

знаменателю:

$$\left. \begin{aligned} \frac{(s^2 - 3)a_{11} - a_{21} + 2(s + \sqrt{7})}{2(s^2 - 1)(s + \sqrt{7})} &= \Gamma_1(s); \\ \frac{-4a_{11} + (s^2 - 5)a_{21} + 4(s + \sqrt{7})}{4(s^2 - 1)(s + \sqrt{7})} &= \Gamma_2(s). \end{aligned} \right\} \quad (П6)$$

Неизвестные параметры ищем из условия, что $\Gamma_1(s)$ и $\Gamma_2(s)$ не имеют полюсов в левой полуплоскости. Тогда из первого уравнения находим

$$(s^2 - 3)a_{11} - a_{21} + 2(s + \sqrt{7}) = 0 \quad \text{при } s = -1; -\sqrt{7}. \quad (П7)$$

Отсюда

$$\begin{cases} a_{11} + a_{21} = \sqrt{7} - 1; \\ 2a_{11} - a_{21} = 0; \end{cases} \quad a_{11} = \frac{2}{\sqrt{7} + 1}; \quad a_{21} = \frac{4}{\sqrt{7} + 1}. \quad (П8)$$

Из второго уравнения получается тот же результат.

Описанный метод решения систем интегральных уравнений Винера — Хопфа программно реализован на ЕС ЭВМ. Модули написаны и отлажены на алгоритмическом языке ПЛ/1 в системе СВМ ЕС и унифицированы для применения в составе программного обеспечения САПР САУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Современная теория систем управления/Под ред. К. Т. Леондеса.— М.: Наука, 1970.
2. Янушевский Р. Т. Теория линейных оптимальных многосвязных систем управления.— М.: Наука, 1973.
3. Солодовников В. В., Бирюков В. Ф. К вопросу о решении задач синтеза статистически оптимальных систем автоматического управления // Изв. АН СССР. Сер. техн. кибернетика.— 1973.— № 5.
4. Зотов М. Г. Аналитическое конструирование стационарных управляющих устройств.— М.: Энергоатомиздат, 1987.

Поступило в редакцию 16 февраля 1988 г.

УДК 681.335.2 : 681.3.088-52

А. М. АМИНЕВ, Т. Н. АРАСЛАНОВ, Г. Д. БАХТИАРОВ, А. Л. ТИМОФЕЕВ

(Москва — Уфа)

СТЕНД ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АЦП

В области аналого-цифрового преобразования одной из наиболее острых проблем является контроль динамических свойств сверхбыстродействующих АЦП. До сих пор отсутствует общепринятая методология описания свойств АЦП при преобразовании широкополосных сигналов, существуют различные толкования отдельных терминов, например апертурного времени. Не до конца ясен вопрос о том, в каких же терминах следует описывать динамические свойства АЦП: в терминах динамических погрешностей или в терминах динамических параметров АЦП.

Отсутствие стандартных методов описания, а тем более контроля динамики АЦП сдерживает широкое распространение и реализацию всех возможностей сверхбыстродействующих преобразователей. Информация о динамических свойствах АЦП нужна не только пользователям, но и изготовителям этих приборов, т. е., как отмечается в [1], для решения проблемы увеличения быстродействия и разрядности АЦП необходимо параллельно вести работы по созданию соответствующей контрольно-измерительной аппаратуры для аттестации их параметров на этапе разработки и в условиях серийного производства.

Этим вопросам посвящено большое количество работ [2—8], в которых предлагаются различные методы и устройства для оценки динамических свойств АЦП. Одним из относительно простых, но достаточно эффективных методов контроля является ме-

тод биений [2]. При его реализации на вход контролируемого АЦП подается, как правило, синусоидальный сигнал определенной частоты, лежащей в диапазоне входных частот АЦП. Двойной размах сигнала должен перекрывать всю шкалу преобразования. Частота преобразования выбирается несколько больше (или меньше) частоты входного сигнала, в результате чего на выходе АЦП образуется синусоидальный сигнал разностной частоты (частота биений). Этот сигнал восстанавливается с помощью эталонного ЦАП и исследуется на экране осциллографа. Для того чтобы просмотреть всю характеристику квантования АЦП, необходимо иметь на каждый шаг квантования по несколько отсчетов, что и определяет выбор частоты биений. Повторяя процедуру для нескольких значений частоты входного сигнала, можно оценить динамические свойства контролируемого АЦП. В статье рассмотрены особенности реализации метода биений в широком диапазоне частот входного сигнала.

