD) снижается от -71,4 до -78,6 дБ [1].

Стандартная модель РПП АЦП

Емкостный входной каскад РПП АЦП включает емкостную сеть перераспределения нагрузки (рис. 3, [2] и [3]). На рис. 3 V_{SH0} – начальное напряжение

на конденсаторе C_{SH} . В зависимости от структуры входа преобразователя, данное напряжение может равняться входному напряжению во время предыдущего преобразования, напряжению земли или опорному напряжению. Доступ к сигналу открывает размыкание цепи S_2 и замыкание цепи S_1 . Когда S_1 замыкается, напряжение на конденсаторе C_{SH} изменяется на V_{IN} . Напряжение заряда V_{IN} с источника напряжения поступает через сэмплирующую цепь S_1 и R_{S1} на C_{SH} . По мере перераспределения заряда, начальный заряд C_{SH} меняется таким образом, что V_{CSH} и V_{IN} выравниваются (рис. 4).

Если рассматривать только вход АЦП, то полоса пропускания АЦП зависит от внутреннего конденсатора C_{SH} и сопротивления R_{S1} . Исходя из постоянной $\tau = R_{S1} \times C_{SH}$, можно вычислить время установления сигнала данной однополюсной системы. Минимальное время захвата для АЦП – это время, необходимое устройству дискретизации для захвата входного напряжения. Это время исчисляется с момента поступления запроса на сэмплирование и зарядки конденсатора C_{SH} .

Для определения времени установления сигнала схемы на рис. 3 можно использовать следующее уравнение:

$$V_{CSH}(\tau) = V_{CSH}(\tau_0) + (V_{IN} - V_{CSH}(\tau_0)) \times \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}\right), \quad (1)$$

где $V_{CSH}(t)$ – зависимость напряжения на конденсаторе C_{SH} от времени; $V_{CSH}(t_0)$ – напряжение на конденсаторе C_{SH} в начальный момент захвата; V_{IN} – входное напряжение АЦП; τ – постоянный коэффициент времени захвата, равный $R_{S1} \times C_{SH}$; а t – время в секундах.

Если вы хотите, чтобы погрешность не превышала 1/2 младшего значащего бита (МЗБ), время, за которое напряжение на конденсаторе C_{SH} достигает входного напряжения в пределах 1/2 МЗБ, и будет являться временем захвата:

$$V_{IN} - V_{CSH}(t_{AQ}) \leq \frac{1}{2} LSB, \quad (2)$$

или

$$V_{CSH}(t_{AQ}) \geq V_{IN} - \frac{1}{2} LSB, \quad (3)$$

где $V_{CSH}(t_{AQ})$ – напряжение на конденсаторе C_{SH} в конце периода дискретизации, а t_{AQ} – время захвата или период времени от начала выборки (t_0) до окончания периода дискретизации. Таким образом,

$$\frac{1}{2} LSB = \frac{FSR}{2^{N+1}}, \quad (4)$$

где, FSR – полный диапазон входного сигнала N-битного преобразователя.

Если заменить $V_{CSH}(t)$ на $V_{CSH}(t_{AQ})$, а $V_{CSH}(t_0)$ – на V_{SH0} и приравнять уравнения 1 и 3, можно вывести следующие уравнения:

$$V_{IN} - \frac{FSR}{2^{N+1}} \leq V_{SH0} + (V_{IN} - V_{SH0}) \times \left(1 - e^{-\frac{t_{AQ}}{\tau}}\right), \quad (5)$$

или

$$t_{AQ} \geq \tau \times \ln\left(\frac{V_{IN} - V_{SH0}}{FSR} \times 2^{N+1}\right). \quad (6)$$

Если

$$k = \ln\left(\frac{V_{IN} - V_{SH0}}{FSR} \times 2^{N+1}\right), \quad (7)$$

то

$$t_{AQ} \geq k \times \tau. \quad (8)$$

Для различных разрешений АЦП можно вычислить время установления сигнала как функцию от постоянной времени входного каскада и коэффициента k . Эти вычисления приведены в таблице 1. Вы можете использовать эти данные для определения времени захвата любого РПП АЦП. Для анализа рабочих характеристик в наиболее неблагоприятных условиях (уравнение 5 и таблица 1), предполагается, что V_{SH0} равно нулю. Рис. 5 демонстрирует изменение начальной нагрузки 16-битного преобразователя ADS8361 компании Texas Instruments с рабочей частотой 500 тыс. выборок/сек., как функцию амплитуды входного сигнала.

