

# Логарифмический преобразователь амплитуды импульсов фотозлектронного умножителя в код.

Дарьян Ара В., Долганов Сергей А.

## ВВЕДЕНИЕ

При проведении амплитудных измерений с помощью сцинтилляционных детекторов требуется преобразование импульсов, поступающих от ФЭУ, в цифровой код для возможности дальнейшего его ввода в ЭВМ. Большой динамический диапазон, требуемый в таких случаях ( $10^4$  и более), приводит к необходимости компрессирования сигнала, т.е. сжатия его динамического диапазона. Эффективное сжатие можно получить с помощью логарифмических амплитудно-цифровых преобразователей (АЦП), у которых выходной код пропорционален логарифму амплитуды входного импульса. Логарифмическое компрессирование целесообразно применять в измерительных системах, т.к. относительная ошибка квантования в этом случае постоянна во всем динамическом диапазоне.

В сцинтилляционных и черенковских детекторах широкое распространение получили логарифмические АЦП, работающие на принципе ударного LC контура, т.е. использующие экспоненциальный закон затухания колебаний в линейном LC контуре после его возбуждения импульсом от ФЭУ. Возможность применения подобных АЦП обоснована в работе [1] и подтверждена при применении их на ряде экспериментальных установок, в том числе "Макет Ани" и "Гамма".

Принцип действия АЦП с ударным контуром достаточно прост.

Однако для надежной и точной работы необходимо обеспечить линейность колебательного контура, т.е. исключить влияние цепей на контур. Одной из особенностей рассматриваемых АЦП является то, что выходной цифровой сигнал формируется в виде последовательности импульсов с частотой, равной частоте собственных колебаний контура. Это создает опасность возникновения паразитной обратной связи из цепи выходного сигнала во входную цепь. Влияние такой обратной связи не исследовалось ранее, однако оно может существенно сказываться на работе АЦП, если не принять особых мер по развязке входных и выходных цепей.

В настоящей работе дано теоретическое исследование аналого-цифрового преобразования, осуществляемого по принципу ударного контура, рассмотрено влияние различных факторов на точность АЦП и описан один из вариантов схемотехнической реализации логарифмического АЦП, разработанный для применения в установке "АНИ" с учетом особенностей условий работы в данной установке. Данный АЦП отличается от описанных ранее [2,3] тем, что шаг квантования при использовании одного и того же контура, в данном АЦП вдвое меньше, т.е. обеспечивается вдвое большая точность.

## 1. Структурная схема и принцип действия.

Логарифмические аналого-цифровые преобразователи строятся по структурной схеме, представленной на рис. 1.1.

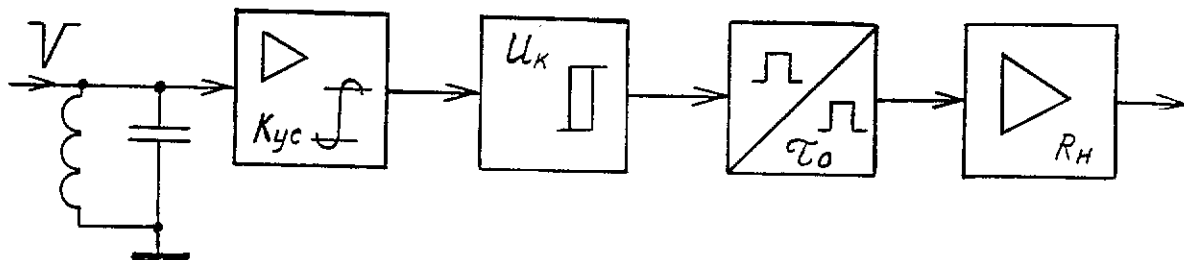


Рис. 1.1

Входной импульс возбуждает в LC контуре затухающие колебания с начальной амплитудой  $U_m$  (см. рис. 1.2)

Если длительность импульса  $\tau_u \ll T$ , где  $T$ —период колебаний контура, то можно считать, что начальная амплитуда  $U_m$  пропорциональна площади импульса. Затухающие колебания контура усиливаются усилителем-ограничителем и подаются на пороговый элемент, который преобразует колебания с амплитудой, превышающей порог  $U_k$  в импульсы. Если в качестве порогового элемента использовать компаратор без гистерезиса, то на выходе его будут формироваться импульсы, как показано на рис. 1.2. В следующем блоке импульсы преобразуются в импульсы стандартной формы и длительности  $\tau$  и далее подаются на усилитель, согласующий АЦП с нагрузкой. Уровень ограничения первого усилителя по его выходу должен быть выше порогового напряжения  $U_k$ . Уровень  $U_0$  сравнения, указанный на рис. 1.2. приведен ко входу усилителя, т. е.

$$U_0 = U_k / K_{yc}$$

где  $K_{yc}$  - коэффициент усиления усилителя по малому сигналу, т.е. без ограничения (в линейном режиме).

