



ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СО АН СССР

27

А. Н. Квашнин, А. Д. Хильченко

РЕГИСТРАТОР ФОРМЫ ОДНОКРАТНЫХ
ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ Ц9107

ПРЕПРИНТ 85-116



НОВОСИБИРСК

РЕГИСТРАТОР ФОРМЫ ОДНОКРАТНЫХ
ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ Ц9107

А.Н.Квашнин, А.Д.Хильченко

А Н Н О Т А Ц И Я

Описан регистратор формы широкополосных однократных импульсных сигналов, реализованный на основе БИС восьмиразрядного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) параллельного типа К1107ПВ2. Прибор предназначен для использования в составе систем регистрации быстропротекающих процессов и обеспечивает погрешность преобразования входного сигнала не более ± 1 младшего разряда АЦП в полосе частот до 10 МГц. Регистратор оснащен буферным запоминающим устройством (БЗУ), накапливающим 1024 последовательных по времени отсчета АЦП.

Регистратор выполнен в одномодульной КАМАК-станции.

В течение последних десяти лет в ИЯФ СО АН СССР разработа- на широкая номенклатура средств регистрации однократных импульс- ных сигналов, основанных на применении цифровых методов обработ- ка данных /1,2,3,4,5/ .

Базовым элементом приборов этого типа являются быстродейст- вующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП), решающие задачу преобразования в масштабе реального времени текущих амплитудных значений входного сигнала в цифровой код. Для накопления цифро- вых данных в состав регистраторов включены быстродействующие запоминающие устройства (ЗУ), объем которых определяет при за- данной частоте дискретизации длительность регистрируемого про- цесса. Управление работой АЦП и ЗУ и их взаимная синхронизация осуществляются встроенной схемой управления, а сопряжение с ЭВМ- соответствующим интерфейсным узлом.

Приборы этого типа нашли широкое применение в составе раз- личных информационно-измерительных систем Института /6,7/ .

В последние годы существенно изменилась элементная база микроэлектроники, появилось поколение быстродействующих интег- ральных схем АЦП и ЗУ. Результатом этого развития явилась раз- работка средств регистрации нового поколения. В данной работе описан прибор, выполненный на основе БИС АЦП параллельного ти- па К1107ПВ2 и ИС ЗУ КР132РУ4А.

Аналого-цифровой преобразователь

АЦП К1107ПВ2 относится к классу параллельных преобразова- телей с так называемым "мгновенным" стробированием компаратор- ных элементов. Его основные технические характеристики приве- дены ниже, а структурная схема и диаграмма работы показаны на рис.1.

Разрядность АЦП	- 8 бит
Частота дискретизации	- до 20 МГц
Время преобразования	- 100 нс
Диапазон входного сигнала	- 0+ -2 В
Статическая нелинейность характеристики квантования	≤ 1 мл.разр.

Преобразователь состоит из 255 дифференциальных компара- торов, на один из входов которых поступает преобразуемый сиг-

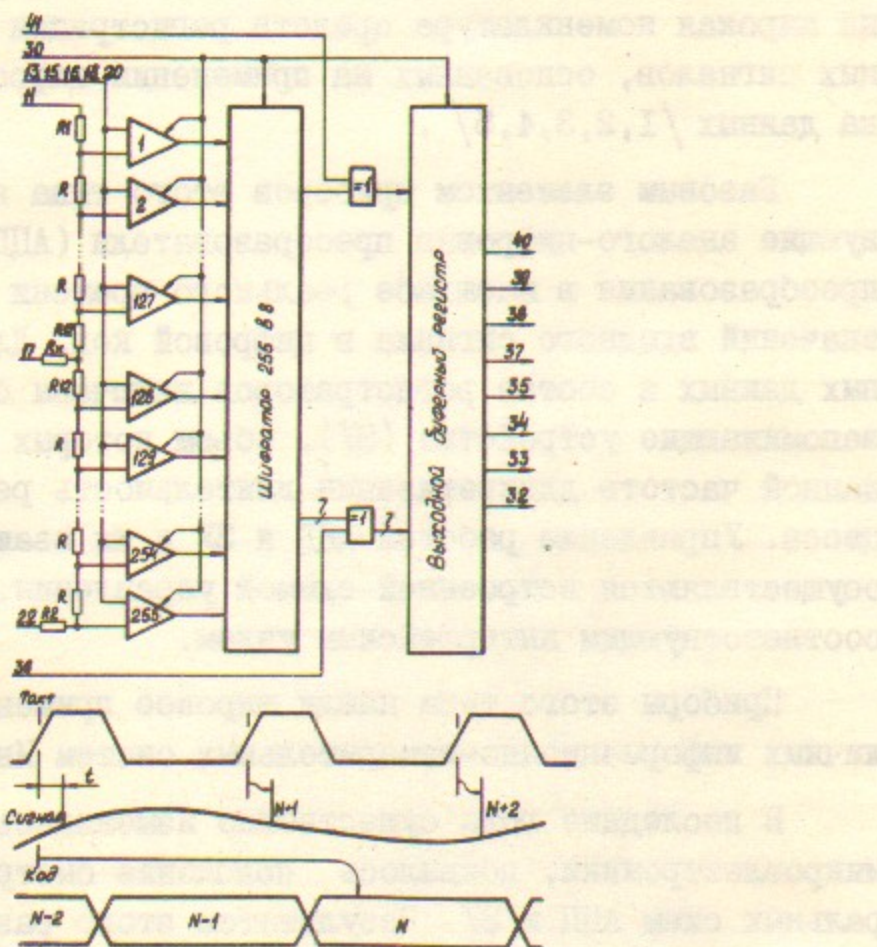


Рис.1. Структурная схема АЦП и диаграмма его работы.

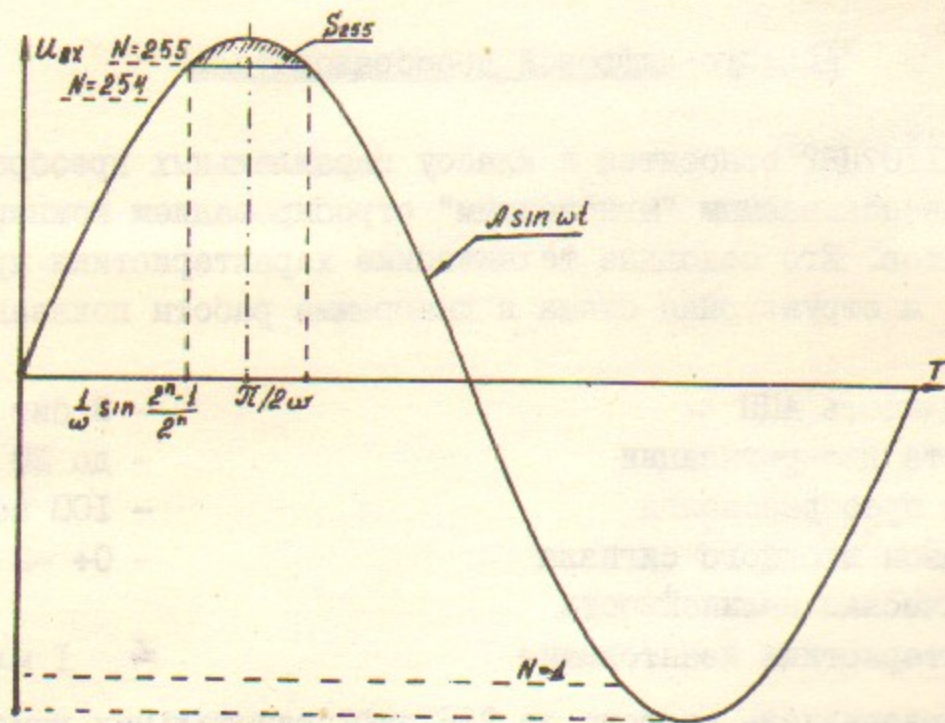


Рис.2. Обработка синусоидального сигнала.

нал, а на другой – опорное напряжение, формируемое внутренней резистивной сеткой и внешним прецизионным источником. В процессе работы с задержкой $\sim 10+15$ нс относительно положительного фронта стробирующего сигнала состояние компараторов фиксируется включением внутренней положительной обратной связи и с помощью первой секции шифратора преобразуется в термометрический код "I из 255", а затем в двоичный восьмиразрядный. Для расширения функциональных возможностей АЦП в его состав включена секция управления выходным кодом, осуществляющая в зависимости от состояния входных инверсию старшего или младших разрядов кода.

