

НАБОР ПРОГРАММИРУЕМЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫХ МОДУЛЕЙ
ДЛЯ ЛАЗЕРНЫХ СИСТЕМ

В настоящее время во многих странах ведутся работы по созданию нового класса аппаратуры для лазерных технологий и в первую очередь лазерного зондирования окружающей среды, обеспечивающих увеличение числа информационных характеристик, повышение точности анализа получаемых результатов. Сегодня разрабатываются мощные, многочастотные, многофункциональные лидары, способные при зондировании атмосферы и гидросферы использовать практически весь спектр явлений взаимодействия электромагнитных волн оптического диапазона со средой.

Рост парка ЭВМ высокой производительности позволил применять их в лидарных системах совместно со специализированными информационно - измерительными системами (ИИС), что позволило значительно расширить функциональные возможности таких ИИС. Использование ИИС в решении задач дистанционного контроля параметров сред требует решения комплекса проблем, связанных с разработкой высокоточных и быстродействующих измерительных преобразователей оптической информации, программного и аппаратурного обеспечения, поиска алгоритмов и методов, позволяющих повысить точность и достоверность получаемой информации. В зависимости от параметров зондируемых объектов, методов обработки сигналов, необходимого временного и амплитудного разрешения от ИИС могут требоваться принципиально различные методы измерения и обработки информации. Использование многочастотных лидарных систем ставит задачу разработки ИИС, способных работать одновременно с большим числом датчиков. Основные сложности, с которыми столкнулись разработчики лидарных ИИС, следующие: большой динамический диапазон исследуемых сигналов, большие массивы обрабатываемой информации, требование регистрации максимальных по длине реализаций сигналов обратного рассеяния (СОР) с высокой временной разрешающей способностью, большая частота дискретизации входного сигнала, определяющая пространственное разрешение лидара [1]. Для решения вышеперечисленных задач разработана универсальная система программируемых функционально ориентированных модулей со следующими характеристиками.

1. Формирователь синхроимпульсов (ФСИ).

Шкала времени в лидарной системе (ЛС) во многом определяет точность дискретизации СОР и пространственно - временное разрешение

ЛС. В общем случае относительная нестабильность временной шкалы определяется апертурой измерительных устройств ЛС и интервалом измерения, то есть дальностью. Для дальности L до 15 км временной интервал измерений $T = 2L / c = 10^{-4}$ с. При апертуре измерителей порядка 100пс относительная нестабильность синтезируемых интервалов $\Delta T / T$ не должна превышать $10^{-40} / 10^{-4} = 10^{-36}$. Шаг временной шкалы ЛС определяется частотой дискретизации измерительных устройств.

В наибольшей степени для создания временной шкалы подходят фазирежимные опорные генераторы (ОГ), в частности генераторы с запаздывающей обратной связью (ГЗОС). Термостабилизированные ГЗОС имеют нестабильность порядка 10^{-5} . Применение фазовой автоподстройки частоты позволяет получать нестабильность до 10^{-7} ; при синхронизации высокостабильным СВЧ сигналом – до $2 \cdot 10^{-9}$ (2, 3, 4).

В качестве ОГ временной шкалы выбран двухпетлевой ГЗОС, собранный на микросхеме 1500 серии. Схема данного генератора приведена на рис.1. Разработанная схема позволила реализовать генератор, частота которого слабо зависит от флуктуаций напряжения источника питания и температуры. В основном нестабильность генератора определяется согласованностью коэффициентов усиления транзисторов дифференциального усилителя и задержек в прямом и инверсном каналах. Выбег частоты при запуске у данного генератора незначителен и практически не зависит от изменения внешних факторов. Для повышения стабильности и уменьшения выбега начальной фазы генерируемой последовательности импульсов используется метод квазипостоянной генерации – генератор останавливается по запускающему импульсу на фиксированный интервал времени. В данном генераторе время остановки выбрано равным 15нс и определяется формирователем запуска (ФЗ). Частота генерируемой ОГ последовательности, определяемая длиной коаксиального кабеля и фазовой задержкой микросхемы, равняется 150МГц. При активном термостатировании получена нестабильность $2 \cdot 10^{-6}$. Применение фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) позволило повысить нестабильность генератора до $5 \cdot 10^{-7}$, что вполне достаточно для ЛС с дальностью работы до 15км. Кроме того, применение ФАПЧ позволяет обеспечить более точную настройку на выбранную частоту.

ФСИ использовался в ЛС как устройство для создания единой временной шкалы. Шкалы циклов измерения основных измерительных устройств формируются из единой для системы базовой временной шкалы. Взаимная когерентность шкал, синхронизируя операции измерения и преобразования информации, обеспечивает получение дополнительной

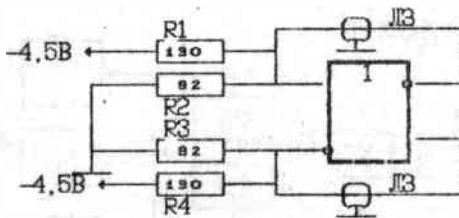


Рис.1. Схема опорного генератора:

R1...R4 - резисторы нагрузки, ЛЗ - линии задержки.

информации о сигналах за счет сравнения информации из нескольких измерительных устройств в различных режимах измерения.

ФСИ представляет возможность оператору посредством ЭВМ, входящей в состав ЛС, определить работоспособность основных узлов: ОГ, схемы ФАПЧ, формирователей задержек ($\Phi_{ЗД}$), термостата. Для осуществления диагностики работоспособности ЛС возможен программный запуск ФСИ без внешнего сигнала. ПЭВМ, кроме тестирования и диагностики, обеспечивает занесение информации в $\Phi_{ЗД}$. В данном ФСИ перестройка дискретной временной шкалы не производится. Это связано с тем, что размер оперативной памяти измерительных устройств достаточен для запоминания значений СОР со всей трассы зондирования. Если в измерительном устройстве необходима частота, кратная опорной, то ее получение осуществляется методом прямого синтеза посредством цифрового делителя частоты с фиксированным коэффициентом деления $T_D = T_{ОГ}/n$ (n -целое число), что позволяет определенным образом минимизировать схему управления измерительного устройства за счет цифрового синтеза сигналов управления. Функциональная схема ФСИ приведена на рис.2.

Фазовая автоподстройка частоты осуществляется делителем частоты 1 (ДЧ1), делителем частоты 2 (ДЧ2) и схемой совпадений (СС). Функционирование схемы ФАПЧ определяется условием: $f_r / M = f_{кв} / N$, где f_r - частота ОГ, $f_{кв}$ - частота кварцевого генератора, M и N целые числа. При выбранной частоте кварцевого генератора 20МГц и опорной частоте генератора 150МГц коэффициент M выбран равным 30, коэффициент N - 4.

СС работает следующим образом. Если за временной интервал, сформированный ДЧ1, произойдет переполнение счетчика ДЧ2, то импульс