Амплитуда затухающих колебаний  $U$  во времени меняется по закону

$$U(t) = U_m e^{-\alpha t}, \quad \alpha = R/2L = \omega_0/2Q,$$

где  $\alpha$  - затухание,  $L$  - индуктивность,  $R$  - сопротивление потерь,  $Q$  - добротность, а  $\omega_0$  - угловая частота собственных колебаний контура.

Время  $t$  затухания контура до уровня  $U_0$  определяется из соотношения

$$U_m e^{-\alpha t} = U_0, \quad \text{т.е.}$$

$$t = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{U_m}{U_0}.$$

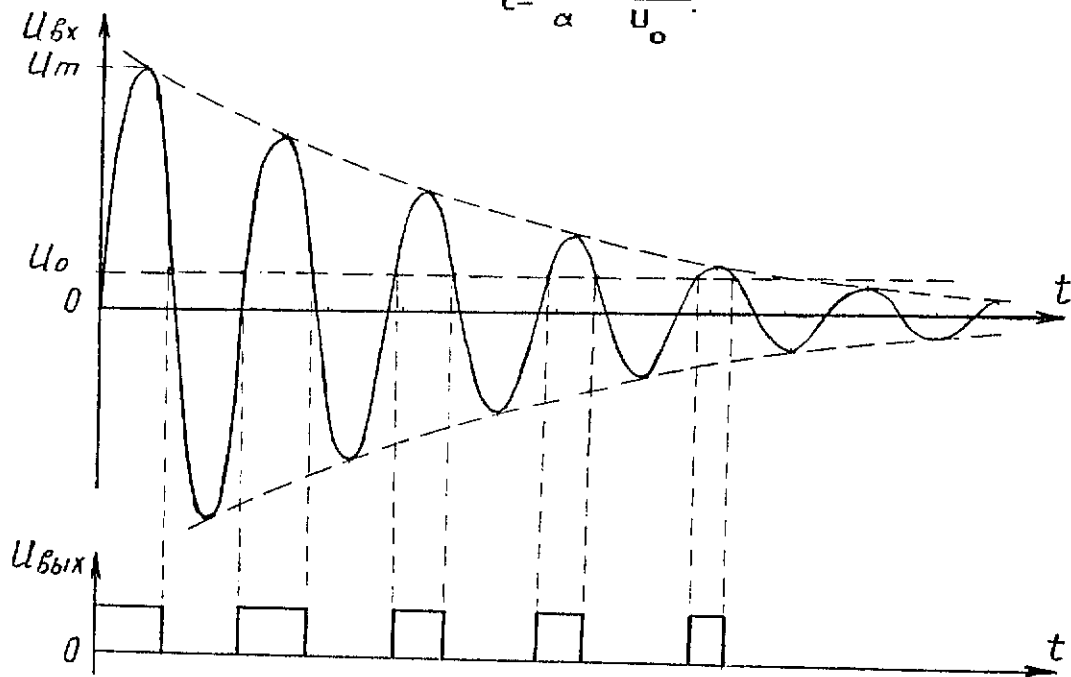


Рис. 1.2

Число  $K$  импульсов, сформированных за время  $t$  равно

$$K = \left[ \frac{t}{T} \right],$$

где  $T$  — период колебаний контура, а квадратные скобки означают целую часть числа. В дальнейшем квадратные скобки опускаем.

С учетом всех введенных обозначений для числа сформированных импульсов  $K$ , т.е. кода, получаем

$$K = \frac{1}{d} \ln(U_m/U_0), \quad (1.1)$$

где  $d = \alpha T$  — декремент контура.

Соотношение (1.1) является характеристикой АЦП.

В конечном итоге детектор используется для определения числа частиц  $\nu$ , попавших в сцинтиллятор. Если считать характеристику сцинтиллятора с ФЭУ линейной, т.е.  $U_m = \eta \nu$ , где  $\eta$  — коэффициент пропорциональности, то можно записать характеристику детектора в виде

$$K = \frac{1}{d} \ln \frac{\eta \nu}{U_0}.$$

Коэффициент  $\eta$  зависит от эффективности сцинтиллятора и чувствительности ФЭУ, которые непосредственному измерению не поддаются. Измеряется обычно код  $K_1$ , соответствующий одной частице, т.е.  $\nu = 1$ . Из (1.2) получаем:

$$K_1 = \frac{1}{d} \ln \frac{\eta}{U_0},$$

после чего для характеристики детектора можем записать

$$\nu = e^{d(K-K_1)} \quad (1.3)$$

Итак, число частиц определяется по формуле (1.3) на основании полученного от АЦП кода  $K$ . Константы  $d$  и  $K_1$

определяются заранее. На практике  $K_1$  определяется по одночастичному спектру, а  $d$  калибруется на стенде и уточняется по наклону одночастичного спектра.