С поступлением на АЦП положительного фронта следующего стробирующего импульса код с выхода секции управления переписывается в выходной буферный регистр, а компараторная секция фиксирует новое значение амплитуды сигнала. Такой "конвейерный" принцип построения преобразования позволил достичь максимально возможной частоты дискретизации, ограниченной лишь суммой задержек компараторной и шифрирующей секций.

Результирующая задержка появления выходного кода, равная периоду частоты дискретизации, важна лишь в том случае, если АЦП используется в составе быстрых замкнутых контуров управления. Во всех остальных приложениях она не существенна и может быть учтена при последующей обработке данных.

В преобразователях рассматриваемого типа на величину общей погрешности основное влияние оказывают такие параметры как напряжение смещения нуля компараторов и их входные токи, разброс номиналов резисторов в сетке формирования опорных напряжений, апертурная неопределенность схем фиксации, входная емкость компараторных устройств а также условия их перевозбуждения.

Если статическая точность рассматриваемого АЦП является паспортной характеристикой, то вопрос его поведения в динамике на сегодняшний день является открытым.

В литературе /8,9/ распространено мнение, что для реализации динамической точности АЦП параллельного типа достаточно включить на его входе широкополосный буферный усилитель, хорошо работающий на емкостную нагрузку, что не совсем верно. Редкое исключение составляют работы /10,11/.

Как показано в /II/, на поведение компараторных устройств в динамике существенное влияние оказывают условия их перевозбуждения. Действительно, в силу конечности коэффициентов усиления компараторов и их частотной зависимости, а также из-за конечной глубины положительной обратной связи на этапе фиксации можно ввести параметр "площадь перевозбуждения" S , определяемый как произведение амплитуды сигнала перевозбуждения на минимальное время его удержания, достаточное для срабатывания компаратора.

В рамках такой модели, предполагая идентичность вольтсекундных площадей S_i , нетрудно заметить зависимость времени задержки срабатывания компараторов от производной входного сигнала и записать соотношение, связывающее разрядность АЦП "n", максимальное значение частоты обрабатываемого синусоидального сигнала " ω " и вольтсекундную площадь " S ":

$$S \geq 2 \left\{ \int_{\frac{1}{\omega} \arcsin \frac{2^n - 1}{2^n}}^{\pi/2\omega} \sin \omega t dt - \frac{2^n - 1}{2^n} \left[\frac{\pi}{2\omega} - \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{2^n - 1}{2^n} \right] \right\} \quad [1]$$

Это уравнение определяет площадь перевозбуждения граничного компаратора (рис.2).

Опуская выкладки, для нашего случая можно записать:

$$F_M = \frac{\omega}{2\pi} \leq \frac{10^{-4}}{S} \quad [2]$$

откуда при $S \sim 0,5 \cdot 10^{-10}$ В.с получим значение $F_M \leq 2$ МГц, что существенно меньше величины, допускаемой теоремой о дискретизации (10 МГц). Если учесть влияние дифференциальной нелинейности и разброса частотных характеристик компараторов, то ситуация станет еще хуже.

Радикальным способом ее улучшения является использование совместно с АЦП быстродействующего устройства выборки и хранения (УВХ). Повышение полосы частот обрабатываемого сигнала при таком подходе связано с разделением процедур дискретизации и квантования исходного процесса по времени и их реализацией на различных элементах схемы.

Однако, это предполагает перенос основных требований по обеспечению динамической точности преобразования на устройство дискретизации, которым является УВХ.

Устройство выборки и хранения

В работе УВХ можно выделить два основных временных интервала: слежение за входным сигналом и хранение зафиксированного значения амплитуды. Для определения требований, предъявляемых к УВХ в нашем случае, оценим время, необходимое для удержания сигнала на входе АЦП как:

$$t_x \approx 2S/q \approx 2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-10} / 8 \cdot 10^{-3} = 12,5 \text{ нс}$$

где q - шаг квантования.

Учитывая конечную длительность интервала затухания ударно возбужденных колебаний в ключевом каскаде УВХ в момент перехода от выборки к хранению, примем $t_x = 20$ нс.

Таким образом, при частоте дискретизации 20 МГц для установления УВХ с точностью $\sim 0,4\%$ выделен интервал всего в 30 нс.

До последнего времени единственным реальным вариантом реализации широкополосных устройств выборки и хранения с такими параметрами из-за отсутствия соответствующих ОУ была разомкнутая схема построения, требовавшая подбора элементов для обеспечения статической точности. Однако, развитие усилительных схем с параллельным каналом и появление их модификации с повторителем тока на входе /I2/ позволило вернуться к классической замкнутой конфигурации построения УВХ.

Структурная схема усилителя этого типа приведена на рис.3. Передаточная функция его высокочастотного канала имеет вид:

$$K(s) \approx \frac{R_2}{R_{oc}} \cdot \frac{K_n}{1 + s R_2 C_2} \cdot \frac{K_o}{1 + s K_o / \omega_B} \quad [3]$$

где K_n - коэффициент передачи по току входного каскада, близкий к единице и слабо зависящий от частоты.

Уравнение [3] справедливо при выполнении условия:

$$R_{oc} \gg R_{Bx} \ll R_1 / (1 + j\omega_{cp} C R_1) \quad [4]$$

и определяет спад $K(s)$ в 20 дБ/дек при реализации неравенства

$$\omega_{cp} = \omega_B \frac{R_2}{R_{oc}} \leq \frac{1}{2 R_2 C_2} \quad [5]$$

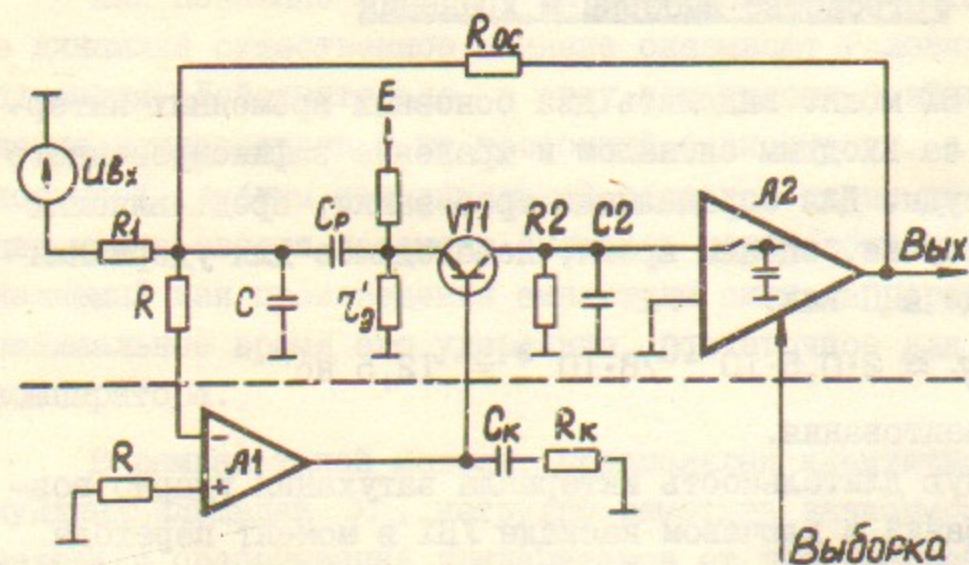


Рис.3. Структурная схема УВХ.