Сопротивление R_{S1} замкнутого переключателя S_1 у преобразователя ADS8361 равно 20 Ом. Емкость внутреннего конденсатора ADS8361 C_{SH} составляет 25 пФ. Из рис. 5 видно, что частота входного синусоидального сигнала значительно меньше, чем частота стробирования преобразователя. Если измеряется низшая частота входных сигналов $f_{IN} \leq f_s/10$, то при подсчете начальное напряжение V_{SH0} берется равным половине всего диапазона. С другой стороны, если присутствует входной мультиплексор, V_{SH0} равно нулю. Для 16-битного АЦП постоянная времени множитель k_1 при погрешности один МЗБ составляет 11,09. Если необходима погрешность 1/2 МЗБ, то коэффициент $k_2 = 11,78$. Определение начальной нагрузки внутреннего конденсатора в емкостном РПП АЦП подробно рассмотрено в [4].

Запас заряда на входе РПП АЦП

На рис. 6 показан ведущий усилитель, подключенный ко входу АЦП через RC-цепь. Конденсатор C_{IN} выступает в качестве банка, который обеспечивает достаточный заряд внутренних конденсаторов АЦП. Используя предыдущие вычисления для 16-битного АЦП, получаем, что временная постоянная τ ($\tau = R_{IN} \times C_{IN}$) внешнего RC-фильтра, в котором $k_2 = t_{AQ}/\tau$, находится в диапазоне от 11 до 12. Значение k от 11 до 12 не ухудшает работу сигнальной цепи. Однако с помощью точных вычислений можно достичь оптимального показателя при более низких значениях k .

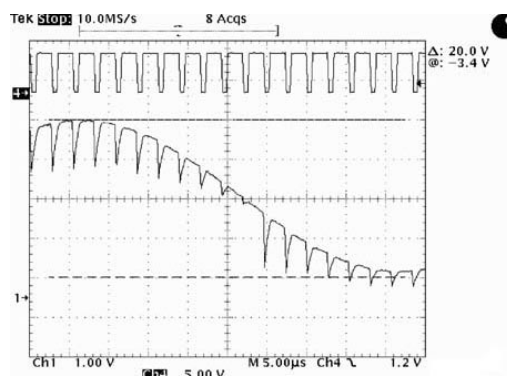


Рис. 5. Зависимость начального тока нагрузки АЦП ADS8361 от амплитуды входного сигнала

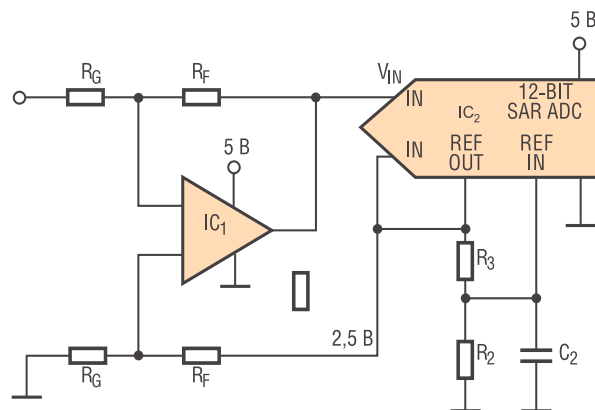


Рис. 6. Правильная конфигурация внешних входных цепей АЦП

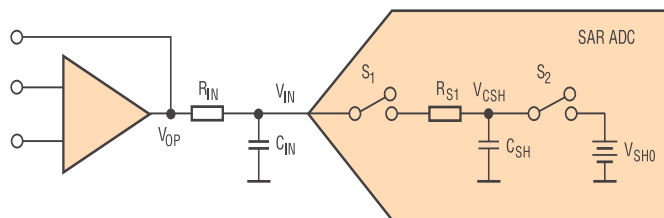


Рис. 7. C_{IN} на входе АЦП обеспечивает резервный заряд при дискретизации

Оценка схемы запаса заряда

На схеме рис. 6 заряд на C_{IN} следует за входным напряжением до и после того, как внутренний переключатель АЦП S_1 замыкается. Учитывая данный факт, при оценке времени можно игнорировать влияние R_{IN} . На рис. 7 показана новая модель системы РПП АЦП. На этой схеме конденсаторы C_{IN} и C_{SH} имеют различное стартовое напряжение. На начальном этапе преобразования заряд быстро перераспределяется между C_{IN} и C_{SH} через R_{S1} .