Относительная погрешность квантования  $\Delta U/U$  (дискретизации по уровню) равна относительному изменению амплитуды затухающих колебаний за период, т.е. приводящему к изменению кода на единицу. Из формулы (1.1) можно вывести зависимость  $\Delta U/U$  от декремента

$$\frac{\Delta U}{U} = e^d - 1.$$

Мы на практике выбираем декремент таким образом, чтобы изменение входной амплитуды в 10 раз приводило к изменению кода на 23. Из формулы (1.1) получаем, что при этом декремент  $d \approx 0.1001$ , а относительная погрешность квантования  $\sim 10,53\%$ . Это означает, что изменение кода на единицу приводит к изменению амплитуды в 1.1053 раза.

Если обозначить изменение кода, приводящее к десятикратному изменению амплитуды через  $K_{10}$ , то из (1.1) получим, что  $K_{10} = (\ln 10)/d$ , откуда  $d = (\ln 10)/K_{10}$ . Подставляя полученное выражение в (1.1), получим следующее аналитическое выражение для характеристики АЦП:

$$K = K_{10} \lg \left( \frac{U_m}{U_0} \right) \quad (1.4)$$

Графически данная характеристика изображена на рис. 1.3. Здесь прямая линия соответствует формуле (1.4), а ступенчатая линия отражает реальную характеристику с учетом того, что число импульсов выражается целым числом, т.е. в формуле (1.4) необходимо брать целую часть логарифма.

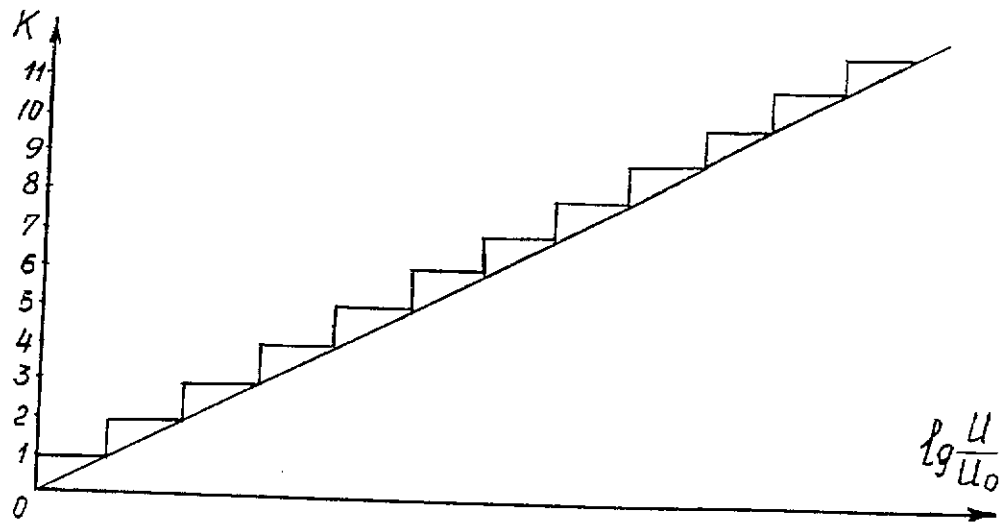


рис. 1.3

## 2. Погрешности идеального АЦП.

Характеристика идеального АЦП описывается формулой (1.4), куда входят параметры  $K_{10}$  и  $U_0$ , которые необходимо задавать или измерять заранее. Естественно, что погрешность в определении указанных параметров приводит к погрешности в работе АЦП. Поскольку в конечном счете АЦП используется для определения числа частиц  $\nu$ , то для анализа погрешностей, возникающих из-за неточного определения параметров АЦП, воспользуемся формулой (1.3), т.е. характеристикой детектора. Данная формула содержит два параметра — декремент  $d$  и код, соответствующий одной частице  $K_1$ . Таким образом, погрешность в определении числа частиц  $\delta\nu$  складывается из двух погрешностей — погрешности, обусловленной погрешностью определения  $K_1$  и погрешностью, обусловленной погрешностью определения декремента.

Из формулы (1.3) легко получить выражение для относительных погрешностей, обусловленных каждой из указанных выше причин.