В основе метода биений лежит соотношение

$$(n + 1)T_{\text{вх}} = nT_{\text{зап}},$$

где n — требуемое число отсчетов входного сигнала; $T_{\text{вх}}$ — период повторения входного сигнала; $T_{\text{зап}}$ — период повторения импульсов запуска.

За время тестирования $T_{\text{тест}} = nT_{\text{вх}}$ фиксируется n выходных отсчетов АЦП, которые затем запоминаются и подвергаются дальнейшей обработке (рис. 1, а). Источник входного эталонного сигнала $f_{\text{вх}}$, используемый в стандартном методе биений, должен обеспечивать спектральную чистоту и высокую стабильность сигнала, и тогда выявленные ошибки преобразования практически будут относиться только к оцифровываемому входной сигнал устройству, т. е. к исследуемому АЦП. Если необходимо получить n отсчетов входного сигнала, то уход сигнала по фазе за все время тестирования не должен превышать $2\pi/n$, а за $T_{\text{вх}} = 2\pi/n^2$. Для числа отсчетов $n = 1000$ это соответствует нестабильности частоты $1 \cdot 10^{-6}$.

Стандартному методу биений присущи следующие недостатки:

1. При тестировании АЦП используются близкие по величине частота запуска $f_{\text{зап}}$ и частота входного сигнала $f_{\text{вх}}$. Поэтому при изменении $f_{\text{вх}}$ для сохранения режима биений необходимо изменять и $f_{\text{зап}}$, вследствие чего контроль динамики АЦП осуществляется в основном не на одной, максимальной для исследуемого АЦП тактовой частоте, а на ряде пониженных тактовых частот $f_{\text{зап}}$. Таким образом, в значительной степени снижаются достоверность и качество контроля, так как АЦП работает в облегченном режиме, при котором возможные динамические ошибки преобразователя могут вообще не проявиться.

2. За один период входного сигнала фиксируется не более одной выборки. При увеличении числа выборок соответственно возрастает общее время тестирования АЦП, что предъявляет жесткие требования к источнику эталонного сигнала по стабильности частоты относительно сигнала запуска в течение длительного времени.

Рассматриваемый в данной работе метод контроля динамики АЦП позволяет свести к минимуму перечисленные недостатки. Суть предлагаемого метода заключается в том, что при постоянной частоте запуска, равной максимальной для исследуемого АЦП, за один период входного сигнала фиксируется не один, а серия отсчетов, число которых определяется отношением частот $f_{\text{зап}}/f_{\text{вх}}$. Таким образом, за каждый такт сигнала $f_{\text{зап}}$ фиксируется соответствующая ему выборка сигнала $f_{\text{вх}}$ (рис. 1, б). Например, для АЦП, работающего на максимальной тактовой частоте 20 МГц, на вход которого подается сигнал частотой 1 МГц, за один период $T_{\text{вх}}$ фиксируется число отсчетов, равное $f_{\text{зап}}/f_{\text{вх}} = 20$. Для получения достаточного для анализа числа от-

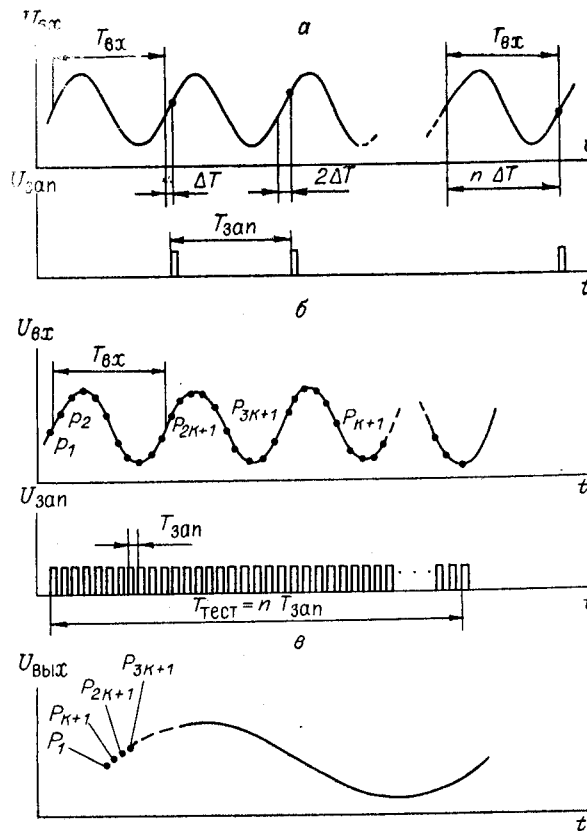


Рис. 1

счетов n аналого-цифровому преобразованию подвергаются m периодов входного сигнала, поэтому соотношение между частотой входного сигнала и частотой запуска выбираются равным:

$$f_{\text{зап}}/f_{\text{вх}} = n/m, \quad (1)$$

где n и m — целые числа. При этом для получения n несовпадающих выборок отношение n/m должно быть несократимой дробью.

