

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 681.33

В. Р. ВОЗНЮК, Б. М. ГЛИНСКИЙ, В. М. ИВАНОВ  
(Новосибирск)

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ СИГНАЛОВ  
В ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ СИСТЕМАХ СБОРА  
И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

При построении цифровых систем, осуществляющих сбор и обработку информации в реальном масштабе времени в широком амплитудном диапазоне, возникает задача преобразования аналоговых сигналов в код с постоянной относительной погрешностью квантования по всему диапазону.

Такая задача имеет место, например, при обработке геофизической информации по методу становления поля в ближней зоне, когда требуется осуществлять регистрацию кривой становления в широких временном ( $10^{-4}$ — $10^2$ ) с и амплитудном ( $10^6$ ) диапазонах [1]. Обработывающее устройство должно автоматически регистрировать сигнал (ЭДС с приемного контура) во всем амплитудном диапазоне с заданной погрешностью. Кривую ЭДС можно условно разбить на три диапазона по времени: «ранние времена» (сигнал намного превышает помехи), «средние времена» (соизмерим с помехами), «поздние времена» (намного меньше помех). Во втором и третьем диапазонах необходимо применять специальные методы выделения сигнала: накопление, подавление периодических и импульсных помех.

Поставленную задачу в принципе можно решить с помощью устройства, описанного в работе [2]. Устройство содержит бинарные усилители, АЦП, схемы сравнения, ключи и вычислительное устройство, которое по двум отсчетам осуществляет линейную экстраполяцию сигнала и к моменту измерения выбирает такой коэффициент усиления, чтобы использовалось максимальное число разрядов в АЦП. Подобное устройство эффективно будет работать при обработке сравнительно «гладких» сигналов и может привести к существенным погрешностям при измерении сигнала в условиях сильных помех (момент измерения может совпасть с выбросом помехи, и разрядная сетка АЦП будет переполнена). Недостатком данного устройства является также наличие специального вычислительного блока для экстраполяции сигнала, быстроедействие которого ограничивает использование устройства для измерения высокочастотных сигналов.

Указанные недостатки могут быть устранены с помощью более простого способа выбора коэффициента усиления бинарного усилителя. Сущность способа заключается в том, что перед измерением в течение определенного интервала времени производится наблюдение за смесью сигнала и помехи, причем фиксируется наивысшее значение смеси сигнала и помехи, т. е. минимальный коэффициент усиления, при котором исключается возможность измерения сигналов, превышающих динамический диапазон АЦП, и с этим коэффициентом проводится регистрация сигнала в заданный момент времени. При этом не исключается возможность квантования сигнала не в полной разрядной сетке АЦП, что может привести к возрастанию погрешности измерения сигнала. Однако в работе [3] показано, что для стационарных помех с нормальным распределением мгновенных значений амплитуд погрешность измерения сигнала слабо зависит от кванта АЦП при достаточном числе осреднений. Из выражения относительной погрешности  $\delta$ , полученной в этой работе, для измерения сигнала при наличии помех с учетом погрешности квантования следует, что при  $\sigma/q \geq 1$  ( $\sigma$  — среднеквадратичное отклонение помехи,  $q$  — квант АЦП) погрешность измерения практически не зависит от величины кванта АЦП  $\delta \approx \sigma/U_0 \sqrt{N}$  и определяется числом повторений  $N$  ( $U_0$  — измерительный сигнал).

На рис. 1 приведена схема устройства, осуществляющего усиление и преобразование сигнала, работающая по предложенному способу. Устройство функционирует следующим образом: в начальный момент времени производится сброс триггеров, далее в выбранный момент времени поступает команда, задающая интервал времени перед измерением и фиксирующая коэффициент усиления бинарного усилителя (ФКУ).