Учитывая, что

$$\left(\frac{\delta\nu}{\nu}\right)_{K_1} = \frac{\partial \ln \nu}{\partial K_1} \delta K_1 ; \quad \left(\frac{\delta\nu}{\nu}\right)_d = \frac{\partial \ln \nu}{\partial d} \delta d,$$

получаем:

$$\left(\frac{\delta\nu}{\nu}\right)_{K_1} = -d \delta K_1, \quad (2.1)$$

$$\left(\frac{\delta\nu}{\nu}\right)_d = (K - K_1) \delta d \quad (2.2)$$

Чтобы оценить точность, необходимую на практике при определении  $K_1$  и  $d$ , потребуем, чтобы погрешность, обусловленная каждым из указанных факторов, не превышала 10%. Тогда из формул (2.1) и (2.2) получим следующие оценки допустимых относительных погрешностей для  $K_1$  и  $d$ :

$$\frac{\delta K_1}{K_1} = 20\% \quad \frac{\delta d}{d} = 1\% \quad (2.3)$$

Данные оценки получены для значений  $d = 0.1$ ;  $K_1 = 5$ ; максимальный код  $K_{\max} = 100$ .

Таким образом, при определении кода, соответствующего одной частице, т. е. при определении положения максимума одночастичного спектра требуемая точность невелика, тогда как декремент  $d$  необходимо определять довольно точно. Последнее связано с тем, что относительная погрешность (2.2) линейно растет с кодом  $K$  и для получения требуемой точности при больших кодах необходима высокая точность в определении  $d$ .



На стенде декремент определяется следующим образом. Определяются коды, соответствующие начальным амплитудам  $U_1$  и  $U_2$  колебаний на контуре. Разность кодов  $\Delta K$  связана с отношением измеренных амплитуд  $U_1$  и  $U_2$  и декрементом соотношением, вытекающим из (1.1).

$$d = \frac{\ln U_1 / U_2}{\Delta K} \quad (2.4)$$

Используя формулу (2.4), можно оценить максимально допустимую погрешность определения отношения напряжений или разности кодов исходя из того, чтобы относительная погрешность определения декремента не превышала 1%.

В частности, при  $d = 0.1$  для относительной погрешности определения  $\Delta K$  получаем оценку

$$\frac{\delta(\Delta K)}{\Delta K} = 1\%,$$

а для относительной погрешности определения  $U_1/U_2 = \mu$  получаем формулу.

$$\frac{\delta\mu}{\mu} = 0.01\Delta K$$

из которой следует, что целесообразно при определении декремента брать по возможности большее отношение напряжений, т.е. большую разность кодов.

Таким образом, при определении декремента как разность кодов, так и отношение напряжений требуется определять с достаточно высокой точностью. Заметим, что все приведенные оценки допустимой погрешности завышены, так как всегда в формировании общей погрешности участвует одновременно все факторы.

### 3. Влияние обратных связей на характеристику АЦП.

Характеристика реального АЦП может отличаться от линейной идеальной характеристики, изображенной на рис 1.3. Причиной такого отличия является нелинейность контура т.е. зависимость затухания от амплитуды колебания. Нелинейность может возникнуть как из-за нелинейности входных цепей усилителя, так и из-за паразитных обратных связей (ОС). Первая причина может быть устранена надлежащим выбором входных каскадов усилителя. Обратные же связи обусловлены конструктивными особенностями АЦП и всего детектора. Они трудно устранимы и контролируемы. Поэтому необходимо дать качественную картину влияния ОС на линейность АЦП, а также указать способы обнаружения ОС с целью их устранения.

В рассмотренном АЦП, с ударным контуром на входе, сигнал формируется не в виде двоичного кода, а в виде пачки импульсов, число которых в пачке и есть код. Такой АЦП по существу является нелинейным усилителем с резонансным контуром на входе. Известно [4], что затухание контура в усилителе определяется не только его свойствами, но и коэффициентом обратной связи. А именно,

$$\alpha = \alpha_k (1 - \beta K), \quad (3.1)$$

где  $\alpha_k$  - собственное затухание контура,  $\beta$  - коэффициент обратной связи, а  $K$  - сквозной коэффициент усиления АЦП.

Естественно, что на затухание контура - влияют те обратные связи, которые охватывают контур. Учитывая структурную схему АЦП, можно сказать, что затухание обусловлено наводками с выходов всех каскадов на вход усилителя и предшествующие ему цепи. Таким образом, обратная связь многопетлевая. Для простоты

будем учитывать только наводки от выходных цепей, которые по существу вносят основной вклад в паразитную обратную связь.

Пусть  $U_{oc}$  - амплитуда первой гармоники сигнала, наводимого на вход,  $U_{вых}$  - амплитуда первой гармоники выходного сигнала, а  $U$  - амплитуда звона, т.е. входного сигнала. Тогда

$$\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}}, \quad K = \frac{U_{вых}}{U}$$

Подставляя эти выражения в (3.1), получим зависимость затухания от амплитуды входного сигнала:

$$\alpha(U) = \alpha_k \left[ 1 - \frac{U_{oc}}{U} \right] \quad (3.2)$$

Заметим, что  $U_{oc}$  зависит от выходного сигнала, который имеет постоянную амплитуду, так что  $U_{oc} = const$ . Амплитуда же входного сигнала  $U$  меняется в процессе затухания свободных колебаний контура, чем и обусловлено изменение затухания.