На рис. 8 показана упрощенная цепь для емкостного входного каскада схемы на рис. 7. Перед захватом входного сигнала переключатель S_1 разомкнут (рис. 8а). Входной конденсатор C_{IN} имеет начальное напряжение V_{IN} , а напряжение внутреннего конденсатора C_{SH} равно V_{SH0} . S_1 замыкается при начале захвата (рис. 8б). Напряжения конденсатора V_{IN} и V_{CSH} уравниваются (рис. 8в) при быстром перераспределении заряда между C_{IN} и C_{SH} .

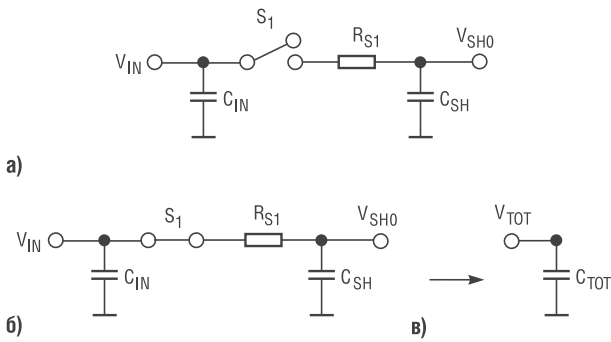


Рис. 8. Упрощенные модели внешних и внутренних конденсаторов АЦП

Следующие уравнения позволяют вычислить заряд на конденсаторах C_{IN} и C_{SH} :

$$Q_{IN} = C_{IN} \times V_{IN}, \tag{9}$$

и

$$Q_{SH} = C_{SH} \times V_{SH0}. \tag{10}$$

После того как S_1 замыкается, заряд на C_{IN} и C_{SH} распределяется между конденсаторами. C_{IN} и C_{SH} составляют эквивалентную емкость C_{TOT} (рис. 8б и 8в). Эффективное емкостное сопротивление и распределение заряда составят:

$$C_{TOT} = C_{IN} + C_{SH}, \tag{11}$$

и

$$Q_{TOT} = Q_{IN} + Q_{SH}. \tag{12}$$

Используя уравнения с 9 по 12, можно вычислить новое эквивалентное напряжение на конденсаторах C_{IN} и C_{SH} :

$$V_{TOT} = \frac{C_{IN}}{C_{IN} + C_{SH}} \times V_{IN} + \frac{C_{SH}}{C_{IN} + C_{SH}} \times V_{SH0}. \tag{13}$$

При $C_{IN}/C_{SH} = \alpha$ уравнение 13 будет иметь вид:

$$V_{TOT} = \frac{\alpha}{\alpha + 1} \times V_{IN} + \frac{1}{\alpha + 1} \times V_{SH0}. \tag{14}$$

Теперь можно вычислить нужную нам временную постоянную RC-цепи на рис. 6:

$$V_{TOT}(t) = V_{TOT}(t_0) + (V_{IN} - V_{TOT}(t_0)) \times \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \tag{15}$$

где $V_{TOT}(t)$ – напряжение конденсатора C_{TOT} за определенное время, а $V_{TOT}(t_0)$ – напряжение C_{TOT} в начальный момент захвата, рассчитываемое из уравнения 14.