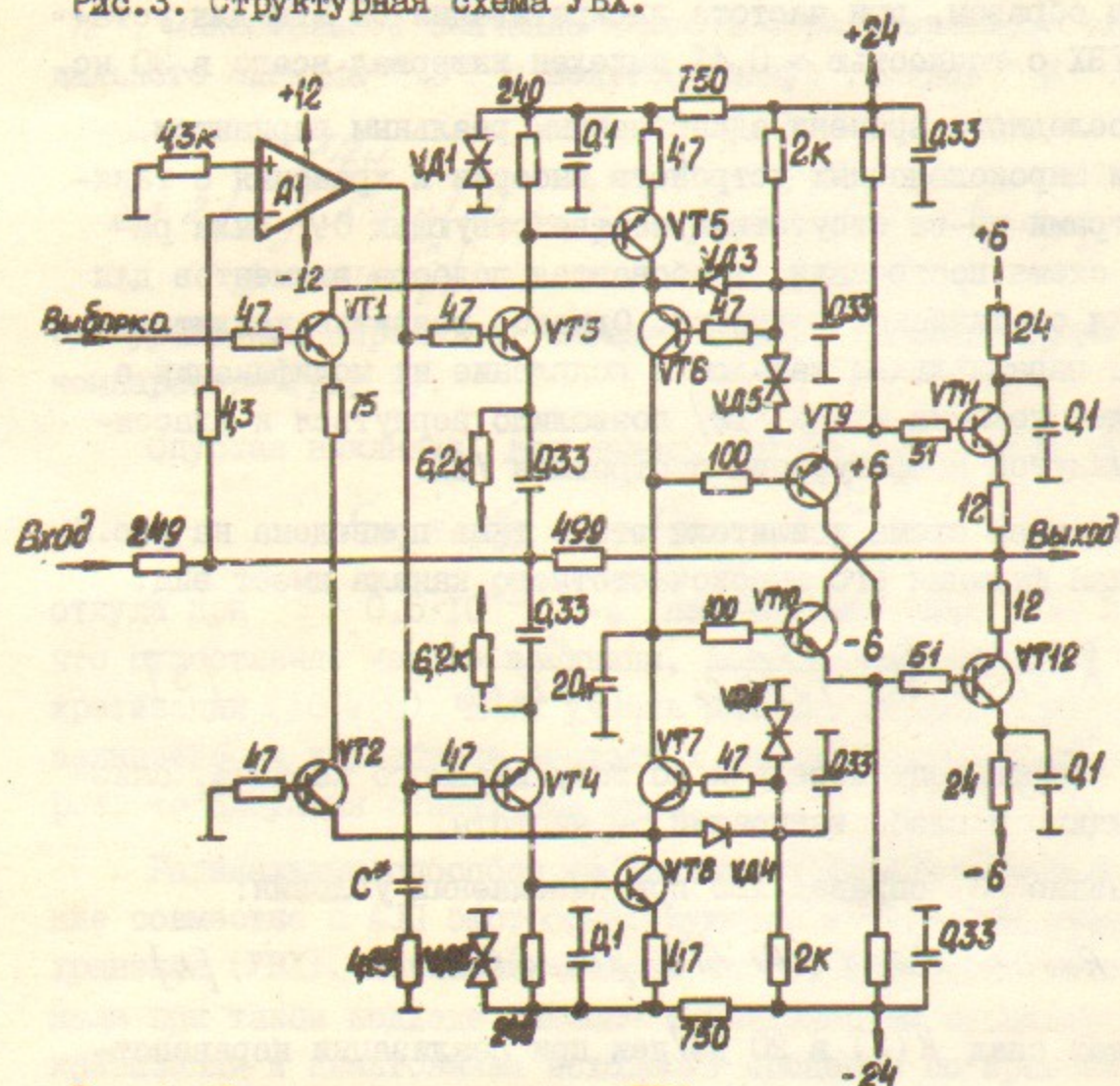


Рис.4. Принципиальная схема УВХ

А1-1/2 КР140УД20, Т1, Т3, Т7, Т8, Т10, Т11 - КТ372
Т2, Т4, Т5, Т6, Т9, Т12 - КТ3123, Д1, Д2 -
КС213Б Д3, Д4 - КД514А; Д5, Д6 - КС162

что дает оценку минимального времени установления в виде:

$$t_{\delta} = 4,6 R_2 C_2 \lg\left(\frac{1}{\delta}\right) \quad [6]$$

где δ - относительная погрешность регулирования. Определяющим достоинством схемы усилителя данного типа является малое значение входного импеданса в широком диапазоне частот, исключаяющее влияние на АЧХ полюса, обусловленного входной паразитной емкостью, а также перегрузку низкочастотного канала при резких изменениях входного сигнала.

Условие сопряжения полюсов данного усилителя имеет вид:

$$\omega_p \approx 1 / C_p [z_2 + (z_5 + R_{\text{вых04}}) / (1 + \beta)] \quad [7]$$

Основные проблемы при реализации УВХ на базе усилителей с параллельным каналом связаны с большим ожидаемым значением амплитуды сдвига постоянной составляющей на выходе схемы фиксации, обусловленным разрывом петли обратной связи по высокочастотному тракту на этапе хранения.

Максимальное значение этой погрешности для рассматриваемой конфигурации УВХ можно оценить из условия "рассасывания" нескомпенсированной вольтсекундной площади сигнала, численно равной произведению его максимального перепада на длительность этапа хранения на интервале порядка постоянной времени сопряжения полюсов.

Исходя из этой модели можно записать:

$$U_m \cdot t_x \leq q \cdot \tau_p \quad [8]$$

где $U_m = 2^n q$; q - шаг квантования АЦП; отсюда можно определить условие для частоты сопряжения полюсов:

$$\omega_p = \frac{1}{\tau_p} \leq \frac{1}{2^n t_x} \approx 4 \cdot 10^5 \text{ c}^{-1} \quad [9]$$

При одновременном выполнении соотношений [7] и [9] амплитуда флуктуаций постоянной составляющей будет меньше шага квантования АЦП.

Принципиальная схема УВХ, построенного на базе рассмотренного усилителя, приведена на рис.4. Его высокочастотный канал включает в себя повторители тока на транзисторах Т3, Т4, усилительный каскад с динамической нагрузкой и каскод-

ным включением транзисторов - T5+ T8, а также выходной широкополосный повторитель T9+ T12.

Симметрия построения схемы, а также ее реализация на базе СВЧ транзисторов позволили получить высокие динамические характеристики и минимизировать фазовую погрешность. Запоминающая емкость, являясь нагрузкой усилительного каскада, одновременно выполняет роль корректирующей и обеспечивает спад АЧХ в 20 дБ/дек в широком диапазоне частот. Низкочастотный канал УВХ реализован на базе промышленного ОУ КР140УД20.

Оптимальный выбор сопрягающей частоты производится подбором емкости C^* .

Усилитель обладает следующими параметрами:

Статический коэффициент усиления	$\geq 5 \cdot 10^6$
Частота единичного усиления	≥ 120 МГц
Время установления на точность 0,5%	≤ 20 нс
Максимальная скорость нарастания	≥ 240 В/мкс
Полоса частот при амплитудной погрешности $\leq 0,5\%$	- до 10 МГц.

Ключевой каскад УВХ включает в себя управляющие транзисторы T1 и T2 и переключатели тока на элементах T6, T7 и Д3, Д4. При нулевом потенциале на входе T1 базовый усилитель работает в линейном режиме. Сигнальный ток протекает через T6 и T7, а диоды Д3 и Д4 заперты. При подаче на управляющий вход потенциала +3 В, через T1 и T2 начинает протекать ток ~ 25 мА, инициирующий запираание T6 и T7. Диоды Д3 и Д4 открываются и ограничивают перепад запирающего напряжения, обеспечивая тем самым потенциально высокие скорости работы схемы. Простота управления от ТТЛ и, самое главное, симметрия в переключении являются определяющими достоинствами ключа такого типа. Несмотря на малое значение запоминающей емкости (20 пФ), амплитуда "наброса" при срабатывании ключа не превышает 17 мВ, а ее температурный дрейф составляет величину, не превышающую 0,15 мВ/град.

В связи с тем, что АЦП К1107ПВ2 обладает относительно большой входной емкостью (150+200 пФ), сигнал с УВХ на его вход подается через промежуточный бустерный каскад, схема построения которого приведена на рис.5. Этот каскад выполнен

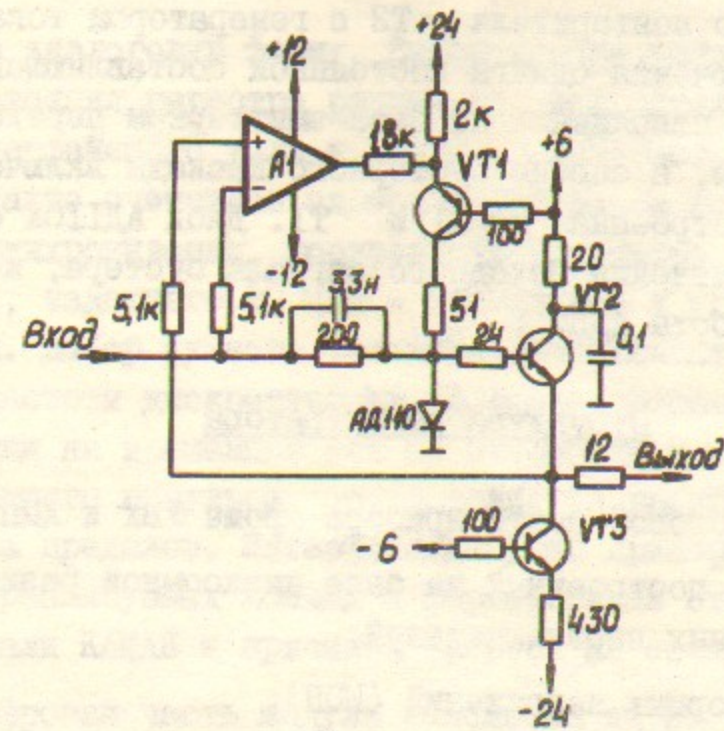


Рис.5. Принципиальная схема бустера Т1-КТ3107Б, Т2, Т3-КТ355, А1-1/2 КР140УД20.