В квазилинейном приближении затухающие колебания с изменяющимся затуханием можно описать через изменение амплитуды в виде

$$U = U_m e^{-\alpha(U)t},$$

где  $U_m$  - начальная амплитуда колебаний в контуре. Искомая зависимость амплитуды  $U$  от времени удовлетворяет дифференциальному уравнению

$$\frac{dU}{dt} \left[ \frac{1}{U} + \alpha_k \frac{U_{oc}}{U^2} t \right] + \alpha_k \left[ 1 - \frac{U_{oc}}{U} \right] = 0, \quad (3.3)$$

которое при  $U_{oc} = 0$  дает известный экспоненциальный закон убывания амплитуды.

Исследование уравнения (3.3) показало, что при малых значениях  $U_{oc}$  затухание монотонно меняется со временем, т.е. по мере убывания амплитуды. При достаточно больших амплитудах затухание мало отличается от собственного затухания контура. Вследствие этого характеристика АЦП становится нелинейной в области малых амплитуд (кодов), а при больших амплитудах представляет собой прямую с наклоном, соответствующим собственному затуханию контура, но смещенную относительно идеальной характеристики. Описанные закономерности изображены графически на рис. 3.1. Здесь изображена идеальная характеристика АЦП в виде прямой с наклоном  $\text{tg}\alpha = K_{10}$ , исходящей из точки 0, что соответствует  $U = U_0$ , а также характеристики, искаженные наличием обратной связи — соответственно положительной и отрицательной. Данный результат позволяет дать косвенный способ обнаружения и оценки паразитных ОС.

А именно, если при больших кодах измеренная характеристика представляет собой прямую то можно сделать вывод, что обратная связь достаточно слаба. По наклону характеристики можно определить затухание контура. Для уточнения характера и величины обратной связи необходимо измерить порог, приведенный ко входу, по формуле

$$U_0 = U_k / K_{yc}$$

и сравнить его с "кажущимся" порогом, который находится экстраполяцией характеристики АЦП в область малых кодов (см. рис. 3.1).

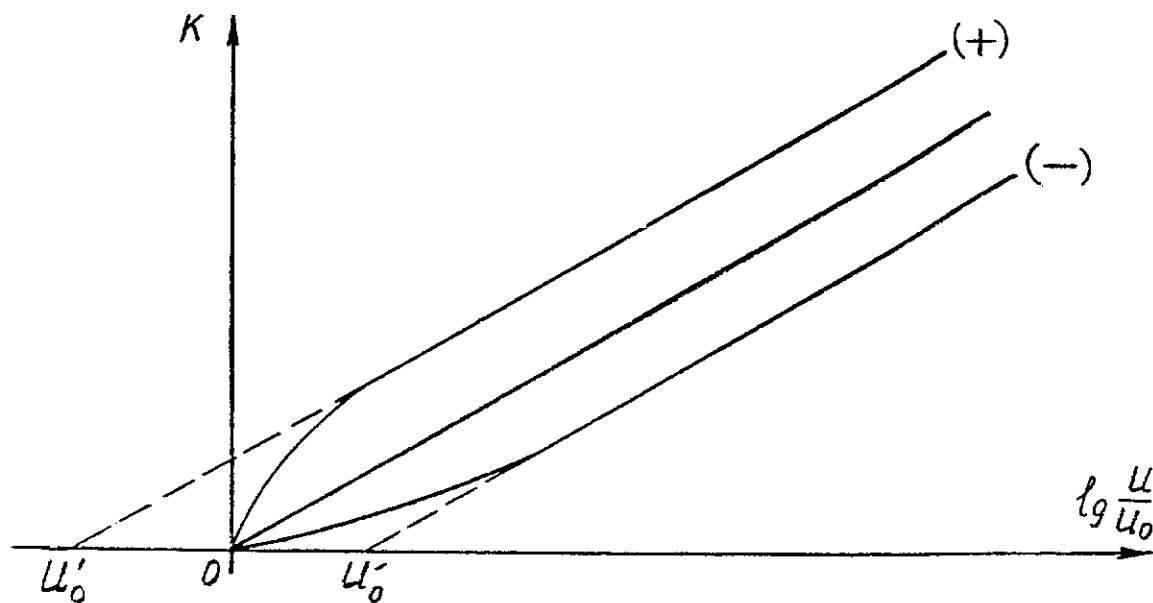


Рис. 3.1.

Указанный метод контроля работы АЦП позволяет оценить качество конструктивного исполнения АЦП и детекторной головки.