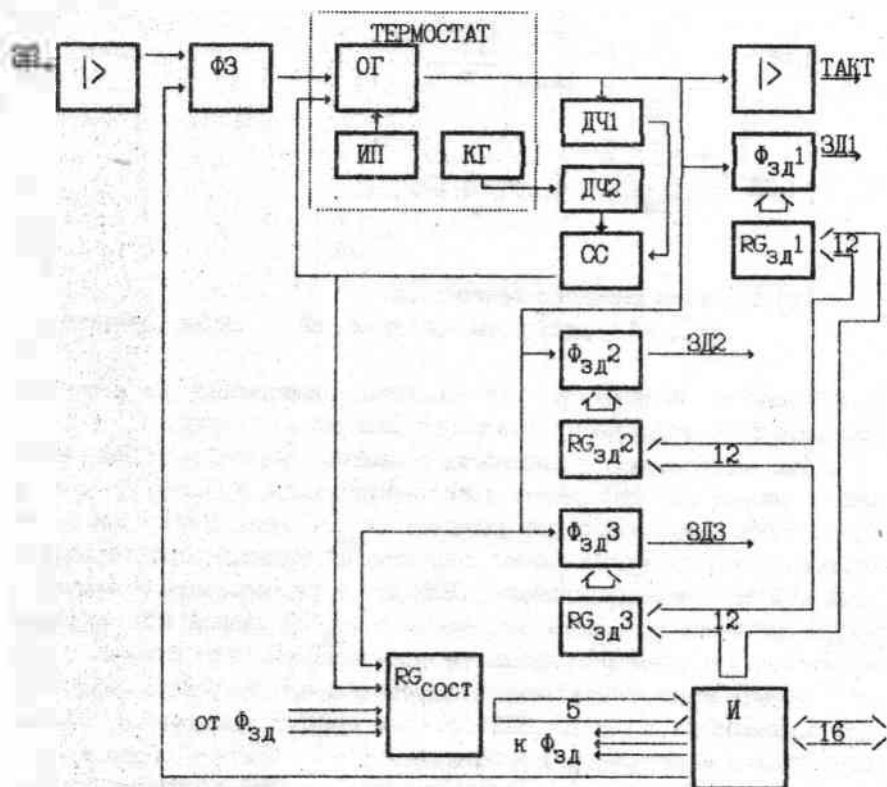


Рис. 2. Функциональная схема ФСИ:

ФЗ - формирователь запуска, ОГ - опорный генератор, ИП - источник питания, КГ - кварцевый генератор, ДЧ1, ДЧ2 - делители частоты, СС - схема совпадений, $\Phi_{зд1} \dots \Phi_{зд3}$ - формирователи задержек, $RG_{зд1} \dots RG_{зд3}$ - регистры задержек, $RG_{сост}$ - регистр состояний, И - интерфейс.

переполнения с ДЧ2 сбросит триггер анализа фазы и заблокирует управляющий триггер. За следующий временной интервал происходит разблокирование управляющего триггера и, если приходит импульс переполнения с ДЧ2, происходит установка триггера анализа фазы. Если же импульс переполнения ДЧ2 придет, сброса триггера анализа фазы не происходит (подтверждается предыдущая установка) и управляющий триггер снова установится импульсом переполнения ДЧ2. Устойчивый режим ра-

боты цепи ФАПЧ выбирается изменением коэффициента усиления цепи управления варикапом.

Таким образом, при превышении частоты ОГ 150МГц схема ФАПЧ увеличит управляющее напряжение на варикапе и частота ОГ уменьшится. При уменьшении частоты ОГ ниже 150МГц схема ФАПЧ уменьшит напряжение на варикапе и частота ОГ начнет повышаться. Для повышения стабильности и более быстрого вхождения ОГ в рабочий режим введен дополнительный, активный термостат. При нормальной работе термостат поддерживает температуру корпуса микросхемы ОГ с точностью порядка 1°C, минимизируя тем самым температурную зависимость частот ОГ. В качестве датчиков температуры используются 2 полупроводниковых диода КДБ18А, имеющие при токе 2 мА температурный коэффициент напряжения 2,1 мВ/°С. Источник питания (ИП) обеспечивает повышенную стабильность питания микросхемы ОГ.

$\Phi_{Зд}$ выполнены по идентичным схемам на основе микросхем 1500 серии. Интерфейс собран на микросхемах приемо-передатчиков Б80ВА86 и обеспечивает связь между ФСИ и ЦЭВМ через дешифратор блока (ДБ).

Алгоритм работы ФСИ следующий. Первоначально по командам ЭВМ происходит блокировка работы $\Phi_{Зд}$ и в них записывается код К, пропорциональный требуемым задержкам (К – целое число в пределах от 1 до 4097). Величина задержки $T_z = K * 6,67нс$. Поступающий сигнал "Запуск" останавливает ОГ и разблокирует $\Phi_{Зд}$. Через 16нс запускается ОГ (в фазе с сигналом "Запуск"). Импульсы с ОГ поступают на $\Phi_{Зд}$ и через буфер на выход ФСИ. По окончании счета триггеров на выходах $\Phi_{Зд}$ изменится уровень логического сигнала с лог."1", появившейся в момент прихода сигнала "Запуск", на лог."0". Через буферные элементы эти сигналы также поступают на выход ФСИ. Прохождение каждого сигнала соответственно меняет состояние регистра состояния ($RG_{сост}$) ФСИ. Так, при начале работы ОГ устанавливает 12 – й разряд $RG_{сост}$. В зависимости от того, больше или меньше частота ОГ 150МГц, 13 – й разряд $RG_{сост}$ будет равен или лог. "1" или лог."0" соответственно. Появление сигналов с $\Phi_{Зд}$ вызовет появление лог."1" в 14, 15 и 16 – х разрядах $RG_{сост}$ в соответствии с работой $\Phi_{Зд1}$, $\Phi_{Зд2}$ и $\Phi_{Зд3}$. Через интерфейс ЭВМ может запустить ОГ (а следовательно, и ФСИ) в отсутствие сигнала "Запуск". Возможно и программное обнуление и блокировка $\Phi_{Зд}$. В дальнейшем импульсы с ОГ и $\Phi_{Зд}$ поступают на измерительные устройства ЛС для задания моментов квантования СОР.

При работе ЛС в режиме накопления сигнала существенное значение имеют точность и оперативность измерения энергии импульса лазе-

ра, значение которой необходимо для нормировки СОР.

2. Измеритель энергии зондирующего импульса.

Обычно в лидарах используются лазеры, имеющие длительность импульса порядка 20нс [1]. Длительность импульса определяется типом используемого лазера и лежит в пределах 0,1...100нс с энергией от единиц мВт до сотен Вт [5]. При измерении энергии основным вопросом является динамический диапазон, т.е. пределы изменения длительности и амплитуды импульса, а также точность измерения. Разброс длительности и амплитуды импульсов лазера носит случайный характер и даже при стабилизации параметров лазера лежит в пределах десятикратного изменения как амплитуды, так и длительности. То есть требуется динамический диапазон порядка 10дБ по мощности. С учетом того, что требуемая относительная точность измерителей СОР составляет менее 1%, точность измерителя энергии должна быть не хуже. Стандартные методы измерения моноимпульсных наносекундных сигналов по длительности и амплитуде, во-первых, не дают достаточной точности, особенно в интервале 0.1 - 10нс, во-вторых, не учитывают форму зондирующего импульса [6].

Использование мощных лазеров в ЛС позволяет применять в качестве датчиков оптической энергии фотоэлектронные коаксиальные элементы (ФЭК). Световые характеристики ФЭК достаточно линейны в значительном динамическом диапазоне (до 60дБ). Динамический диапазон ограничен, с одной стороны, темновым током ($I \approx 10^{-10}$ А), с другой стороны, появлением пространственного заряда и вторичной эмиссии при больших выходных токах (порядка 60А) [7]. ФЭК характеризуется очень большим выходным сопротивлением, величина которого зависит от освещенности, т.е. он является оптически управляемым генератором тока. Основным преимуществом ФЭК является их малая инерционность. Особенности ФЭК позволяют минимизировать ошибку преобразования оптического сигнала в электрический и тем самым повысить точность измерения. С учетом того, что ФЭК представляет собой оптически управляемый генератор тока и обладает незначительными токами утечки, разработан измеритель энергии лазерного импульса, использующий амплитудно - временной метод преобразования. Схема, поясняющая данный метод, приведена на рис.3.

Входной конденсатор С заряжается сигналом длительностью t_1 током I_3 ФЭК до амплитудного значения U , равного

$$U = \int_0^{t_1} I_3 dt / C.$$

Генератор тока (ГТ), собранный на микросхеме DA1 и транзисторе VT1, разрядит этот конденсатор за время $T = U_0 C / I_p$, где I_p — ток ГТ. Подставив значение U_0 , получим:

$$T = \frac{\int I_p dt}{I_p}$$

Таким образом, временной интервал T , за который ГТ разрядит накопительный конденсатор C , не зависит от величины накопительного конденсатора, а определяется энергией (зарядом), пришедшей с ФЭК, и величиной разрядного тока ГТ.