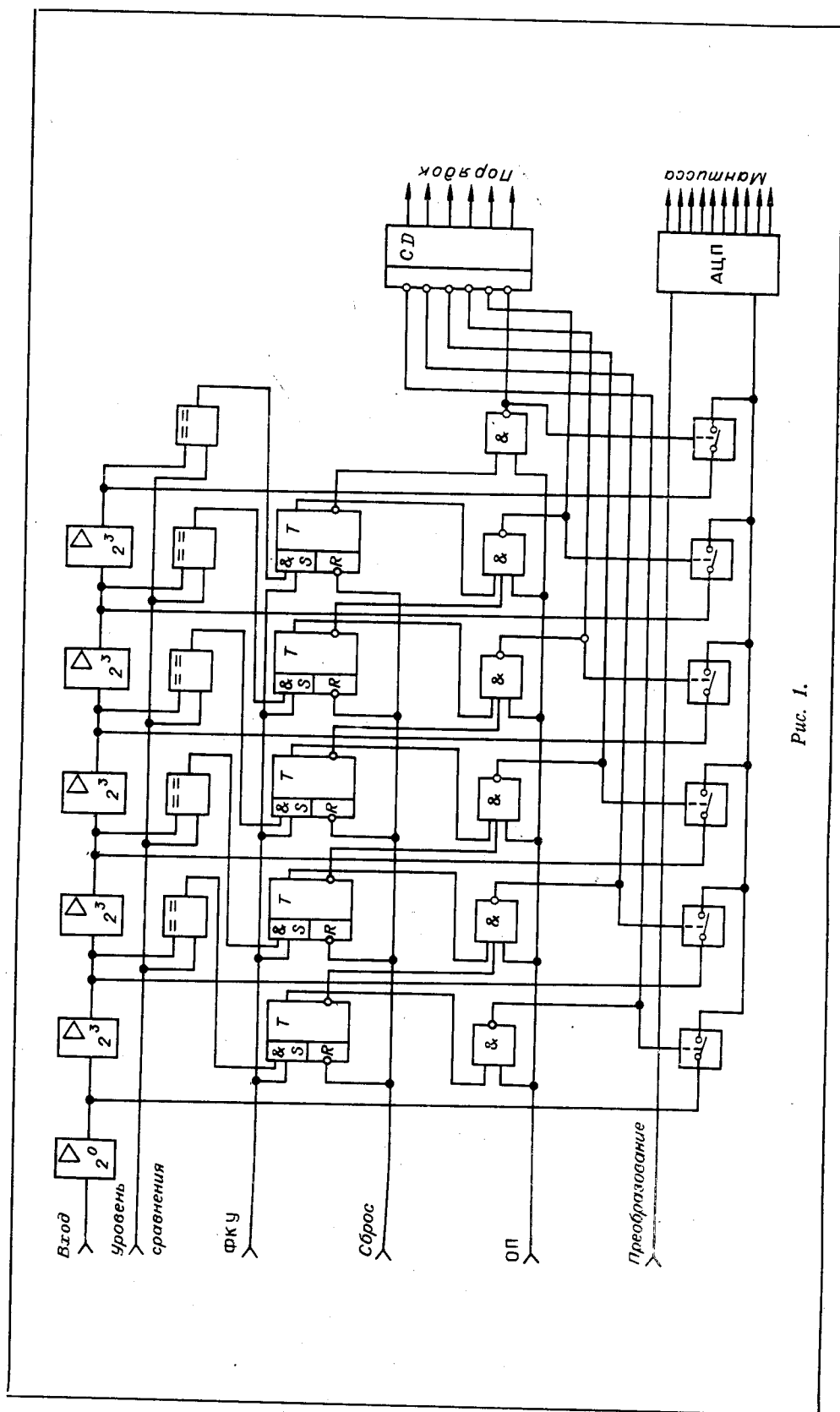


Рис. 1.

При измерении сигнала без помех длительность этой команды может быть весьма малой и проходить она должна непосредственно перед измерением сигнала. При наличии помехи этот интервал должен определяться характером помех, при этом в RS-триггерах, которые управляются компараторами, фиксируется наивысшее значение смеси сигнала и помехи (т. е. отмечается минимальный коэффициент усиления). Действительно, если сигнал на выходе некоторой усилительной ячейки превышает уровень сравнения компаратора, то на выходе компаратора появляется уровень, соответствующий логической «1». Далее срабатывает триггер, который через схемы И запрещает подключение выхода этой ячейки ко входу АЦП и разрешает подключение предыдущей. Уровень сравнения целесообразно выбрать несколько меньше максимального напряжения преобразуемого АЦП. По команде определения порядка (ОП) на выходе шифратора  $CD$  вырабатывается двоичный порядок  $a_2$ , описывающий выбранный коэффициент усиления  $K=2^{a_2}$ . По этой же команде включается соответствующий ключ (К), через который сигнал с выхода выбранной ячейки усиления поступает на АЦП. Команда «Преобразование» запускает АЦП, который вначале запоминает измеряемый сигнал в заданный момент времени с помощью компараторного фиксатора уровня напряжения [4] и далее производит преобразование его в двоичный код  $\pm A_2$ . Таким образом, измеряемый сигнал представляется в форме двоичного числа с плавающей запятой  $\pm A_2 \cdot 2^{a_2}$ . Данная форма чисел позволяет представлять сигналы в широком амплитудном диапазоне и является наиболее выгодной с точки зрения затрат оборудования при осуществлении операции накопления в процессоре.