#### 4. Электрическая схема АЦП с двойной точностью.

В разделе 1 выведена характеристика АЦП и получена связь между параметрами АЦП и затуханием контура. В частности, получено значение декремента  $d = 0.1$ , при котором шаг квантования получается равным 10%. Этому декременту соответствует  $K_{10} = 23$ . Данные значения получены исходя из того, что при декременте  $d = 0.1$  амплитуда каждого последующего

положительного полупериода меньше предыдущего на 10%. Все ранее разработанные АЦП работают используя это свойство колебательного контура. Однако есть возможность вдвое уменьшить шаг квантования, если контролировать уменьшение амплитуды как положительного так и отрицательного полупериода. Очевидно, что если амплитуда каждого последующего положительного полупериода меньше на 10%, то амплитуда каждого отрицательного полупериода меньше предыдущего положительного приблизительно на 5%. Таким образом, используя тот же контур, можно вдвое точнее квантовать импульсный сигнал. На рис. 4.1 приведена электрическая схема АЦП с двойной точностью, разработанного для использования в сцинтилляционных детекторах. Для того, чтобы данный АЦП был совместим с аппаратурой, использующей обычный АЦП, частота выходных импульсов совпадает с частотой контура, а информация, удваивающая точность, содержится в последнем импульсе, а именно, если число полупериодов, превышающих порог четно, то выходной сигнал не отличается от сигнала, получаемого от аналогичного обычного АЦП. Если же число полупериодов нечетно, то последний импульс формируется с большей длительностью, и это означает, что последний полупериод по модулю превышающий порог, был отрицательный. Данная ситуация поясняется на рис. 4.2. Как достигается подобная кодировка сигнала, будет видно из описания работы схемы. Таким образом, в данном АЦП осуществляется счет полупериодов, превышающих порог по абсолютной величине и следовательно, при том же декременте контура  $d = 0.1$  дает шаг квантования  $\sim 5\%$ .

Первые два каскада в схеме АЦП (рис. 4.1) представляют собой усилители-ограничители на операционных усилителях DA1 и DA2 типа K544УД2. Эти два каскада предназначены для усиления затухающих колебаний контура L1, C1. Коэффициент усиления

ранее  
ство  
шить  
как  
чт  
иода  
иода  
аким  
вать  
кема  
я в  
был  
тота  
ция,  
а  
то  
от  
но,  
это  
ог,  
к  
ния  
чет  
и  
шаг  
яют  
и  
ния  
ния