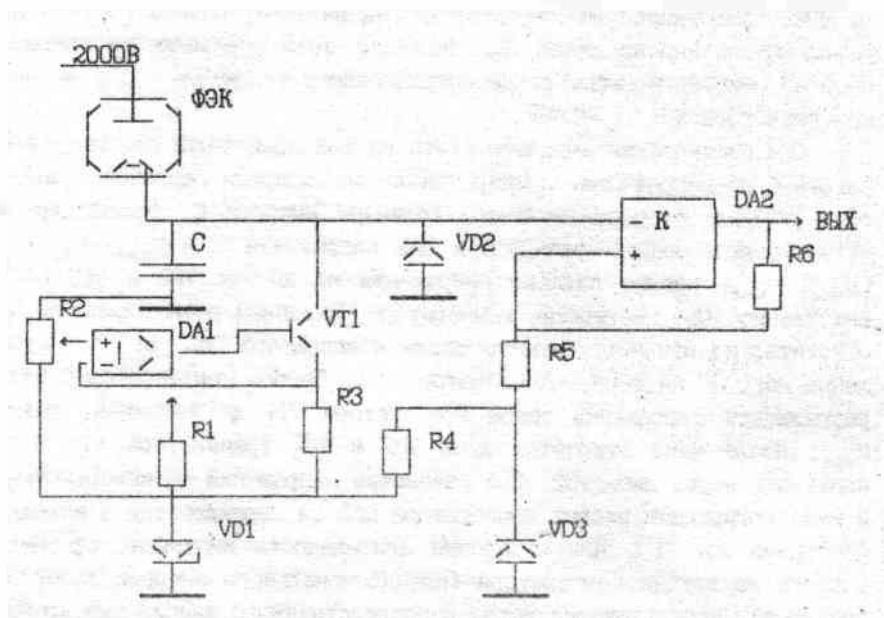


Рис. 3. Структурная схема преобразователя ток-длительность

На нестабильность коэффициента преобразования измерителя энергии влияют в основном флуктуации тока разряда конденсатора, обусловленные параметрами токостабилизирующего элемента, токами утечки компаратора, ФЭК и конденсатора. Током утечки ФЭК можно пренебречь, так как он во много раз меньше входного тока компаратора. Соответ-

ствующим выбором типа и величины конденсатора (например СГМ, ФТ и т.д.) можно минимизировать вклад в ошибку преобразования тока утечки конденсатора. Средний ток компаратора 521СА3 составляет 0,1мкА; флуктуация входного тока - 0,01мкА [8]. При выборе разрядного тока более 10мкА входным током компаратора тоже можно пренебречь. То есть основной вклад в ошибку преобразования вносит флуктуация величины разрядного тока. С целью минимизации ошибок, вносимых ГТ, он собран на прецизионном операционном усилителе. В качестве управляющего элемента использовался транзистор с большим коэффициентом усиления и малыми токами утечки КТ3102Е.

Схема работает следующим образом. В отсутствие входного сигнала ток разряда конденсатора I_p , равный 15мкА, протекает через диод VD2, поддерживая на конденсаторе напряжение, равное прямому падению напряжения на диоде VD2. Величина тока определяется напряжением на неинвертирующем входе операционного усилителя DA1 и величиной резистора R3: $I_p = U_1/R3$.

При поступлении импульса света на ФЭК происходит заряд конденсатора С до напряжения, пропорционального энергии светового импульса и обратно пропорционального величине емкости С. Превышение на инвертирующем входе компаратора DA2 напряжения $U = U_{VD2} - U_{VD3} + U_g$ (U_{VD1} , U_{VD2} - прямое падение напряжения на диодах VD2 и VD3 соответственно, U_g - гистерезис компаратора, заданный резисторами R5, R6) относительно неинвертирующего входа компаратора DA2, вызовет появление лог. "0" на выходе компаратора DA2. Теперь конденсатор С будет разряжаться стабильным током транзистора VT1 до величины, равной U_{VD2} . После чего откроется диод VD2 и ток транзистора VT1 будет протекать через диод VD2. При равенстве напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах компаратора DA2 он переключится в исходное состояние лог. "1". Для измерения длительности импульса, сформированного на выходе компаратора (пропорционального энергии лазерного импульса), использовался метод непосредственного заполнения временного интервала импульсами генератора стабильной частоты.

Величина входной емкости выбиралась с учетом максимально допустимого входного напряжения компаратора 1,5нФ. При токе ФЭК $I \approx 0,3A$ и длительности импульса $t_p = 26нс$ максимальная амплитуда сигнала на емкости $\approx 8В$.

Диод VD3 служит для компенсации падения напряжения и температурного дрейфа диода VD2. Резисторами R5, R6 обеспечивается гистерезис компаратора 50мВ для устранения неоднозначности срабатывания

компаратора в момент сравнения напряжений и блокировки срабатывания компаратора по шумовым импульсам ФЭК.

Существенным в данном измерителе является отсутствие влияния недозаряда емкости. Как указывается в [3], основным фактором недозаряда емкости в преобразователях типа амплитуда-время является нелинейность вольт-амперной характеристики зарядовой цепи. Но при использовании ФЭК данная нелинейность незначительна [4, 5] и ФЭК можно представить как генератор тока, управляемый светом, то есть в данном преобразователе недозаряда емкости не происходит. Нечувствительность данного преобразователя к температурным дрейфам величины зарядовой емкости позволило существенно поднять долговременную стабильность и точность преобразования. Функциональная схема измерителя энергии лазерного импульса (ИЭ) приведена на рис. 4.

Алгоритм работы ИЭ следующий. Первоначально по командам ЭВМ происходит обнуление счетчика (Сч) и регистра режима (RGR). Теперь при поступлении сигнала с преобразователя ток - длительность (ПТД) открывается клапан КЛ2 и импульсы с кварцевого генератора (КГ) поступают на вход счетчика. По окончании сигнала с ПТД происходит блокировка КЛ2 и в счетчике хранится код, пропорциональный длительности сигнала с ПТД (пропорциональный энергии лазерного импульса). По команде ЭВМ информация со счетчиков переписывается в ПЭВМ, где может использоваться в качестве нормировочного коэффициента при обработке СОР.

Тестирование ИЭ осуществляется посредством команды ЭВМ, инициирующей подачу сигнала через интерфейс (И) на клапан КЛ1. Выходной сигнал клапана КЛ1 открывает клапан КЛ2, и импульсная последовательность КГ поступает на счетчик и может быть считана в ЭВМ. Код счетчика определяется длительностью сигнала "IN" ЭВМ. Этот сигнал стабилен по длительности, так как формируется из кварцеванной последовательности задающих импульсов ЭВМ. Тем самым в отсутствие сигнала лазера тестируется работа ИЭ. Полное тестирование (совместно с ПТД) осуществляется в составе ЛС путем подачи тестового сигнала на ФЭК.

Для диагностики работоспособности ИЭ по командам ЭВМ опрашивается регистр режима RGR. Лог. "1" в 3-м разряде RGR свидетельствует о работоспособности КГ. Появление лог. "1" в 14-м разряде RGR свидетельствует о поступлении сигнала с ПТД или, что то же самое, о произошедшей вспышке лазера. Появление лог. "1" в 15-м разряде RGR свидетельствует об окончании импульса с ПТД, что равносильно свидетельству об окончании цикла измерения и возможности считывания