Интервал времени, отведенный для наблюдения за помехой, определяется спектральным составом помехи и изменением амплитуды измеряемого сигнала. Если в течение интервала наблюдения характеристики помехи существенно не меняются, то помеху на входе усилителя можно расценивать как стационарный случайный процесс. Тогда можно определить среднее число выбросов  $P$  ( $CT$ ) на уровне  $C$  за время  $T$  для нормального шума с равномерной спектральной плотностью в интервале частот от нуля до  $\Delta f$  [5]:

$$P(C, T) = \frac{T \Delta f e^{-1/2(C/\sigma)^2}}{\sqrt{3}},$$

где  $C$  — уровень сравнения;  $\sigma$  — среднеквадратичное отклонение помехи. Отсюда определяется интервал времени, за который может произойти  $P$  выбросов:

$$T = \frac{P \sqrt{3} e^{1/2(C/\sigma)^2}}{\Delta f}.$$

Предположим, что нужно найти интервал времени, на котором произошел хотя бы один выброс на входе некоторой ячейки усилителя, где  $C/\sigma=1$ . Тогда при полосе частот  $\Delta f=100$  кГц можно определить необходимый интервал времени  $T \approx 24$  мкс.

Данная схема построения бинарного усилителя с автоматическим выбором коэффициента усиления была реализована в аппаратуре «Зонд-1», предназначенной для работы по методу становления поля в ближней зоне [6]. Время для наблюдения за помехой  $T=25$  мкс, уровень сравнения равнялся 2 В. Использовался аналого-цифровой преобразователь поразрядного уравнивания с десятью разрядами (включая знак) для представления мантиссы числа ( $U_{\max}=\pm 2,555$ , квант 5 мВ) [7]. Коэффициент усиления  $K$  мог принимать следующие значения:  $2^0, 2^3, 2^6, 2^9, 2^{12}, 2^{15}$ . Усилитель

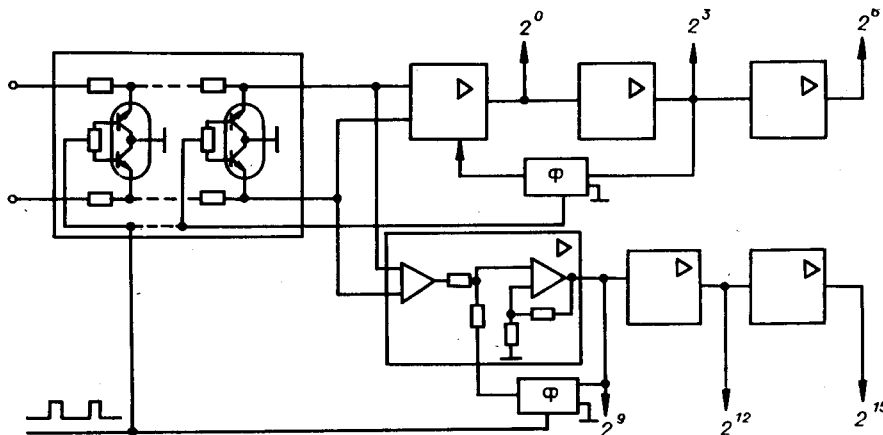


Рис. 2.