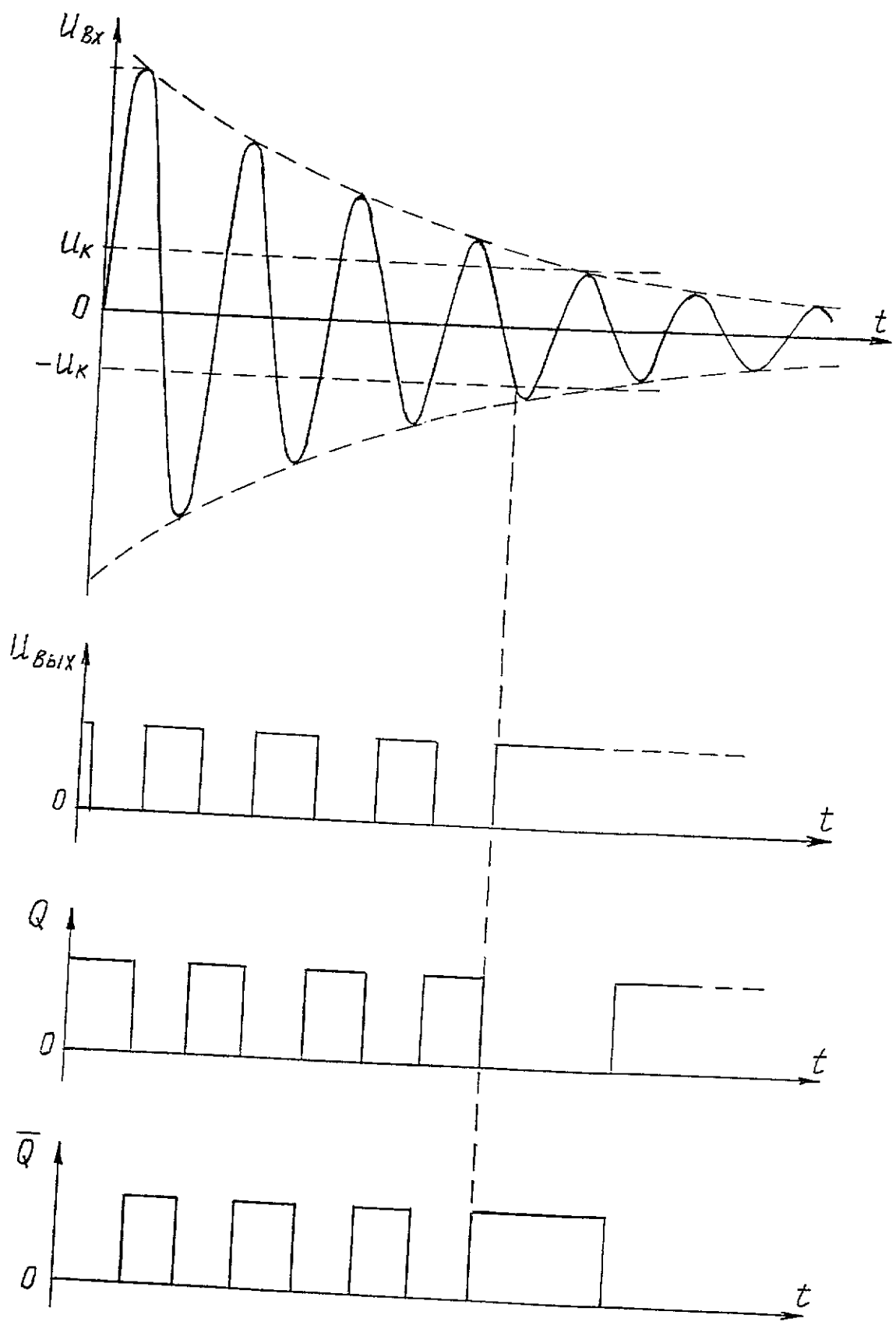


Рис. 4.2

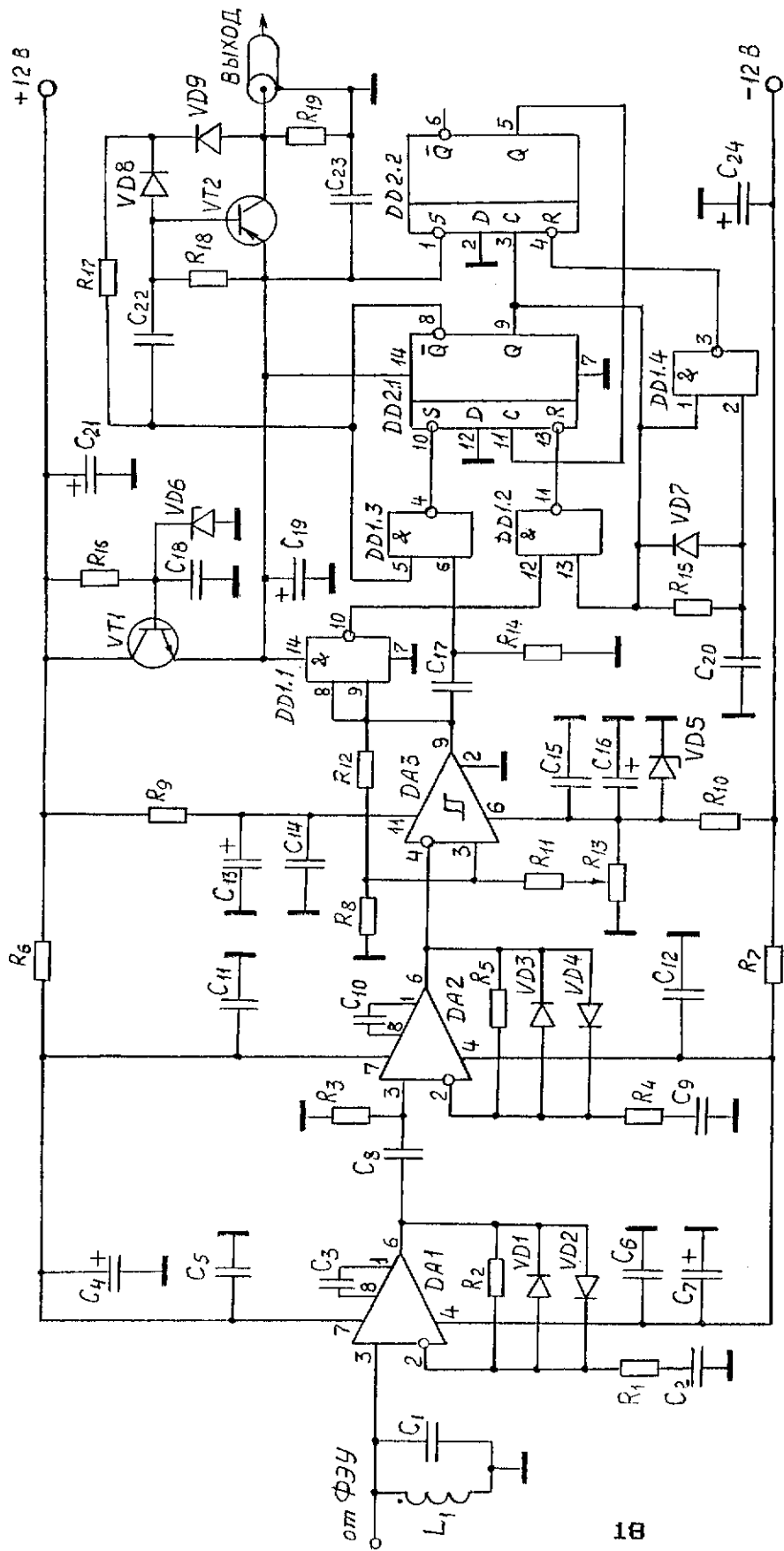


Рис. 4.1



$K_{ус} = 200$ . Усиленные колебания подаются на компаратор DA3 типа К554СА2, работающий в режиме с гистерезисом. Ширина гистерезиса определяется сопротивлением обратной связи R12, а положение характеристики компаратора определяется элементами R8 R11 R12 R13. Указанные элементы подобраны так, чтобы обеспечить симметричную относительно нуля переходную характеристику компаратора, как показано на рис. 4.2. Таким образом, компаратор переходит в состояние "1", если сигнал на входе становится меньше - 60 мВ и соответственно в состояние "0", если сигнал на входе превышает + 60 мВ. Выход компаратора соединен со входом T' цифровой логической схемы, состоящей из элементов DD1 и DD2. Элементы DD1.3, DD1.2 и DD2.1 образуют R'S' - триггер, срабатывающий по положительным фронтам. Элемент DD1.1 совместно с цепочкой R14 C17, объединяет входы триггера в один вход T', который работает следующим образом:

- а) положительный перепад по входу T' перебрасывает триггер DD2.1 в состояние "0";
- б) отрицательный перепад по входу T' перебрасывает триггер DD2.1 в состояние "1";

На выходной эмиттерный повторитель сигнал подается с выхода  $\bar{Q}$  триггера DD2.1. Таким образом, при четном числе полупериодов схема работает обычным образом, т.