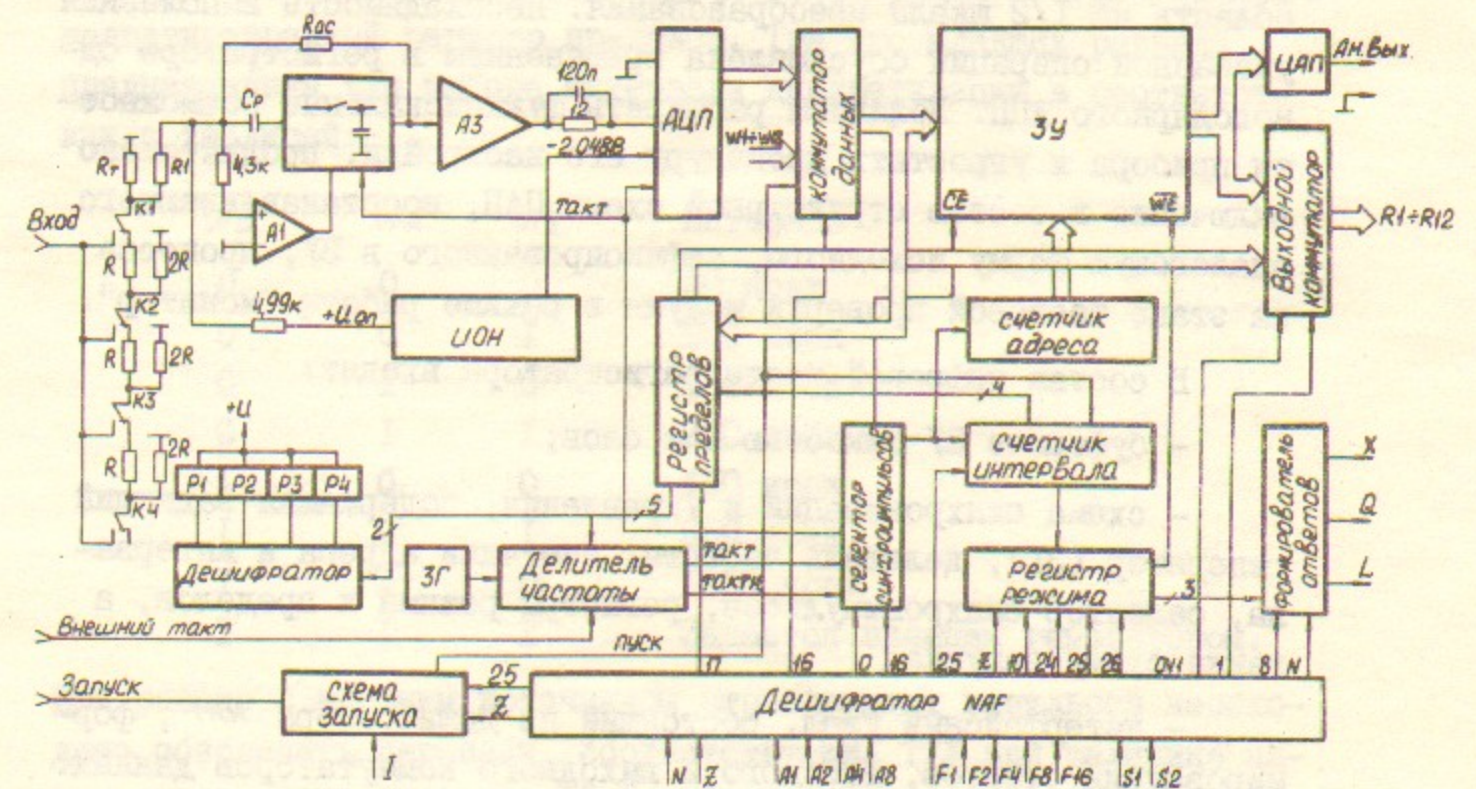


Рис.6. Структурная схема регистратора.

на базе эмиттерного повторителя Т2 с генератором тока Т3 в нагрузке. Для исключения сдвига постоянной составляющей, обусловленной падением напряжения на база-эмиттерном переходе Т2, а также его дрейфом, в состав бустерного каскада включена схема компенсации, построенная на А1 и Т1. Диод АД10А ограничивает диапазон изменения выходного сигнала бустера, исключая аварийный режим работы АЦП.

Структура регистратора

В состав аналоговой части прибора кроме УВХ и АЦП входят:

- аттенуатор, построенный на базе низкоомной резистивной $R-2R$ сетки и релейных переключателей;
- источник опорных напряжений (ИОН);
- выходной цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

ИОН задает масштаб преобразования АЦП по амплитуде и формирует вспомогательное напряжение, осуществляющее в помощь УВХ сдвиг знакопеременного входного сигнала в отрицательную область на 1/2 шкалы преобразования. Необходимость выполнения указанной операции обусловлена применением в регистраторе однополярного АЦП. Желанием расширить функциональные возможности прибора и упростить процедуру его настройки, продиктовано включение в состав структурной схемы ЦАП, восстанавливающего аналоговую форму исходного, зафиксированного в ЗУ, процесса на этапе тестовой проверки модуля в режиме работы "монитор".

В состав цифровой части регистратора входят:

- буферное ЗУ емкостью 1 к слов;
- схема синхронизации и управления, содержащая задающий генератор (ЗГ), делитель частоты, счетчики адреса и интервала, селектор синхроимпульсов, регистры режима и пределов, а также схему запуска;

- интерфейсный узел, состоящий из дешифратора *NAF*, формирователя ответов, входного и выходного коммутаторов данных.

В зависимости от режима работы БЗУ может осуществлять запись информации, поступающей от АЦП либо с магистрали КАМАК, а также выводить данные на магистраль или на ЦАП для преобразо-

вания в аналоговую форму. Выбор режима работы производится сменной состоянием регистра режима под воздействием сигналов управления интерфейсного узла и регистра пределов. Работой УВХ, АЦП, ЗУ, а также счетчиков адреса и интервала во времени управляет схема синхронизации, построенная на основе селектора синхроимпульсов, задающего 20 МГц - генератора и управляемого делителя частоты. Выбор нужного значения коэффициента передачи аттенуатора, частоты дискретизации, а также положения интервала регистрации на временной оси по отношению к моменту поступления запускающего импульса, осуществляется программной загрузкой регистра пределов. Интерфейсный узел прибора производит дешифрацию реализуемых команд и формирование ответов "X" и "Q" магистрали КАМАК и признака запроса на обслуживание "L".

Цифровая часть модуля выполнена на ИС I55, 531, 555 и I32 серий и содержит 46 корпусов.

Регистр пределов и команды КАМАК

Для управления работой модуля регистрации используется двенадцатиразрядный регистр пределов. Три его младших разряда предназначены для выбора интервала дискретизации в соответствии с таблицей:

w3	w2	w1	Интервал
0	0	0	50 нсек
0	0	1	100 нсек
0	1	0	150 нсек
0	1	1	250 нсек
1	0	0	450 нсек
1	0	1	850 нсек
1	1	0	1650 нсек
1	1	1	Задается внешним генератором.

При работе с внешним источником стробирующих импульсов необходимо обеспечить перепады, соответствующие TTL при величине нагрузочного сопротивления 75 Ом. Активным является положительный фронт стробирующего сигнала.