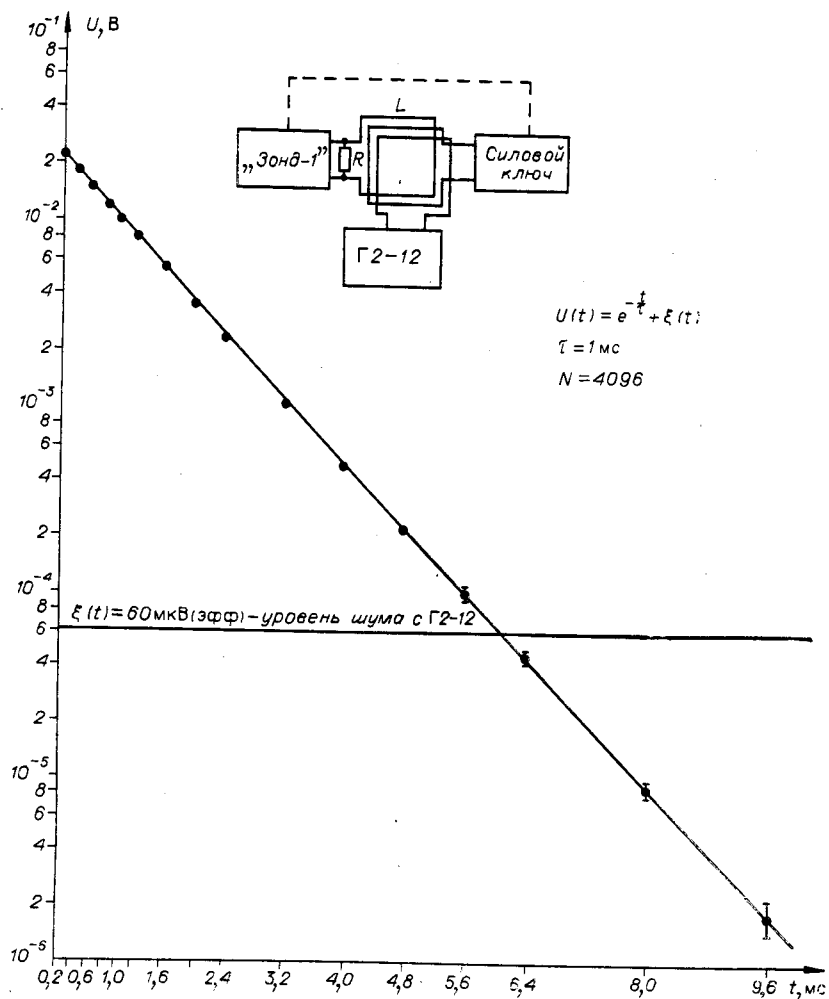


Рис. 3.

и АЦП совместно с процессором обеспечивают измерение сигнала в диапазоне от  $\pm 2,555$  до  $\pm 10^{-6}$  В. Разрешающая способность усилительно-преобразовательного тракта составляет  $\pm 0,15$  мкВ при числе повторений  $N=2^{14}$ .

Усилитель состоит из двух групп бинарных усилителей: многокаскадного входного ключа, предназначенного для защиты усилителя от перенапряжений в начальной стадии переходного процесса, и выборки сигнала в заданные моменты времени (рис. 2). Входные каскады выполнены по дифференциальной схеме, что позволяет существенно снизить влияние внешних помех и наводок.

Добиться большого подавления синфазных помех в широком динамическом диапазоне трудно, поэтому была выбрана схема усилителя, состоящая из двух ветвей. Одна ветвь усиления работает в диапазоне входных сигналов от  $4 \cdot 10^{-3}$  до 2,5 В и имеет коэффициент подавления синфазной помехи 60 дБ, вторая предназначена для входных сигналов менее  $4 \cdot 10^{-3}$  В и имеет коэффициент подавления синфазной помехи 95 дБ. Усилители выполнены по схеме с автоматической коррекцией дрейфа нуля. Для этой цели импульсы, управляющие замыканием входного ключа, одновременно разрешают подстройку нулевого уровня усилительной ячейки, включенной в цепь обратной связи фиксатора уровня (Ф). При измерении сигнала входной ключ размыкается, однако нулевой уровень ячейки сохраняется за счет напряжения коррекции, запомненного в фиксаторе. Входной ключ шунтового типа состоит из пяти последовательных ключей на ИМС 1КТО11 и может подавлять входное воздействие в  $32 \cdot 10^3$  раз.