е. формирует импульсы в соответствии с выходным сигналом компаратора. Если же число полупериодов нечетно (рис. 4.2), то последний перепад, получаемый с компаратора, положительный и триггер DD2.1 "залипает" в состоянии "0". Для возвращения триггера в состояние "1" предназначен одновибратор собранный на логических элементах DD1.4 и DD2.2. Этот одновибратор возвращает триггер DD2.1 в состояние "1" по истечении времени  $\tau$  после перехода триггера в состояние "0".

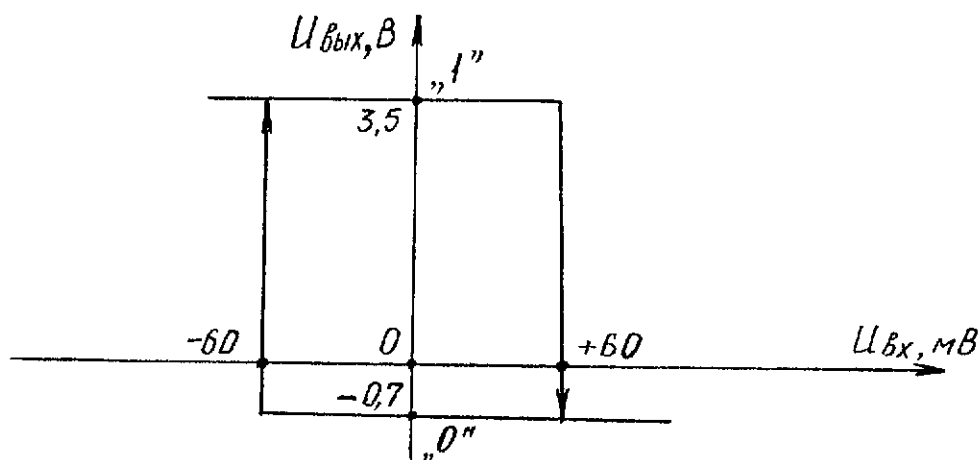


Рис. 4.3.

Элементы R15, C20 подобраны так, что  $\tau \approx 2$  мкс. Таким образом, при нечетном числе полупериодов последний импульс в пачке имеет длительность, превышающую длительность предыдущих импульсов. Если двойная точность не требуется, то можно установить  $\tau = 0.5$  мкс и АЦП становится полностью совместимым с аппаратурой, использующей обычный АЦП.

Для питания АЦП требуется источник стабилизированного напряжения  $\pm 12$ В, обеспечивающий ток 100 мА. Напряжение питания +5В, необходимое для работы логической схемы АЦП, формируется стабилизатором, собранным на элементах VT1 и VD6.

Данный АЦП может использоваться для преобразования в код импульсных сигналов длительностью менее 300 нс и в диапазоне амплитуд от 0.3 мВ до 9В. Выходной сигнал представляет собой последовательность импульсов длительностью 0.5 мкс, частотой следования 1 МГц и амплитудой 3.5В. Максимальное число импульсов в пачке  $K_{\text{max}} \geq 103$ .