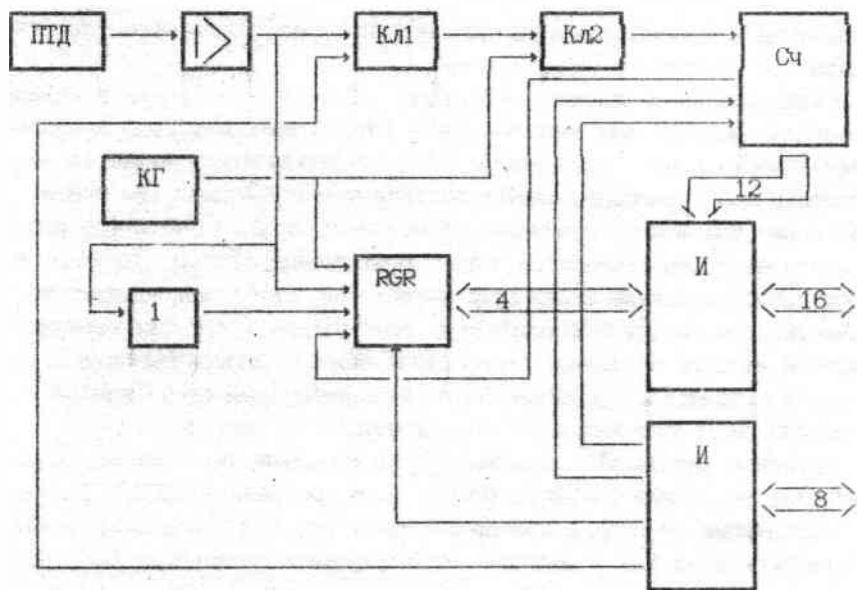


Рис. 4. Функциональная схема ИЭ:

ПГД – преобразователь ток-длительность, Кл1, Кл2 – клапаны, Сч – счетчик, КГ – кварцевый генератор, И – интерфейс, RGR – регистр режима.

информации со счетчика. Появление лог. "1" в 16-м разряде RGR свидетельствует о переполнении счетчика. Данный разряд учитывается при обработке информации об энергии лазерного импульса.

По командам ЭВМ возможна и поразрядная проверка счетчика и интерфейса. Для этого на вычитающий вход счетчика подаются импульсы и одновременно считывается информация через интерфейс со счетчика. Сравнение количества поданных импульсов с кодом счетчика позволяет судить о работоспособности счетчика и микросхем интерфейса.

Частота КГ равна 20МГц, разрядность счетчика – 12 двоичных разрядов. КГ, Сч, Кл1, Кл2, RGR собраны на микросхемах 531 серии. Интерфейс состоит из трех микросхем приемо-передатчиков 580BA86.

3. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

Решение задачи дискретизации СОР сводится к разработке быстродействующих и широкодиапазонных АЦП и цифровых запоминающих уст-

ройств (ЗУ). Обычно такие АЦП строят по параллельному типу. При проектировании АЦП особое внимание уделяют входным усилителям. Граничная частота таких усилителей должна, с одной стороны, не ухудшать частотные характеристики входного преобразователя, с другой стороны, она ограничивается апертурой и разрядностью применяемого АЦП.

Очень важным параметром, имеющим значительное влияние на динамические параметры АЦП, а также на их эксплуатационные характеристики, является входная емкость. Входная емкость АЦП зависит от уровня входного сигнала и состояния тактового входа. Так, восьмиразрядный АЦП 1107ПВ2 имеет входную емкость порядка 300пф. Исходя из этого, необходимо обеспечить значительный выходной ток усилителя (более 100мА) для перезаряда этой емкости.

Для устранения влияния переходных процессов в момент стробирования АЦП требуется снижение выходного сопротивления усилителя до значений порядка 10 – 200ом. Нами разработан усилитель для одиннадцатиразрядного АЦП, удовлетворяющий вышеперечисленным требованиям. Усилитель имеет частоту единичного усиления 40МГц, скорость нарастания выходного сигнала 66В/мкс. Выходное сопротивление на частотах до 30МГц < 200ом. Усилитель собран на основе микросхем 544УД2. Дополнительный усилительный каскад на транзисторах позволяет увеличить граничную частоту и скорость нарастания и управляется изменением тока в цепях питания операционного усилителя [8, 9]. Выходной каскад усилителя собран на СВЧ транзисторах. В усилителе предусмотрена защита АЦП от превышения по входу и сжатию динамического диапазона.

На основе указанного усилителя, микросхем АЦП 1107ПВ2, микросхем запоминающих устройств 132РУ4А разработан одиннадцатиразрядный АЦП с частотой дискретизации 15МГц, объемом оперативной памяти 11 * 1К. Функциональная схема АЦП приведена на рис. 5.

• Схема работает следующим образом. Входной сигнал поступает одновременно на два усилителя с коэффициентами усиления 2 и 16. Аналоговый сигнал с каждого усилителя поступает на отдельную микросхему восьмиразрядного АЦП. Выходной код с микросхем АЦП поступает на одиннадцатиразрядный коммутатор, выполненный на микросхемах 531 серии. При малых амплитудах входного сигнала коммутатор пропускает выходной код микросхем АЦП2, обеспечивая тем самым минимальный шаг квантования 0,5мВ (приведенный к входу). При превышении входного сигнала 112мВ выходной код АЦП2 превзойдет значение 224 и схема сов-

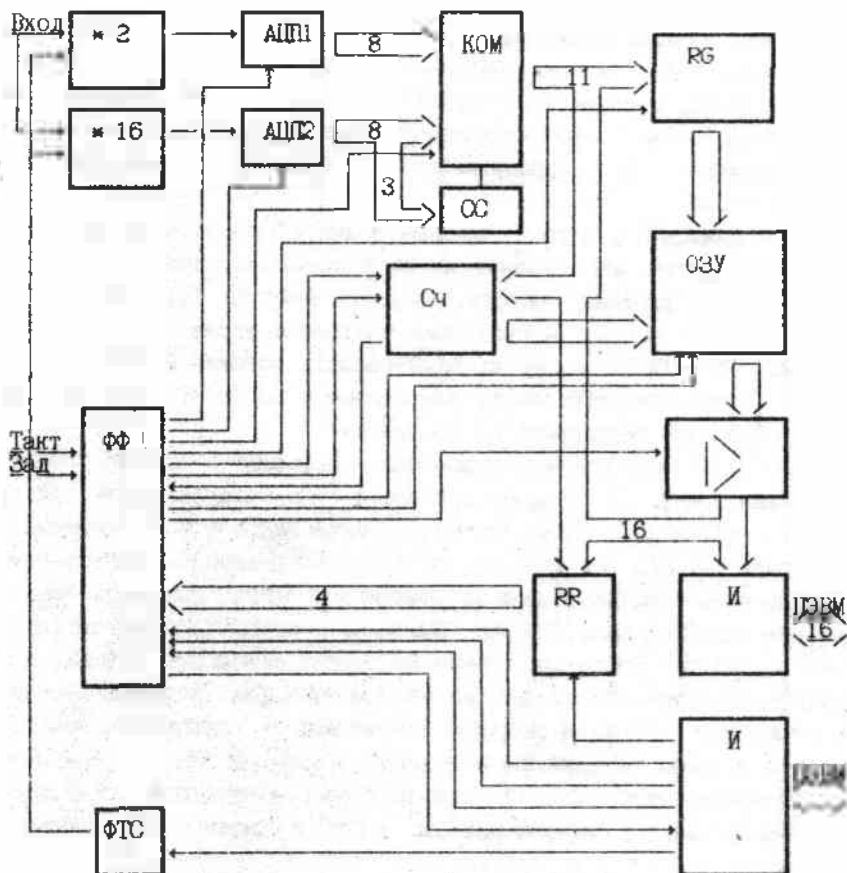


Рис. 5. Функциональная схема АЦЦ:

АЦП1, АЦП2 – восьмиразрядные АЦП, КОМ – коммутатор, СС – схема совпадений, RG – буферный регистр, Сч – счетчик, ОЗУ – оперативное запоминающее устройство, ФФ – формирователь фаз, RR – регистр режима, ФТС – формирователь гест-сигнала, И – интерфейс.

падения, собранная на микросхемах 531 серии, переключит коммутатор на передачу кода с микросхем АЦП1. Для стыковки шкал выходной код АЦП1 сдвинут на три разряда вправо. Таким образом, при превышении входного сигнала 112мВ шаг квантования АЦП1 изменяется и становится

равным 4мВ. При превышении входного сигнала 512мВ начинает срабатывать транзистор логарифматора и изменяется коэффициент передачи усилителя с 2 до 0,5, изменяя тем самым шаг квантования АЦП с 4мВ до 16мВ. Таким образом обеспечивается динамический диапазон АЦП от 0,5мВ до 2000мВ с тремя участками шага квантования. Нелинейность шага квантования обусловлена как стремлением к расширению динамического диапазона АЦП, так и характером сигнала СОР, при обработке которого требуется постоянство относительной погрешности. В диапазоне от 14мВ до 2000мВ относительная погрешность измерения данного АЦП не превышает 3,5%.