По сравнению со стандартным методом биений требуемое число отсчетов n можно получить не за n , а за меньшее число периодов входного сигнала m , благодаря чему время тестирования АЦП сокращается в n/m раз. Цифровые отсчеты с выхода исследуемого АЦП последовательно заносятся в память с тактовой частотой $f_{\text{зап}}$. Однако полученный массив из n отсчетов в таком виде не пригоден для дальнейшего анализа. Например, если вывести этот массив в том же последовательном порядке из памяти и после цифроаналогового преобразования подать на вход осциллографа, то на его экране будет наблюдаться множество периодов, каждый из которых состоит из небольшого числа точек. Следовательно, необходимо осуществить соответствующую перестановку запомненных отсчетов с тем, чтобы, в частности, для рассматриваемого способа представления выходного сигнала АЦП получить один период синусоидальной кривой, состоящий из n точек. Для этого данные из памяти выбираются не в том последовательном порядке, в каком они были запомнены, а по определенному алгоритму. Предположим, что первым из памяти выводится отсчет P_1 (см. рис. 1, б). Вторым из памяти будет выводиться не отсчет P_2 , соответствующий следующему тактовому импульсу, а тот отсчет, который отстоит на периоде входного сигнала от P_1 на величину шага считывания ΔT , т. е. отсчет, обозначенный как P_{k+1} . Третий отсчет P_{2k+1} на сигнале отстоит от P_{k+1} на величину ΔT , а от P_1 — на $2\Delta T$ и т. д. Таким образом, вывод отсчетов из памяти осуществляется в циклическом режиме с коэффициентом пересчета k , правило выбора которого является вторым условием реализации предлагаемого метода. Коэффициент k выбирается из соотношения

$$kT_{\text{зап}} = lT_{\text{вх}} + \Delta T,$$

где k и l — целые числа, причем $0 < l < n$; $\Delta T = T_{\text{вх}}/n = T_{\text{зап}}/m$ — шаг считывания. С учетом выражения (1) $k = (ln + 1)/m$.

Циклический опрос содержимого памяти с выводом каждого k -го значения продолжается до тех пор, пока из памяти не будут выбраны необходимые для анализа все n отсчетов. Если эти отсчеты подать на ЦАП и далее на осциллограф, то на его экране будет наблюдаться восстановленный синусоидальный сигнал, один период которого состоит из n точек (рис. 1, в).

Для получения устойчивого и непрерывного изображения восстановленного сигнала цикл чтения памяти периодически повторяется.

Исследуемый АЦП постоянно работает на максимальной тактовой частоте $f_{\text{зап}}$, поэтому время тестирования не зависит от выбранного значения частоты $f_{\text{вх}}$:

$$T_{\text{тест}} = nT_{\text{зап}}$$

При использовании предлагаемого метода в значительной степени облегчаются требования к стабильности входного сигнала относительно сигнала запуска АЦП. Так, при контроле АЦП по стандартному методу биений допустимое значение нестабильности частоты $f_{\text{вх}} = 1$ МГц при числе выборок $n = 999$ — не более $1 \cdot 10^{-6}$. Для предлагаемого метода при тех же значениях $f_{\text{вх}}$ и n допустимое значение нестабильности частоты увеличивается до $2 \cdot 10^{-5}$.

В соответствии с описанным методом для заданных значений частоты запуска АЦП $f_{\text{зап}} = 19,628$ МГц и числа отсчетов $n = 999$ рассчитано 1700 возможных значений частоты $f_{\text{вх}}$ в диапазоне от 0,04 до 50 МГц. В таблице представлены числовые значения параметров m , k , l для десяти выборочных значений частоты $f_{\text{вх}}$ с точностью до 1 Гц в диапазоне от 0,2 до 9,06 МГц.