Два последующих разряда регистра пределов управляют выбором диапазона измерений по амплитуде:

W 5	W 4	Диапазон
0	0	± 4 В/шкалу
0	I	± 2 В/шкалу
I	0	± 1 В/шкалу
I	I	$\pm 0,5$ В/шкалу

Последующий, шестой разряд зарезервирован и в данном модуле не используется.

Разряды с 7 по 10 определяют способ разбиения интервала регистрации на "предисторию" и "послеисторию" фиксируемого процесса.

Разбиение осуществляется по отношению к моменту поступления запускающего импульса. Длительность интервала "предистория" определяется выражением:

$$T_{II} = t_g \cdot N \cdot 64 \quad [10]$$

где t_g - интервал дискретизации, N - число, записанное в 7+10 разряды регистра пределов ($0 \leq N \leq 15$).

Общая длительность интервала регистрации определяется полным объемом ЗУ и выбранным интервалом дискретизации ($T = 1024 t_g$).

Одиннадцатый разряд регистра пределов используется для перевода модуля в режим записи данных, поступающих с магистрали КАМАК в буферное ЗУ. Активным является единичное состояние разряда. По окончании цикла записи данных его сброс производится автоматически.

Двенадцатый разряд регистра служит для перевода модуля в режим "монитор". Активным является единичное состояние разряда.

В регистраторе используется следующий список команд:

- F 0A0 - чтение данных из ЗУ (R1+R9)
- F 1A0 - чтение состояния регистра пределов
- F 8A0 - проверка наличия "L" ($Q = L$)
- F 10A0 - сброс "L"
- F 16A0 - запись данных в ЗУ от ЭВМ (W1+W9)
- F 17A0 - загрузка регистра пределов
- F 24A0 - запрет генерации "L"
- F 25A0 - снятие блокировки со схемы запуска
- F 26A0 - разрешение генерации "L".

Сигнал "Z" переводит модуль в базовый режим, соответствующий ожиданию вывода данных в ЭВМ, и очищает все разряды регистра пределов.

Основные фрагменты рабочей программы

Программа, обеспечивающая работу модуля регистрации и тестирование его узлов, должна реализовать:

- генерацию сигнала "Z" после включения питания крейта для сброса модуля в исходное состояние;
- загрузку регистра пределов командой F 17A0 в соответствии с рекомендациями предыдущего раздела;
- чтение содержимого регистра пределов и по состоянию разрядов I1 и I2, в соответствии с таблицей, определять текущий режим работы модуля:

RI2	RII	Режим
0	0	Запись от ЭВМ
0	0	Монитор
I	0	Запись от АЦП
I	I	Чтение в ЭВМ;

- маскирование и разрешение генерации сигнала запрос на обслуживание "L" командами F 24A0 и F 26A0;

- сброс запроса на обслуживание командой F 10A0 и проверку его наличия по F 8A0 ($Q = L$), если он маскирован;

- сброс блокировки схемы запуска обращением F 25A0, обеспечивая тем самым переход в режим регистрации данных;

- считывание информационного массива по F 0A0;

- запись данных в ЗУ от ЭВМ;

- вывод информационного массива в аналоговой форме в режиме "монитор".

При написании программы необходимо напомнить, что

- в режиме приема данных от АЦП (после F 25A0) регистратор находится в ожидании импульса запуска, при поступлении которого начинает работать встроенный ГВИ (счетчик интервала), останавливающий запись по истечении интервала

$$T = V \cdot t_g - T_{\Pi} \quad [II]$$

где V - объем ЗУ (1024 слова);

- по окончании операций записи информационных массивов либо от АЦП, либо от ЭЕМ модуль автоматически возвращается в базовый режим "чтение в ЭЕМ" с одновременной генерацией сигнала "L";

- вывод данных в ЭЕМ всегда начинается с первой информационной ячейки, а для индикации момента поступления импульса "запуск" в ЗУ введен дополнительный, девятый разряд. Его нулевое значение соответствует интервалу "предистория";

- для исключения ситуаций, связанных с потерей начального адреса информационного массива из-за считывания не всех ячеек ЗУ или сбоя в линии связи, необходимо командой $F17A0 W12 = 1$ перевести модуль в режим "монитор", а затем, по $F17A0 W12 = 0$ вернуть в исходный режим;

- по желанию пользователя в модуле может быть задействован сигнал "I" для дополнительной блокировки схемы запуска.

Основные параметры регистратора и методика их измерения

При настройке регистратора измеряются следующие параметры:

- смещение нуля;
- масштаб преобразования по амплитуде на всех пределах;
- статическая и динамическая нелинейность характеристики преобразования; апертурное время УВХ,

а также производится тестовый контроль основных элементов цифрового узла.

Измерение первых двух параметров производится с помощью модуля двенадцатиразрядного ЦАП на основе ИС К594ПА1 в диапазоне температур $+20 + 50^{\circ}\text{C}$. Погрешность, обусловленная дрейфом нуля и масштаба, не превышает $1/2$ младшего разряда АЦП на всех диапазонах.

В связи с тем, что регистратор предназначен для обработки широкополосных сигналов, особое внимание было уделено определению динамики изменения нелинейности характеристики преобразования в полосе рабочих частот, а также оценке апертурного времени

УВХ. Эти исследования проводились по методике, близкой к описанной в /13/.

Её суть заключается в испытаниях проверяемого устройства синусоидальным тестовым сигналом с размахом, незначительно перекрывающим диапазон преобразования регистратора, и в сравнении числа проявлений каждого значения кода АЦП с его вероятностной оценкой. Числовое значение локальной погрешности характеристики квантования определяется при этом отношением числа проявлений кода к плотности вероятности его появления, определяемой из условия идеальности квантования и гармонического сигнала соотношением:

$$\varphi(y_i) = \frac{K}{\alpha \cdot 2^n} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - y_i^2}} \quad [12]$$

где K - нормировочный множитель, зависящий от объема выборок. Данное выражение использовалось для обработки информационных массивов, накапливаемых в процессе испытаний, которые проводились по следующему алгоритму:

- накопление 102400 отсчетов;
- формирование массива в координатах: номер компаратора - число проявлений;
- вписывание в полученный массив по методу минимизации среднеквадратичных отклонений функции $\varphi(y_i)$ с вариацией K и переменных α и β аргумента:

$$y_i = \alpha \cdot \frac{N_i - 2^n}{2^n} + \beta \quad [13]$$

где N_i - номер компаратора;

- нормировка массива на вписанную функцию плотности вероятности;
- формирование и вывод графиков дифференциальной и интегральной нелинейности преобразования.

Параметры α и β однозначно связаны с амплитудой тестового синусоидального сигнала и его постоянной составляющей. Их использование позволило исключить влияние указанных факторов на точность испытаний.

Особенностью используемой в нашем случае методики является разделение массивов, формируемых на положительном и отрицательном фронте тестового сигнала. Благодаря этому с помощью одного и того же теста удалось оценить все динамические параметры регистратора: дифференциальную и интегральную нелинейности; гистерезис компараторных устройств и апертурное время УВХ.

Если дифференциальная и интегральная нелинейности, а также гистерезис компараторов определяются достаточно просто, то измерение апертурного времени связано с рядом особенностей. Для их понимания вернемся к принципиальной схеме УВХ.

На этапе перехода от выборки к хранению через транзисторы Т6 и Т7 протекают различные сигнальные токи, а их разность можно оценить так:

$$\Delta I_c = C_g \frac{dU_{bx}}{dt} \quad [14]$$

В связи с тем, что через ключевые транзисторы Т1 и Т2 протекают равные токи, Т6 и Т7 будут закрываться в разные моменты времени, зависящие от производной входного сигнала и ее знака.

В случае синусоидального входного сигнала амплитуду погрешности на запоминающей емкости, обусловленную этим механизмом, можно оценить так:

$$\Delta U = \frac{dU_{bx}}{dt} \cdot \Delta t = I_w \cos \omega t \cdot \Delta t \quad [15]$$

Таким образом, на графике интегральной нелинейности, соответствующем отрицательному или положительному фронту входного сигнала, появляется косинусоидальная составляющая, амплитуда которой однозначно связана с апертурным временем УВХ. Для ее выделения достаточно сравнить графики, снятые при различных амплитудах или частотах входного сигнала. Измеренное таким способом значение апертурного времени не превышает 50 пс. Следует отметить, что для уверенной реализации описанной методики необходим генератор сигнала с малым уровнем гармонических искажений. Однако эта проблема легко решается применением соответствующих режетирующих фильтров.