Если необходим больший шаг дискретизации, возможно дальнейшее повышение точности измерения за счет суммирования результатов нескольких выборок в оперативной памяти ЭВМ. АЦП позволяет работать и в режиме накопления сигнала при многократной посылке зондирующих лазерных импульсов с последующей обработкой массивов получаемых результатов в ЭВМ за счет малых апертур задающего генератора собственно АЦП.

Код с коммутатора, пропорциональный амплитуде входного сигнала в 1-й момент времени, закладывается в RG и поступает в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Как только сигнал задержки станет равным лог. "0", то по тактовым импульсам формирователем фаз (ФФ) формируются тактовые импульсы для микросхем АЦП1, АЦП2, RG, счетчика и ОЗУ. Логика работы ФФ, а следовательно, и АЦП, определяется сигналами интерфейса и содержимым регистра режима, информация в который заносится из ЭВМ.

По каждому тактовому импульсу происходит стробирование компараторов микросхем АЦП1, АЦП2, занесение информации в RG, смена адреса Сч и запись информации с RG в ОЗУ. При заполнении ОЗУ (переполнение Сч) происходит блокировка ФФ и АЦП формирует сигнал "требования прерывания" ЭВМ, сообщая тем самым об окончании цикла записи информации. ЭВМ, получив сигнал "требования прерывания" от АЦП, заносит в RR код цикла считывания информации и теперь по командам ЭВМ информация из ОЗУ переписывается в оперативную память ЭВМ. При переполнении Сч АЦП формирует сигнал "требования прерывания", сообщаящий теперь об окончании цикла считывания. Объем оперативной памяти, используемый для записи и считывания, определяется кодом, записываемым в Сч из ЭВМ.

Формирователь тест - сигнала (ФТС) по команде ЭВМ и импульсу "задержка" формирует тестовый пилообразный импульс амплитудой 2В и

длительностью 66,7 мкс, позволяя тем самым протестировать полностью АЦП и прохождение сигналов через все функциональные узлы АЦП. По форме преобразованного тест - сигнала можно определить коэффициенты передачи усилителей, работоспособность микросхем АЦП, коммутатора, СС, истинность генерируемым формирователем синхриимпульсов тактовых импульсов. Задавая различные режимы работы АЦП, определяется работоспособность RR и ФФ.

Схема АЦП построена таким образом, что после считывания информация из ОЗУ не теряется и возможно повторное считывание как всего массива, так и отдельных точек массива. Данный режим определяется доступностью Сч, RR, ФФ ЭВМ. При необходимости возможно тестирование ОЗУ, для чего предусмотрена возможность записи произвольного массива в ОЗУ, считывание записанной информации и сравнение в ЭВМ посланного и принятого массивов. Аналогичным образом проверяется и работоспособность интерфейса.

ФФ выполнен на микросхемах 1500 серии; RR, RG, КОМ, СС, Сч на микросхемах 531 серии. Интерфейс собран на трех микросхемах 580ВА86.

4. Быстрый аналого - цифровой преобразователь (БАЦП).

С целью повышения быстродействия и расширения динамического диапазона разработан дополнительный модуль АЦП, функциональная схема которого приведена на рис. 6.

Для расширения динамического диапазона применен метод нелинейного временного преобразования сигнала. Сущность метода заключается в вычитании фиксированного заряда с емкости зарядо - чувствительного усилителя с частотой, пропорциональной величине поступающего с фотодатчика сигнала, и анализа разности оставшегося напряжения на емкости зарядо - чувствительного усилителя АЦП.

Выходной сигнал ФЭУ, в общем случае, представляет собой набор дискретных импульсов тока, средняя амплитуда которых I равняется:

$$I = \frac{M * e}{\tau_{0.5}} = \frac{q}{\tau_{0.5}}$$

где M - коэффициент внутреннего усиления ФЭУ; e - заряд электрона, $\tau_{0.5}$ - средняя длительность импульса тока ФЭУ на полувывоте; q - заряд, индуцируемый на выходе ФЭУ одним электроном. Внутренний коэффициент усиления ФЭУ $M \approx \sigma^n$; где σ - среднее число вторичных электронов, выбиваемых одним первичным и попадающих на следующий диод.

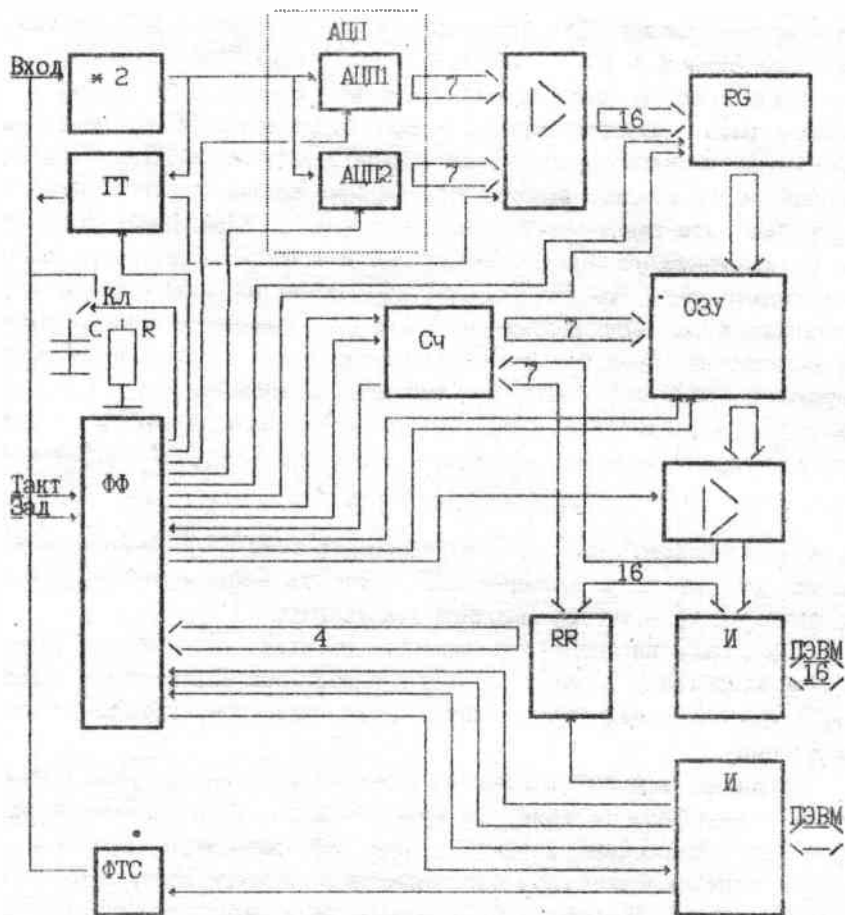


Рис. 6. Функциональная схема АИП:

АЦП1, АЦП2 - шестизрядные АЦП, ГТ - генератор тока, RG - буферный регистр, Сч - счетчик, ОЗУ - оперативное запоминающее устройство, ФФ - формирователь фаз, Кл - ключ, RR - регистр режима, И - интерфейс, ФТС - формирователь тест - сигнала.

а n – число диодов ФЭУ. Для реальных ФЭУ $M = 10^5 + 10^6$ и тогда, при $\tau_{0.5} = 2\text{нс}$ и $I \approx 10^{-6} + 10^{-2}\text{А}$, $q = 10^{-14} + 10^{-13}\text{Кл}$. [10].