Входная частота $f_{\text{вх}} = \frac{m}{n} f_{\text{зап}}$, МГц	m	k	l
0,216124	41	545	6
1,021678	52	634	33
2,023708	103	97	10
3,025738	154	253	39
4,027768	205	346	71
5,029798	256	160	41
6,031828	307	397	122
7,033858	358	706	253
8,094831	412	274	113
9,057566	461	986	455

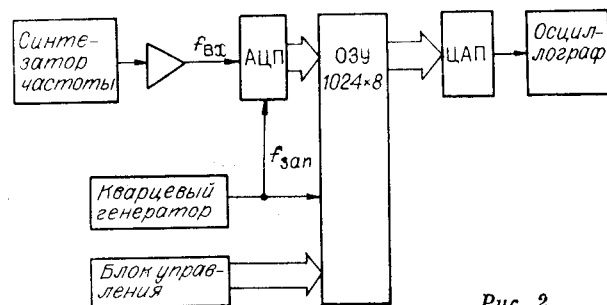


Рис. 2

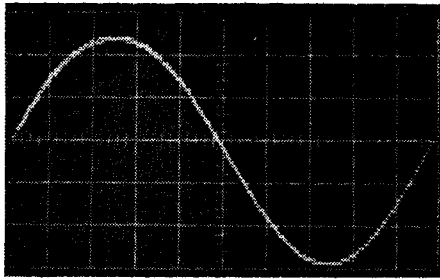


Рис. 3

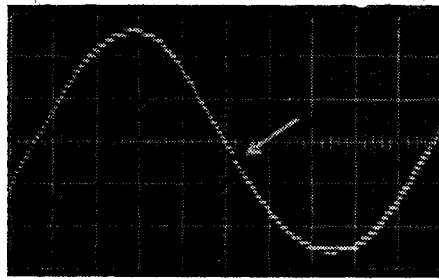


Рис. 4

В соответствии с предлагаемым методом был разработан стенд для контроля динамических свойств сверхбыстродействующих АЦП, структурная схема которого приведена на рис. 2. Стенд содержит в своем составе следующие основные узлы:

синтезатор частоты Ч6-31, формирующий высокостабильный эталонный синусоидальный сигнал в широком диапазоне частот от 50 Гц до 50 МГц с шагом перестройки 0,01 Гц;

буферный усилитель, предназначенный для усиления мощности эталонного сигнала и согласования диапазона контролируемого АЦП с диапазоном синтезатора;

ОЗУ с организацией 1024×8, реализованное на высокоскоростных ЭСЛ ЗУПВ К500РУ415. Параметры этих интегральных схем позволяют получить режим записи информации от АЦП со скоростью 20 отсчетов/мкс. Благодаря этому реализуются предельные параметры АЦП по быстродействию и запоминается каждый цифровой отсчет преобразователя, так как исследуемый АЦП и ОЗУ работают на одной и той же частоте $f_{\text{зап}}$;

кварцевый генератор, вырабатывающий необходимую для работы стенда опорную частоту 19,628 МГц;

блок управления, обеспечивающий запись в память выходных кодов исследуемого АЦП и последующий циклический опрос содержимого памяти.

Перед тестированием АЦП из полной таблицы возможных значений $f_{\text{вх}}$ выбирается требуемое значение частоты входного сигнала, которое задается с помощью кнопочного переключателя синтезатора. Блок управления разрешает последовательную запись n результатов преобразования АЦП в ОЗУ. После заполнения памяти блок управления переводит ОЗУ в режим чтения, при котором осуществляется циклический опрос запомненного массива с коэффициентом пересчета k .

На стенде исследовались динамические характеристики быстродействующих 6-разрядного АЦП К1107ПВ1 и 8-разрядного АЦП К1107ПВ2 при частоте преобразования 20 МГц. На рис. 3—8 приведены осциллограммы выходных сигналов исследуемых АЦП.

Динамические характеристики АЦП оценивались следующим образом:

1. Восстановленный с помощью ЦАП сигнал подвергался анализу на наличие локальных разрывов. Если они имеются, то дифференциальную нелинейность с точностью до единицы младшего разряда (ЕМР) оценивают количеством пропавших кодов АЦП в каждом разрыве.

2. Если разрывы отсутствуют, дифференциальную нелинейность с точностью до долей ЕМР оценивают путем определения фактической ширины шага квантования и вычитания из него ширины идеального шага квантования:

$$d = (\delta - h)/h,$$

где h — значение идеального шага квантования; δ — наблюдаемое значение шага квантования.