Как и ранее, чтобы уменьшить погрешность до $1/2$ МЗБ, необходимо сделать время захвата достаточно долгим для того, чтобы напряжение C_{TOT} достигло входного напряжения в пределах $1/2$ МЗБ.

$$V_{IN} - V_{TOT}(t_{AQ}) \leq \frac{1}{2} LSB, \tag{16}$$

или

$$V_{TOT}(t_{AQ}) \geq V_{IN} - \frac{1}{2} LSB, \tag{17}$$

где $V_{TOT}(t_0)$ это напряжение на конденсаторе C_{TOT} в конечный момент периода дискретизации. Путем изменения $V_{TOT}(t)$ на $V_{TOT}(t_0)$ и уравнивания выражений 15 и 17 получаем:

$$V_{IN} - \frac{FSR}{2^{N+1}} \leq V_{TOT}(t_0) + (V_{IN} - V_{TOT}(t_0)) \times \left(1 - e^{-\frac{t_{AQ}}{\tau}}\right), \tag{18}$$

и

$$t_{AQ} \geq \tau \times \ln \left(\frac{V_{IN} - V_{TOT}(t_0)}{FSR} \times 2^{N+1} \right). \tag{19}$$

Теперь можно определить новый способ вычисления временной постоянной k_3 , используя уравнения 14 и 19.

$$k = \ln \left[\frac{\left(1 - \frac{\alpha}{\alpha + 1}\right) \times V_{IN} - \frac{1}{\alpha + 1} \times V_{SH0}}{FSR} \times 2^{N+1} \right]. \tag{20}$$

Уравнение 20 показывает, что k_3 – это функция не только начального напряжения заряда V_{SH0} , но и внешнего конденсатора C_{IN} . В 16-битном АЦП ADS8361 с нижней частотой входного сигнала $f_{IN} \leq f_s/10$, напряжение начального заряда конденсатора $C_{SH} - V_{SH0}$ составляет половину полного диапазона. С другой стороны, при многоканальном сигнале, поступающем на вход преобразователя, нужно использовать нулевое V_{SH0} . Таким образом, уравнение 20 примет вид:

$$k = \ln \left(\frac{1}{\alpha + 1} \times 2^{N+1} \right). \tag{21}$$

Таблица 2 наглядно показывает, как меняется k_3 в качестве функции C_{IN} и демонстрирует меньшие значения временных констант k_3 для АЦП, изображенного на рис. 6.

Результаты испытаний

На рис. 9 показаны результаты испытаний 16-битного преобразователя ADS8361 в конфигурации, изображенной на рис. 6. Результаты позволяют сделать вывод, что преобразователь ADS8361 обладает хорошими качественными показателями SNR (отношение сигнал-шум), SFDR (динамический диапазон без паразитных выбросов) и SINAD (отношение суммы сигнала, шума и искажений к уровню полезного сигнала) до тех пор, пока коэффициент k_3 не достигает значения ниже 6. Этот результат отличается от значений k_1 равных 11,1 и 11,78, указанных в таблице 1. На рис. 9 16-битный АЦП ADS8361 функционирует на частоте 200 тыс. выб/сек ($t_{AQ} = 3,4$ мкс). Частота входного сигнала равна 10 кГц. В уравне-

Таблица 2. Изменение k как функция заряда конденсатора C_{IN}

Разрешение АЦП, бит	C_{IN} , пФ	α	k_3 (временная константа при погрешности 1/2 МЗБ)	R_{IN} , Ом
16	200	8	9,59	1576
16	400	16	8,95	894
16	1000	40	8,07	411
16	4000	160	6,7	126

Примечание: При наиболее неблагоприятных условиях V_{IN} равно полному размаху напряжения, или 2^N , а V_{SH0} равняется нулю; $\alpha = C_{IN}/C_{SH}$

нии 20 начальное напряжение V_{SH0} равно половине полного диапазона. Емкость конденсатора C_{SH} составляет 25 пФ, а емкость C_{IN} равна 2,2 нФ. Таким образом, уравнение 20 примет вид:

$$\alpha = \frac{C_{IN}}{C_{SH}} = \frac{2,2nF}{25pF} = 88, \quad (22)$$

$$k_4 = \ln \left[\frac{\left(1 - \frac{\alpha}{\alpha + 1}\right) \times V_{IN} - \frac{1}{\alpha + 1} \times V_{SH0}}{FSR} \times 2^{N+1} \right] \quad (23)$$

$$= \ln \left[\frac{\left(1 - \frac{88}{88 + 1}\right) \times 5V - \frac{1}{88 + 1} \times 2,5V}{5V} \times 2^{16+1} \right]$$

и

$$R_{IN} = \frac{t_{AQ}}{k_4 \times (C_{IN} + C_{SH})} = \frac{3,4 \mu SEC}{6,6 \times (2,2nF + 25pF)} = 231,5 \Omega. \quad (24)$$

Следует обратить внимание, что на рис. 9 улучшение показателя SFDR составляет около 5 дБ.