Таким образом, если использовать ФЭУ с $M \approx 10^7$ и входной емкостью зарядо – чувствительного усилителя, равной 50пФ , то на выходе зарядо-чувствительного усилителя каждый электрон, выбитый с катода и попавший на диоды, вызовет приращение выходного напряжения порядка 20мВ , что равняется 2 единицам младшего разряда АЦП. Напряжение на конденсаторе анализируется АЦП и компаратором, управляющим генератором тока. При возрастании напряжения на конденсаторе выше выбранного порогового напряжения ($0.5U_{\text{max}}$) генератор тока вычитает с конденсатора заряд Q_1 , равный $Q_1 = 0.5U_{\text{max}} * C$ (U_{max} – максимальное напряжение, измеряемое АЦП; C – величина входной емкости зарядочувствительного усилителя). Значение выходного сигнала ФЭУ Q_1 за временной интервал Δt можно определить, используя следующее выражение:

$$Q_1 = nQ_1 + UC - I_y \Delta t,$$

где n – количество срабатываний генератора тока за временной интервал Δt ; U – разность значений АЦП (разность напряжений) в моменты времени t_0 и $t_0 + \Delta t$; I_y – входной ток усилителя.

Чем больше интенсивность входного сигнала, тем чаще срабатывает генератор тока. То есть наряду с аналоговым кодированием амплитуды входного сигнала производится и его частотное (временное) преобразование.

Преимуществом данного метода является возможность работы измерителя в диапазоне от единичных квантов света до максимальной загрузки ФЭУ. Точностные характеристики преобразователя при больших уровнях сигнала в основном определяются точностью генератора тока, поэтому в алгоритме работы АЦП предусмотрена калибровка измерительного тракта. Используя прецизионный тестовый аналоговый сигнал, определяется точное значение величины тока, вычитаемого генератором. При последующих измерениях восстановление формы входного сигнала обеспечивается с учетом значений, полученных при тестировании. Восстановление формы сигнала в зоне, где СОР представляет собой отдельные группы многофотонных импульсов в рассматриваемом преобразователе (в отличие от традиционных методов), не вызывает значительной сложности. При анализе СОР в зоне одноэлектронных импульсов сравнимым с уровнем сигнала становится фон ФЭУ. Поэтому в этой зоне для повышения точности необходимо усреднение сигналов по нескольким реализациям.

Следует также учитывать, что процесс усиления в фотоприемнике имеет статистический характер. При этом импульс заряда Q образуется интегрированием импульса тока фотоприемника. Поскольку при одном и том же заряде форма огибающей импульса тока может быть различной, дисперсия значений зарядов импульсов несколько меньше дисперсии амплитуд тока одноэлектронных импульсов [11], что тоже позволяет расширить динамический диапазон измеряемого сигнала. Отличительной особенностью зарядо - чувствительных усилителей является использование во входных каскадах полевых транзисторов для повышения входного сопротивления и достижения низкого уровня шума входного каскада [12], что обеспечивает возможность измерения слабых сигналов и позволяет, в определенных условиях, пренебречь влиянием входного сопротивления зарядо - чувствительного усилителя на результаты измерений.

Обычно максимальный выходной сигнал ФЭУ, определяющий диапазон линейности преобразования оптического сигнала в электрический, лежит в пределах $3 + 10 \text{ nA}$ [13,14]. Исходя из этого, генератор тока должен обладать возможностью вычитать ток в пределах $6 - 20 \text{ nA}$, в зависимости от типа использованного ФЭУ. Время работы генератора тока должно быть в два раза меньше времени дискретизации АЦП, тогда за время дискретизации успеет произойти вычитание заряда и измерение оставшегося на емкости напряжения АЦП.

Зарядо - чувствительный усилитель выполнен на микросхеме "Корвет", имеющей граничную частоту 150 МГц , скорость нарастания выходного сигнала 250 В/мкс , входное сопротивление более 50 кОм . Для устойчивой работы АЦП при апертуре 60 пс и диапазоне входного сигнала $\pm 2 \text{ В}$ скорость нарастания последнего не должна превышать 260 В/мкс . Так как входная емкость АЦП не превышает 30 пФ , то микросхема "Корвет" полностью удовлетворяет требованиям к зарядо - чувствительному усилителю (большое входное сопротивление) и буферному усилителю микросхем АЦП (большая скорость нарастания, большая граничная частота, достаточная нагрузочная способность). Выходное сопротивление усилителя за счет отрицательной обратной связи уменьшается в $1/(K + 1)$ раз (K - коэффициент усиления, β - коэффициент обратной связи) и не выше 200 м до частоты 50 МГц , что вполне достаточно для устранения влияния переходных процессов на входе АЦП, связанных с возрастанием входных токов компараторов АЦП в момент стробирования.

В качестве АЦП применены микросхемы 11071В5 - шестиразрядные

параллельные АЦП. Микросхемы 1107ПВБ позволяют дискретизировать сигнал с частотой до 100МГц. АЦП состоит из четырех микросхем 1107ПВБ. Микросхемы АЦП, объединенные в две группы по две, образуют два семиразрядных АЦП, что позволяет повысить точность квантования входного сигнала и быстродействие. По сравнению с микросхемами 1107ПВЗ у данных микросхем расширен диапазон входных частот до 40МГц. Основные характеристики микросхемы 1107ПВБ приведены в [15, 16, 17].

Буферный регистр (БРГ), счетчик адреса (СА), формирователь фаз (ФФ) выполнены на микросхемах 1500 серии, регистр режима – на микросхемах 531 серии, интерфейс – на трех микросхемах 580ВА86, ОЗУ – на 8 – ми микросхемах статических запоминающих устройств 1500РУ073, что обеспечивает получение 127 выборок сигнала по трассе зондирования.

АЦП работает следующим образом. Тактовые импульсы стробируют генератор тока (ГТ) и при превышении напряжения на входном конденсаторе С 1В включается ГТ и вычитает с конденсатора заряд, пропорциональный длительности тактового импульса (3,33нс) и заданной амплитуде тока (6мА). Как только сигнал задержки, разрешающий запись информации, станет равен лог. "0", ФФ начнет формировать тактовые импульсы для микросхем АЦП, РГ, Сч, ОЗУ. Логика работы ФФ определяется сигналами интерфейса и кодом регистра режима, записанным ЭВМ. По каждому тактовому импульсу происходит стробирование ГТ и микросхем АЦП, занесение информации с компаратора, определяющего состояние ГТ и микросхем АЦП, в RR, смена адреса Сч и запись информации в ОЗУ. Причем по четному такту происходит стробирование первого семиразрядного АЦП, по нечетному – второго. При заполнении ОЗУ (переполнение Сч) происходит блокировка ФФ и АЦП формирует сигнал "требования прерывания" ЭВМ, сигнализирующий об окончании цикла записи информации. ЭВМ, получив сигнал требования прерывания, заносит в RR код режима считывания и теперь по командам ЭВМ (режим программного обмена) информация из ОЗУ переписывается в ЭВМ. При каждом обращении к ОЗУ меняется состояние Сч и при переполнении Сч АЦП формирует сигнал "требования прерывания" ЭВМ, сигнализирующий теперь об окончании цикла считывания информации. Объем оперативной памяти, используемый АЦП для записи и чтения, определяется кодом, записанным в Сч из ЭВМ.

В АЦП возможен и стандартный метод преобразования входного

сигнала. Для этого по команде ЭВМ выключается ГТ и входной конденсатор заменяется на резистор нагрузки с помощью реле Кл. АЦП позволяет работать и в режиме накопления сигнала.

Задавая с ЭВМ режим тестирования, по форме преобразованного тест - сигнала можно определить коэффициенты передачи усилителей, работоспособность микросхем АЦП, коммутатора, ОС. Изменяя программно величину задержек, можно определить истинность генерируемых тактовых импульсов и сигнала задержки, значение генерируемого ГТ тока. Задавая через интерфейс и регистр режима различные режимы работы ФФ, определяется работоспособность RR и ФФ. Схема АЦП построена таким образом, что после считывания информация в ОЗУ не теряется и возможно повторное считывание как всего массива, так и отдельных точек массива. Данный режим определяется доступностью адресного счетчика ОЗУ, RR, ФФ ЭВМ.