В связи с тем, что описываемая методика базируется на наборе большого статистического материала и дает средние оценочные значения как погрешности, так и апертурного времени, при ее реализации необходимо контролировать наличие случайных сбоев в работе АЦП. С этой целью в нашем случае осуществлялся вывод графика синусоидального сигнала, обработанного АЦП и зафиксированного в ЗУ регистратора.

На рис. 7, 8, 9, 10, 11 и 12 приведены графики, полученные в результате испытаний описываемого регистратора. На первых трех рисунках графики соответствуют работе модуля без УВХ.

Основные параметры регистратора

Разрядность преобразования	- 8 бит
Диапазон входных сигналов	- $\pm 0,5 + \pm 4$ В
Входное сопротивление	- 75 (50) Ом
Полоса частот обрабатываемого сигнала полной амплитуды	- 0+10 МГц
Емкость ЗУ	- 1024 слова
Частота дискретизации	- до 20 МГц
Уровни сигналов "запуск", "внешний такт"	- TTL
Входное сопротивление линий "запуск", "внешний такт"	- 75 Ом
Конструктив	- КАМАК, М1.

В заключении авторы выражают благодарность Ю.А.Цидулко за помощь в реализации программной части методики измерения динамических параметров регистратора.

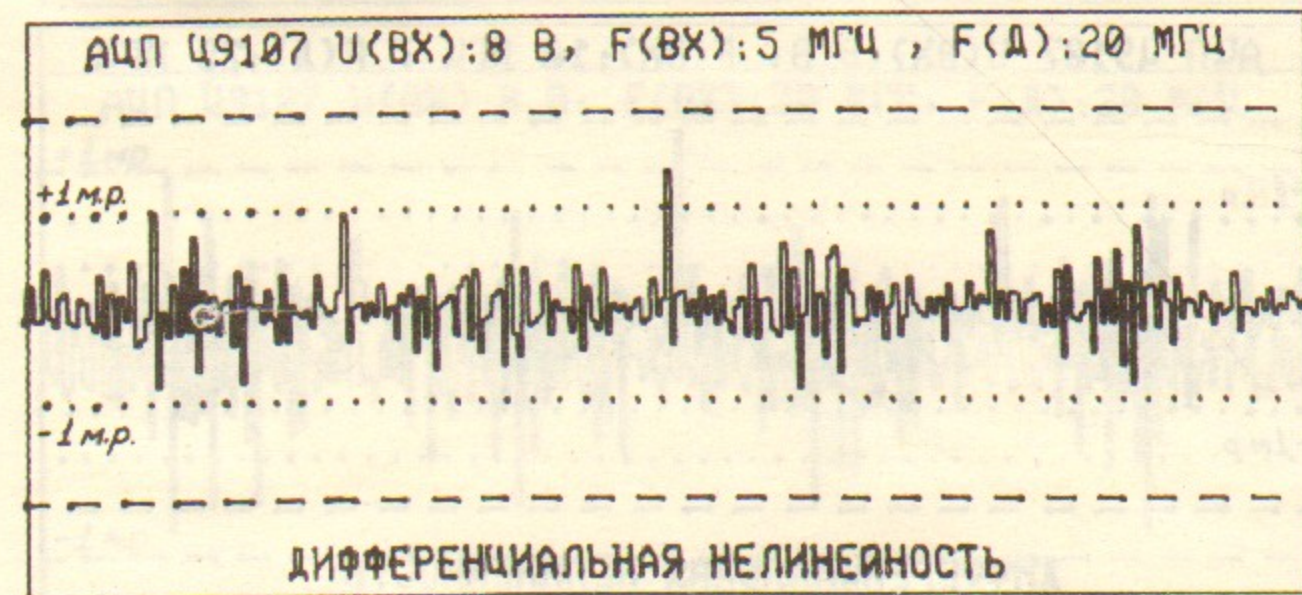
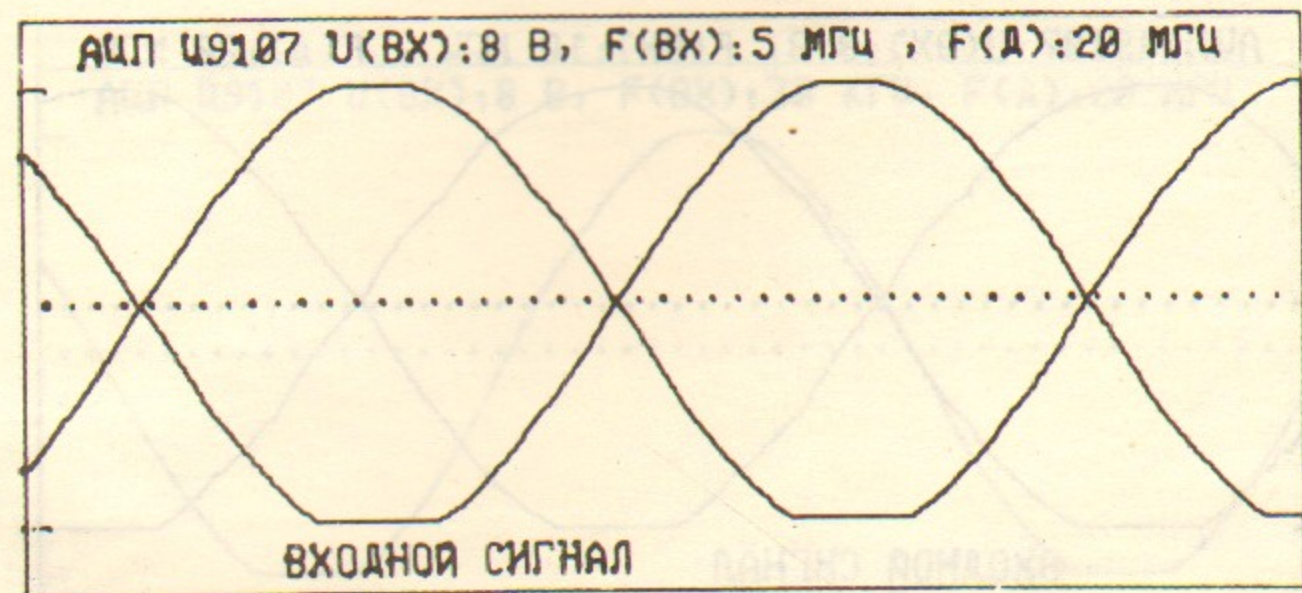
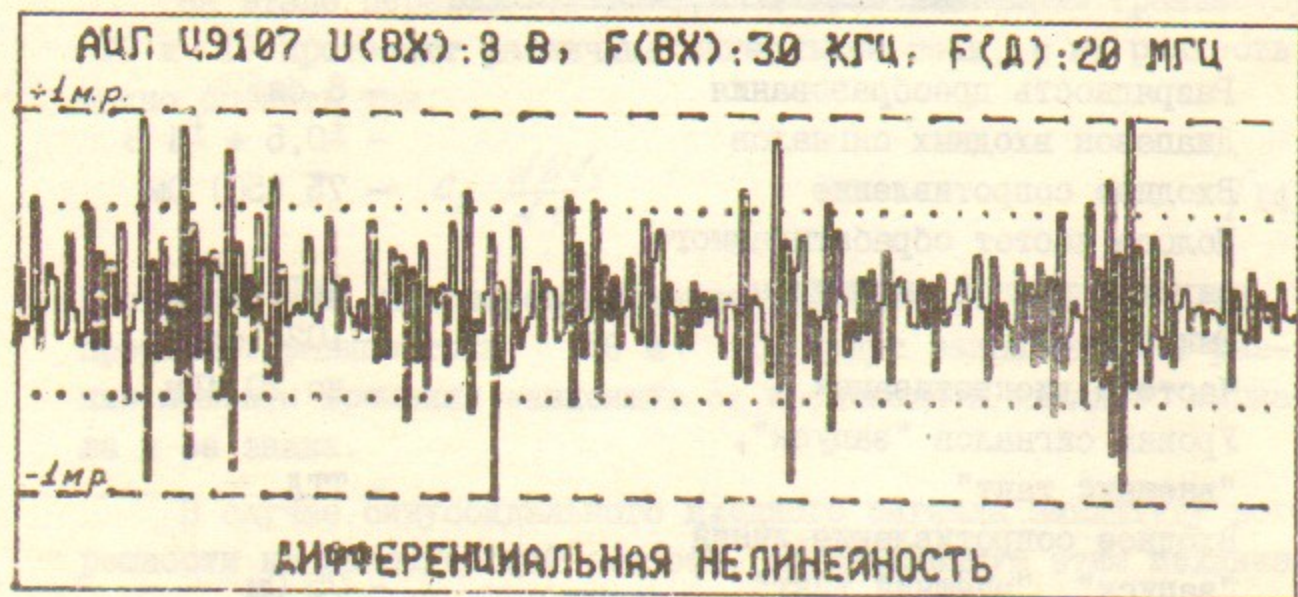
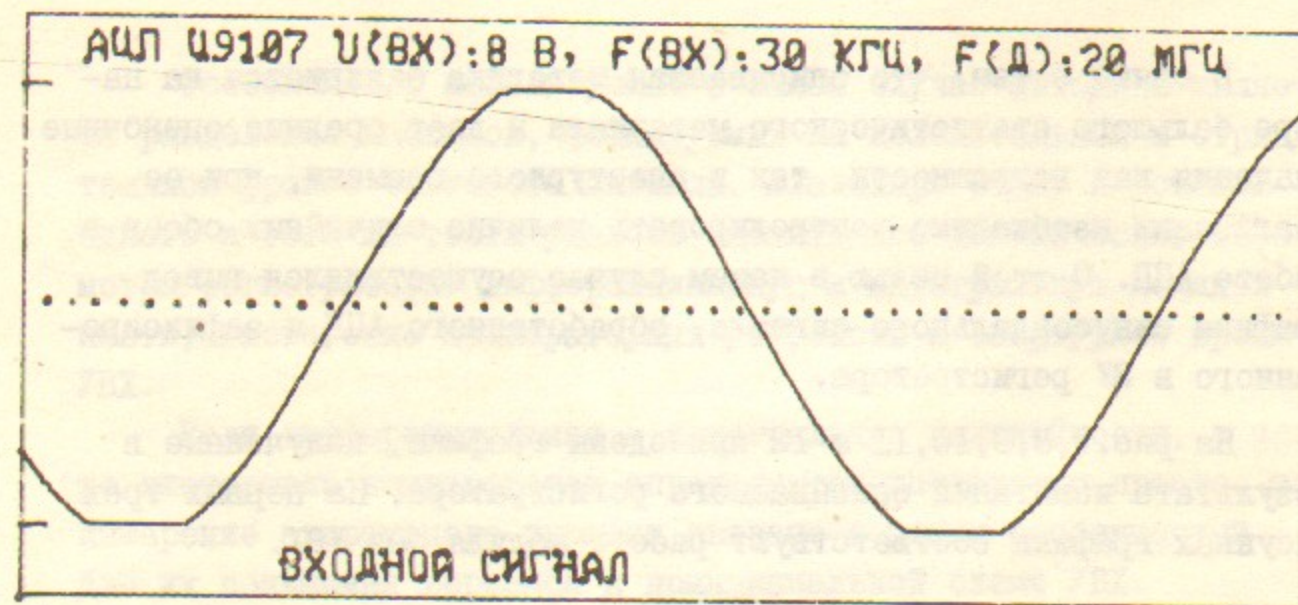