На рис. 3—6 приведены осциллограммы выходного сигнала АЦП К1107ПВ1 при частотах входного сигнала соответственно 0,216124, 5,029798, 11,002683 и

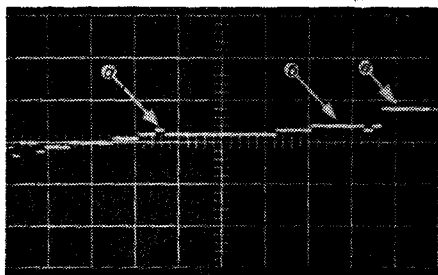


Рис. 5

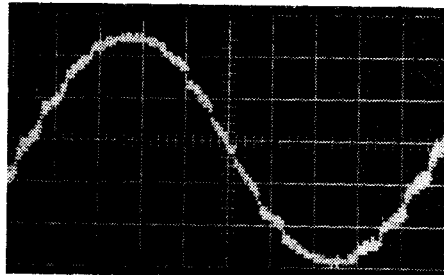


Рис. 6

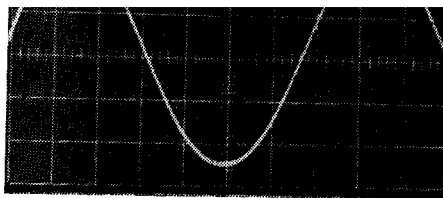


Рис. 7

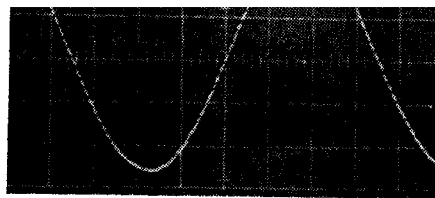


Рис. 8

15,010803 МГц, а на рис. 7, 8 — осциллограммы выходного сигнала АЦП К1107ПВ2 при частотах 0,216124 и 3,025738 МГц соответственно. Разрыв сигнала, наблюдаемый в области максимальной скорости его изменения, т. е. при пересечении сигналом нулевого уровня (см. рис. 4), указывает на выпадение выходного кода АЦП. Выброс a на рис. 5 обусловлен шумом на аналоговом входе АЦП. Наблюдаемому разрыву сигнала (см. рис. 5) между участками b и c соответствует значение дифференциальной нелинейности 3 ЕМР.

Стенд позволяет оценивать значения граничных параметров исследуемых АЦП, в частности ширину полосы пропускания. Границу полосы определяют по спаду амплитуды при увеличении частоты входного сигнала. Заметим, что рассматриваемый метод не налагает каких-либо ограничений на частоту входного эталонного сигнала, ее верхнее предельное значение определяется только полосой пропускания буферного усилителя и может быть больше частоты запуска АЦП.

Разработанный стенд используется для контроля динамических свойств интегральных АЦП типа К1107ПВ1, К1107ПВ2 и принципиально может быть доработан для контроля более высокочастотных АЦП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марцинкявичюс А.-И. К. Быстродействующие АЦП и ЦАП для обработки широкополосных сигналов // Электрон. пром-сть.— 1986.— Вып. 10(158).
2. Нил М., Мьюто А. Динамический контроль аналого-цифровых преобразователей // Электроника.— 1982.— 55, № 4.
3. Маклауд Джона. Быстродействующий тестер для испытаний АЦП и ЦАП // Электроника.— 1986.— 59, № 25/26.
4. Багданские Э.-А. К., Жаленас Б. Ю., Кайрялис В. И., Слауто Г. Л. Тестер для измерения динамических параметров быстродействующих АЦП // Электрон. пром-сть.— 1985.— Вып. 9(147).
5. Багданские Э.-А. К., Кайрялис В. И., Мисеркеев Г. М. Тестер для измерения динамических параметров сверхбыстродействующих АЦП // Электрон. пром-сть.— 1986.— Вып. 10(158).
6. Беломестных В. А., Вьюхин В. Н., Касперович А. Н. Об одном способе экспериментального определения динамических свойств быстродействующих АЦП // Автометрия.— 1976.— № 5.
7. Корсунский А. Я., Сидоровский Э. В. Стенд для оперативного контроля динамической погрешности быстродействующих аналого-цифровых преобразователей, использующий стробоскопический эффект // ПТЭ.— 1982.— № 1.
8. Батраков А. М., Козак В. Р., Купер Э. А., Нифонтов В. В. Принципы построения и метрологическое обеспечение цифровых регистраторов формы импульсных сигналов // Автометрия.— 1986.— № 4.

Поступило в редакцию 28 апреля 1988 г.