При необходимости возможно тестирование ОЗУ. При этом производится запись произвольного массива в ОЗУ, считывание записанной информации и сравнение в ЭВМ посланного и принятого массивов. Аналогичным образом проверяется работоспособность интерфейса.

5. Оптическое тестирующее устройство (ОТУ).

Для повышения надежности и достоверности получаемых результатов в конфигурацию ЛС введено ОТУ, позволяющее при неработающих лазерах произвести имитацию СОР по нескольким длинам волн. В данном устройстве по алгоритмам, задаваемым ЭВМ, формируется длительность, амплитуда и длительность спада основного излучаемого сигнала, а также амплитуда, длительность и длительность спада двух дополнительных сигналов. Диапазон изменения амплитуд ОТУ - 56дБ, диапазон изменения длительностей от 300нс до 100мкс с шагом 100нс для основного сигнала и от 100нс до 300нс с шагом 300нс с точностью не хуже 100пс для дополнительных каналов. Наличие такого ОТУ позволяет провести тестирование ЛС совместно с оптической системой лидача. Функциональная схема ОТУ приведена на рис.7.

ОТУ работает следующим образом. По команде ЭВМ из высокостабильной кварцевой последовательности, сформированной Г, формируется запускающий импульс на ФА1. По этому импульсу формируется передний фронт тестирующего сигнала, амплитуда которого через 10 - разрядный цифро - аналоговый преобразователь (ЦАП) задается ЭВМ. Спад, а следовательно, и длительность этого импульса также задается ЭВМ. Функциональная схема ФА1 приведена на рис.8.

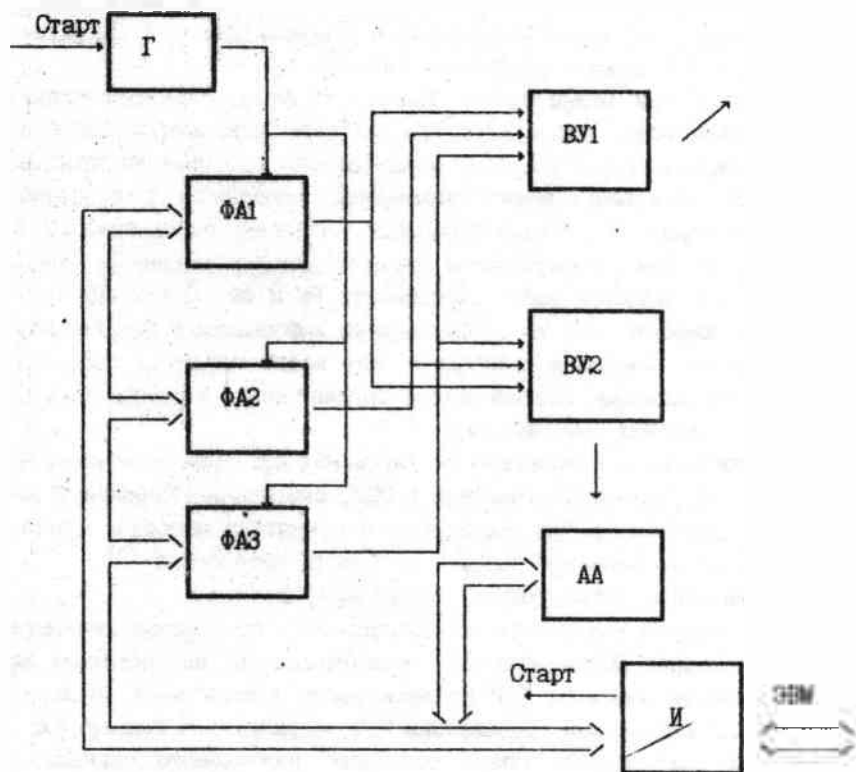


Рис.7. Функциональная схема ОТУ:

Г - задающий генератор, ФА1, ФА2, ФА3 - амплитудные формирователи, ВУ1, ВУ2 - выходные устройства, И - интерфейс, АА - анализатор амплитуд.

Через заданный ЭВМ промежуток времени относительно основного импульса с дискретностью 50нс запускается ФА2, формирующий первый дополнительный тестирующий импульс, амплитуда и спад которого задаются ЭВМ. Функциональная схема ФА2 приведена на рис.9.

Через заданный ЭВМ относительно первого дополнительного импульса промежуток времени с таким же шагом запускается ФА3, формирующий второй дополнительный тестирующий импульс. Работа ФА3 анало-

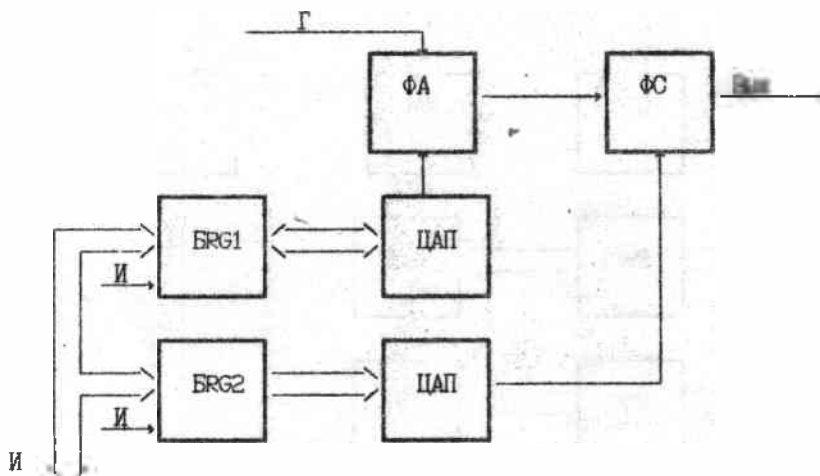


Рис. 8. Функциональная схема основного амплитудного формирователя:

ФА - амплитудный формирователь, ЦАП - цифро - аналоговый преобразователь, BRG1, BRG2 - буферные регистры, ФС - формирователь спада.

гична работе ФА2.

ВУ1 суммирует сигналы с трех ФА и преобразовывает их в оптические. Применение в качестве выходных каскадов, управляющих оптическими преобразователями, прецизионных генераторов тока со следящей обратной связью позволило повысить точность, а также устранить нелинейность преобразования. ВУ2 работает аналогичным образом.

ВУ2 совместно с двенадцатиразрядным амплитудным анализатором измеряет выходную оптическую энергию и передает ее в ЭВМ. По результатам анализа возможна или корректировка результатов тестирования, или, на следующем цикле, корректировка задаваемых тестирующих воздействий. Интерфейс обеспечивает связь узлов тестирующего устройства с ЭВМ.

ФА1 состоит из ФА, собранного на прецизионном генераторе тока. По запускающему импульсу током ЦАП, значение которого определяется кодом, записанным в буферный регистр (BRG) из ЭВМ, разряжается запоминающая емкость ФА. Амплитуда выходного импульса U определяется

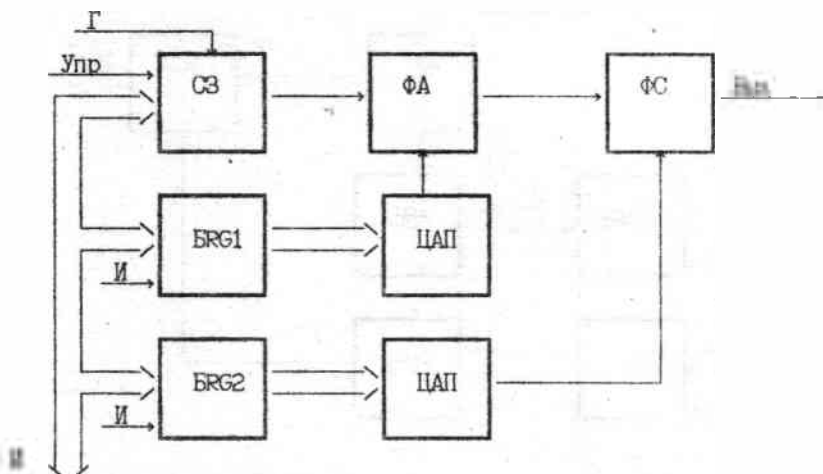


Рис. 9. Функциональная схема дополнительного амплитудного формирователя:

СЗ - счетчики задержки, ФА - амплитудный формирователь, ЦАП - цифро-аналоговый преобразователь, БРГ1, БРГ2 - буферные регистры, ФС - формирователь спада.