РИС. 7 ТЕСТ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ.

РИС. 8 ТЕСТ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ.

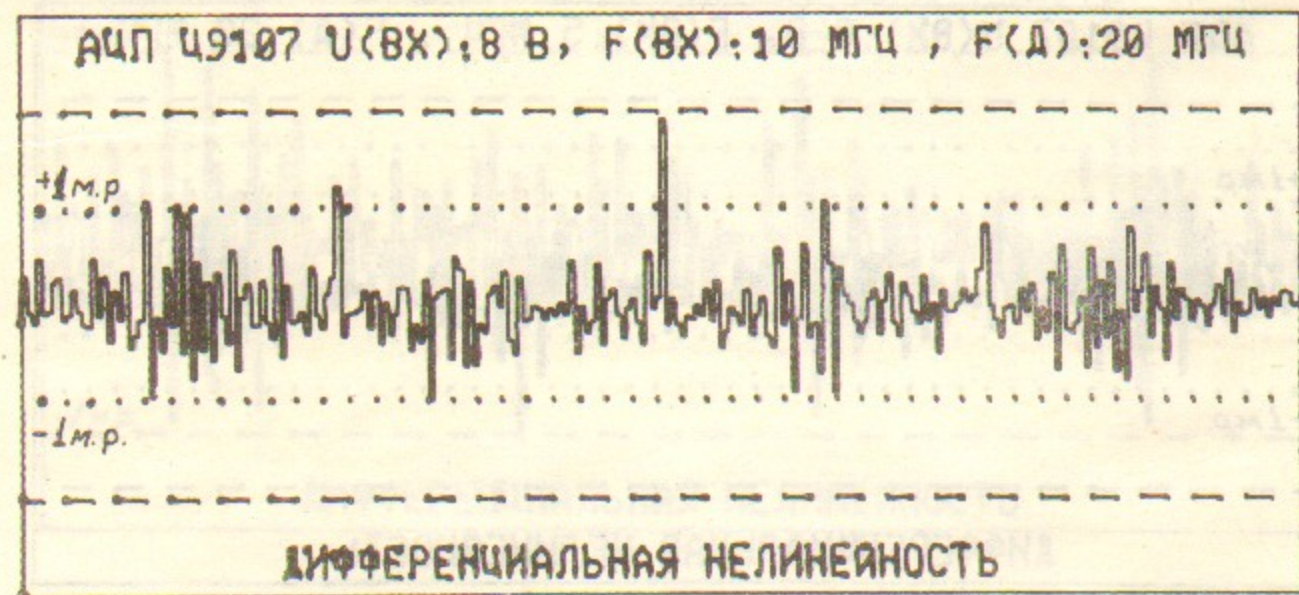
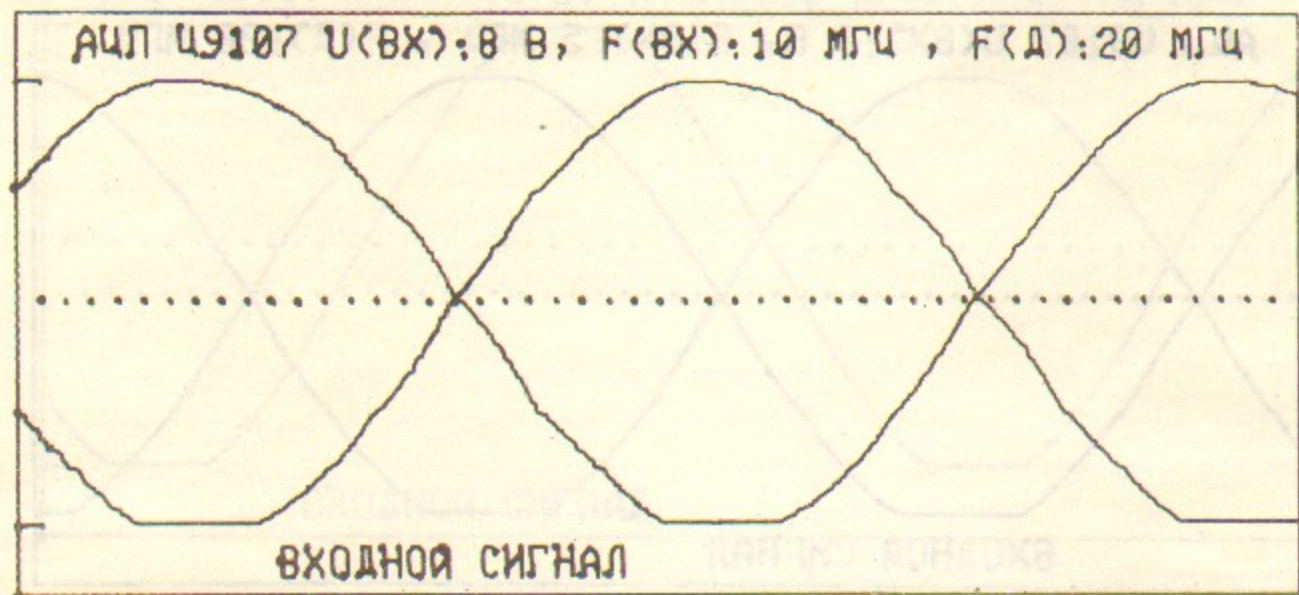


РИС. 9 ТЕСТ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ.