Некоторые тонкости RC

Приведенные ниже уравнения демонстрируют ключевые принципы построения схемы АЦП на рис. 6.

$$\tau = R_{IN} \times (C_{IN} + C_{SH}) \leq \frac{t_{AQ}}{k}. \quad (25)$$

Для многоканальных сигналов применяется следующее уравнение:

$$k = \ln \left(\frac{1}{\alpha + 1} \times 2^{N+1} \right). \quad (26)$$

А для низкочастотных входных сигналов —

$$k = \ln \left[\frac{\left(1 - \frac{\alpha}{\alpha + 1}\right) \times V_{IN} - \frac{1}{\alpha + 1} \times V_{SH0}}{FSR} \times 2^{N+1} \right], \quad (27)$$

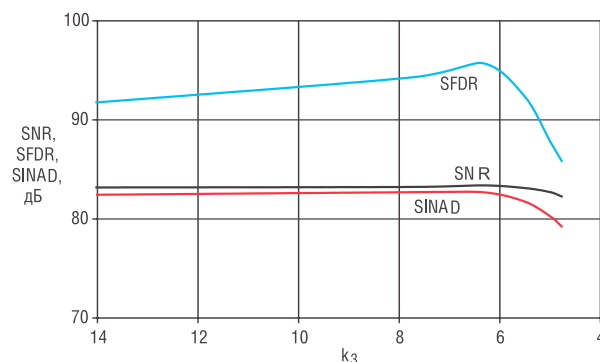


Рис. 9. Результаты измерений зависимостей основных соотношений сигнала в цепи, изображенной на рис. 6, от постоянной времени захвата

где $\alpha = C_{IN}/C_{SH}$.

Для оптимизации системного показателя SNR значение C_{IN} должно быть максимально возможным с учетом передающих характеристик усилителя. Для сохранения THD (суммарного значения коэффициента нелинейных искажений) АЦП, в качестве C_{IN} должен выбираться либо керамическим с диэлектриком на стекле, либо серебряным с точностью $\leq 5\%$. Показатель R_{IN} зависит прежде всего от времени захвата, значения C_{IN} и передающей способности усилителя. R_{IN} изолирует усилитель IC_1 от конденсатора нагрузки C_{IN} , который должен быть металлопленочным с точностью $\leq 1\%$, для снижения уровня шума. RC-фильтр между усилителем и АЦП может снизить стабильность усилителя. Более подробно вопросы выбора и стабильности операционного усилителя рассмотрены в [5].

Ссылки

1. Oljaca, Miroslav, and Justin McEldowney, "Using a SAR Analog-to-Digital Converter for Current Measurement in Motor Control Applications," Texas Instruments Application Report SBAA081, October 2002.
2. Downs, Rick, and Miro Oljaca, "Designing SAR ADC Drive Circuitry, Part I: A Detailed Look at SAR ADC Operation," AnalogZone.
3. Oljaca, Miroslav, and Brian Mappes, "ADS8342 SAR ADC Inputs," Texas Instruments Application Report SBAA127, January 2005.
4. Downs, Rick, and Miro Oljaca, "Designing SAR ADC Drive Circuitry Part II: Input Behavior of SAR ADCs" Texas Instruments, 2005, AnalogZoneAcquisitionZone.
5. Green, Tim, "Operational Amplifier Stability, Part 6 of 15: Capacitance-Load Stability: RISO, High Gain, and CF Noise Gain," Texas Instruments, 2005, AnalogZone, Acquisition-Zone.
6. Baker, Bonnie, "Charge your SAR-converter inputs," EDN, May 11, 2006, pg 34.

Получение технической информации, заказ образцов, поставка — e-mail: theory.vesti@compel.ru