выражением: $U = I \cdot t \cdot C$. Где I - ток ЦАП, t - временной интервал разряда емкости, равный 50нс. Тогда при максимальном токе ЦАП амплитуда выходного импульса будет равняться 5В при дискретности перестройки амплитуды 5мВ. По окончании заряда емкости включается формирователь спада (ФС), заряжая запоминающую емкость ФА до первоначального значения. Время заряда T определяется выражением: $T = UC / I_1$. Где U - напряжение, до которого была заряжена запоминающая емкость C , I_1 - ток, сформированный ЦАП из кода, записанного в БРГ2.

Аналоговая часть ФА2 и ФА3 выполнена по типу аналоговой части ФА1. Отличие заключается только в значениях зарядного и разрядного токов. Кроме того, в ФА2 и ФА3 входят программируемые двенадцати-разрядные счетчики задержек (СЗ).

6. Дешифратор блока (ДБ).

Модульный принцип организации современных ЭВМ позволяет подключать измерительную аппаратуру через соответствующий интерфейс

При разработке интерфейса нужно рассматривать три уровня проблемы. Первый уровень – технические и аппаратные средства (электронные схемы) ЭВМ и измерителя. На данном уровне рассматриваются разрядность стыкуемых шин, временные диаграммы обмена информацией, уровни сигналов. Второй уровень определяет порядок функционирования (адресное пространство, методы адресации, набор регистров данных и состояния). Третий уровень – уровень программного обеспечения (ПО), разделяющийся на системное ПО и прикладное ПО. Прикладное ПО позволяет реализовать всевозможные алгоритмы управления внешними устройствами и обработки данных. Создание автоматизированных систем управления обычно включает разработку аппаратных средств, обеспечивающих обмен информацией между ЭВМ и экспериментальной установкой, и разработку ПО.

В настоящее время выпускаются разнообразные персональные и персонально – профессиональные ЭВМ различных классов и направлений. Наиболее распространенными классами машин, применяемых у нас, являются машины семейства ЕС1840 и "Электроника ИЦ", отличающиеся типом используемой шины и применяемым системным ПО. Учитывая распространенность ПЭВМ, разработаны две схемы ЛБ, позволяющие работать как с первым, так и со вторым семействами машин.

Анализ существующих методик соединения ЭВМ с измерительной аппаратурой позволяет выделить два направления разработки интерфейсов: или разработка полного интерфейса на измерительном устройстве, что достаточно удобно при небольшом количестве измерительных устройств; или разработка промежуточного (блочного) и дополнительных к нему интерфейсов на измерительных устройствах (например КАМАК, МЭК – 625, ВЕКТОР).

Применение как первого, так и второго методов привело бы к неоправданному росту объемов, занимаемых каждым измерителем. Перед нами стояла задача максимально минимизировать приборный интерфейс и снизить потребляемую им мощность. В результате предложена новая внутриблочная магистраль и на ее основе разработан унифицированный интерфейс для узлов и блока в целом.

Внутриблочная магистраль состоит из 16 двунаправленных линий данных, 16 линий выбора устройств, 4 линий, управляющих записью данных, 4 линий, управляющих чтением данных, 4 линий вызова прерываний, линии выбора направления передачи данных и линии первоначального сброса узлов блока. Одна линия предназначена для син-

хронизации скорости обмена информацией между узлами блока и ЭВМ. Кроме того, зарезервированы 32 линии для дополнительных межузловых соединений.

Применение разработанной магистрали позволило свести объем узлового интерфейса до двух микросхем при работе с байтовой информацией или трех микросхем при работе с 16 - разрядными словами, полностью сохранив идеологию обмена ЭВМ с внешними устройствами. В отличие от КАМАКа предложенная магистраль не требует предварительного программирования ДБ. Узлы блока доступны ЭВМ аналогично ее устройствам ввода - вывода.

ДБ для машин класса "Электроника ИЦ" построен на основе микросхем 588 и 580 серий, для машин класса ЕС1840 - 580 серии с использованием небольшого количества микросхем серии 1533. В обеих модификациях производится частичная дешифрация адресной шины ЭВМ, формирование дополнительных (по сравнению с существующими в канале ЭВМ сигналами) сигналов и трансляция сигналов по шине данных. Выбор адресного пространства, к которому обращается ЭВМ, осуществляется аппаратно и определяется типом используемой машины. Для машин класса "Электроника ИЦ" - в области внешних устройств, и тогда обращение к узлам блока осуществляется как к ячейкам ОЗУ, лежащим в нижней области памяти (обычно нижние 4 килобайта). Для машин класса ЕС1840 (или ИВМ) - в области свободных внешних устройств. Связь между ДБ и ЭВМ осуществляется с помощью 32-проводного 120-омного шлейфа. С целью повышения помехоустойчивости согласующие резисторы запитаны от источника питания ЭВМ. Работа ДБ проводилась совместно с рядом машин, от "Электроника - 60" до "Headstart III".

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов В.И., Малевич И.А., Чайковский А.П. Многофункциональные лидарные системы. - Мн.: Университетское, 1986. - 286с.
2. Чернявский А.Ф., Бекетов С.В., Поталов А.В. Статистические методы анализа случайных сигналов в ядерно - физическом эксперименте. - М.: Атомиздат, 1974. - 352с.
3. Малевич И.А., Чернявский А.Ф. Синхронизация импульсного генератора с задержанной обратной связью на частоте 1ГГц. // ПТЭ, 1972. - №5 - С.130 - 133.
4. Кондратюк В.В., Малевич И.А. Синхронизация внешним периодическим

- сигналом импульсных колебательных систем рециркуляционного типа // Вестн. БГУ. Сер 1. - 1979. - №1. - С.17 - 24.
5. Воробьев В.И. Оптическая локация для радиоинженеров / Под ред. проф. В.И.Васильева. - М.: Радио и связь, 1983. - 176с.
6. Гельман М.М., Степанов Б.М., Филинов В.Н. Дискретные преобразования моноимпульсных электрических сигналов. - М.: Атомиздат, 1975. - 176с.
7. Волькенштейн А.А., Гаванин В.А. Фотометрические характеристики вакуумных фотоэлементов при освещении импульсными лампами // Светотехника. - 1961. - №2. - С.12 - 18.
8. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. -Л.: Энергоатомиздат. Ленингр.отд-ние, 1988. -304с.
9. Алексеенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС. - М.: Радио и связь, 1981. - 224с.
10. Гулаков И.Р., Холондырев С.В. Метод счета фотонов в оптико - физических измерениях. - Мн.: Университетское, 1989. - 256с.
11. Матвеев В.В., Хазанов Б.И. Приборы для измерения ионизирующих излучений. - М.: Атомиздат, 1972. - 696с.
12. Хорвиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. - М.: Мир, 1983. - Т.1. - 598с ; Т.2. - 590с.
13. Одноэлектронные фотоприемники / С.С.Ветохин, И.Р.Гулаков, А.Н.Перцев и др. - М.: Атомиздат, 1979. - 192с.
14. Расчет фотоэлектрических цепей / С.Ф.Корндорф, А.М.Дубиновский, Н.С.Мурова, и др. / Под ред. С.Ф.Корндорфа. - М.: Энергия, 1967. - 200с.
15. Рекомендации по применению мс 1107ЛВБ. ЦУНТ.87.1000.1379.
16. Технические условия БКО.348.754 - 02ТУ.
17. Быстродействующие микросхемы АЦП и ЦАП / А.-И.К.Марцинкявичюс, Э.-А.К.Багданскис, Р.Л.Пошняс и др. / Под ред. Марцинкявичюса А.-И.К., Багданскиса Э.-А.К. - М.: Радио и связь, 1988. - 224с.