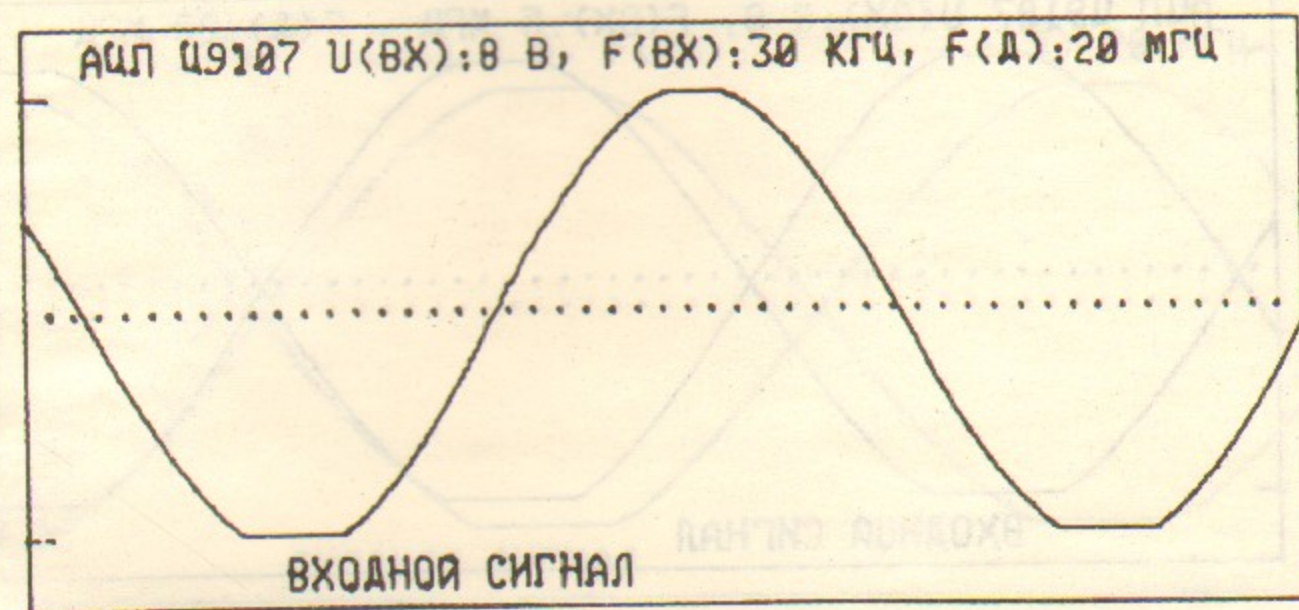


РИС. 10 ТЕСТ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ.

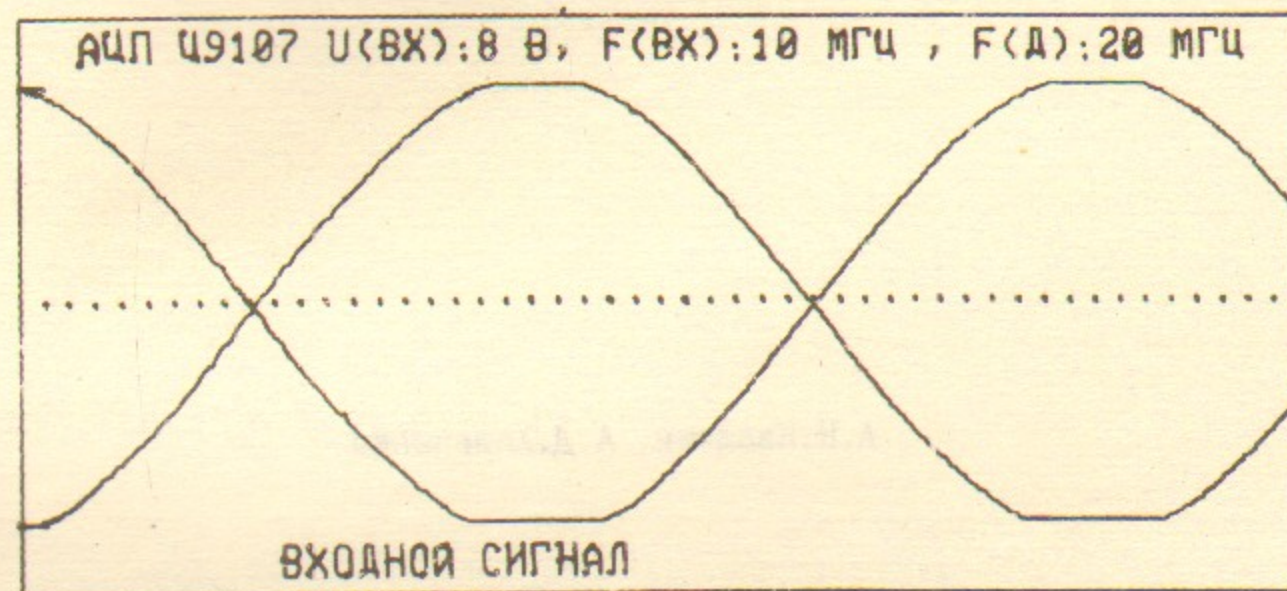
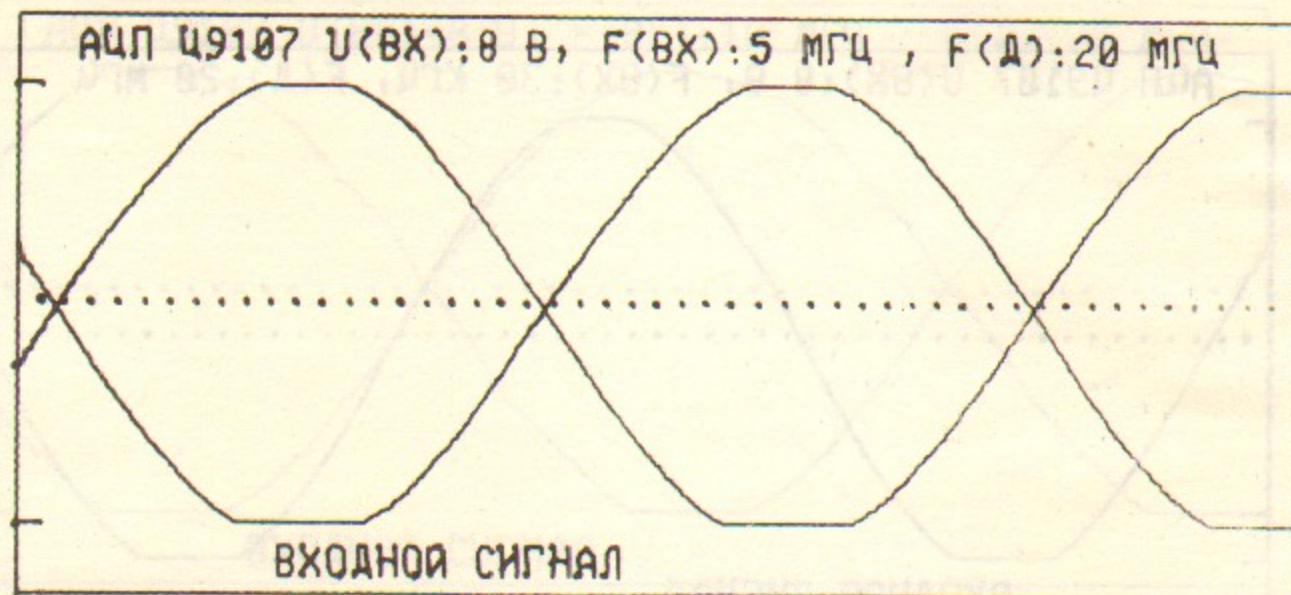


РИС. 11 ТЕСТ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ.

РИС. 12 ТЕСТ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ.

А.Н.Квашнин, А.Д.Хильченко

РЕГИСТРАТОР ФОРМЫ ОДНОКРАТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ
СИГНАЛОВ Ц9107

Препринт
№ 85-116

Работа поступила - 30 августа 1985 г.

Ответственный за выпуск - С.Г.Попов

Подписано к печати 9.09-1985 г. МН 06732

Формат бумаги 60x90 1/16 Уел.1,8 печ.л., 1,5 учетно-изд.л.

Тираж 290 экз. Бесплатно. Заказ № 116.

Ротапринт ИЯФ СО АН СССР, г.Новосибирск, 90