Входные каскады обеих ветвей выполнены на полевых транзисторах, отобранных попарно, режим которых задан в температурно-независимой точке для уменьшения влияния температуры на дрейф входных каскадов. Каскады усилителей выполнены на операционных усилителях 1УТ401Б и имеют погрешность коэффициента усиления не более 1% в диапазоне температур от  $-10$  до  $+40^\circ\text{C}$ . Напряжение собственного шума,

приведенное ко входу усилителя в полосе частот  $0 \div 100$  кГц, составляет 10 мкВ эффективного значения.

На рис. 3 приведены результаты измерения калибровочной кривой станцией «Зонд-1». На вход усилителя подавалась экспонента, возбуждаемая прямоугольными импульсами с силового ключа, с аддитивно наложенным шумом. Постоянная времени экспоненты  $\tau=L/R=1$  мс, уровень шума равнялся 60 мкВ (эфф). Экспоненциальная кривая регистрировалась в 16 временных точках, распределенных с прогрессирующим шагом. Снимались десять кривых во временном диапазоне от 0,2 до 9,6 мс при числе повторений  $N=2^{12}=4096$  (одна реализация). Сплошной линией на рисунке обозначена расчетная кривая, точками — усредненные результаты по десяти реализациям, черточками — максимальные отклонения измеряемых напряжений, полученные хотя бы при одной реализации. Максимальная погрешность для этих результатов не превышает 26% ( $t=9,6$  мс) при расчетном значении сигнала в этой временной точке  $U_0=1,8$  мкВ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Вознюк В. Р., Глинский Б. М. Особенности измерений при зондировании становлением поля в ближней зоне.— В кн.: Измерительная аппаратура для разведочной геофизики. Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1973, с. 113—118.
2. Wilkes, Thompson, Sedgwick. Multiple stage sample normalizing amplifier with automatic gain prediction.— United States Patent, N 3813609, kl. HO 3g 3/22, May 28, 1974.
3. Вознюк В. Р., Логинов А. В. О выборе шага квантования АЦП, используемого в электроразведочной аппаратуре для метода ЗСБЗ.— В кн.: Измерительная аппаратура для разведочной геофизики. Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1973, с. 119—124.
4. Вьюхин В. И. Компараторный фиксатор уровня напряжения.— «Автоматрица», 1968, № 6, с. 60—66.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Сов. радио», 1966.
6. Вознюк В. Р., Глинский Б. М., Исаев Г. А. Электроразведочная станция «Зонд-1» для метода переходных процессов и становления поля в ближней зоне.— «Разведочная геофизика», 1974, № 62.
7. Солоненко В. И. Быстродействующий микроэлектронный аналого-цифровой преобразователь.— В кн.: Аналого-цифровые преобразователи. (Труды семинара). Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1971, с. 73—84.

Поступило в редакцию 6 февраля 1978 г.

УДК 681.327.2 : 621.373

В. И. ВЬЮХИН, Е. А. КОВАЛЕВ  
(Новосибирск)

## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ АКУСТООПТИЧЕСКИМ МОДУЛЯТОРОМ

Задача создания цифровых управляемых транспарантов (для голограммных запоминающих устройств и других целей) может быть решена, в частности, на основе применения многоканальных акустооптических модуляторов (МАОМ) [1]. В настоящее время разработано большое количество различных типов МАОМ [2]. Однако в известной нам литературе нет сведений по устройствам управления МАОМ. Целью работы являются анализ и описание структурной схемы и наиболее интересных узлов разработанной в ИАиЭ СО АН СССР 64-канальной аппаратуры управления МАОМ. Управляемый транспарант содержит два МАОМ: первый формирует цифровое 32-рядное слово в виде дифрагированных лазерных пучков по координате 1, второй осуществляет развертку полученного слова по координате 2 и компенсирует доплеровский сдвиг частоты\*. С целью снижения требований к МАОМ по полосе вся система работает на одной частоте 60 МГц.

Структурная схема системы управления приведена на рис. 1 и содержит следующие узлы: блок из 32 коммутируемых усилителей мощности  $1 \div 32$ , осуществляющий управление по 1-й координате; блок из 32 ключей мощности  $33 \div 64$  и блок из 4

\* Оптическая схема управляемого транспаранта разработана И. С. Гибным и А. В. Трубецким.