

ЛИТЕРАТУРА

1. EUR 4100e. CAMAC. A Modular Instrumentation System for Data Handling. ESONE Committee, 1969.
2. А. Ю. Гусев, В. Н. Дьяконов, А. С. Зензин, И. В. Меркулов, В. Н. Окунишников, Г. М. Собстель, А. А. Франчук, В. П. Шевченко. Программно-управляемые модули для построения анализатора частотной стабильности генераторов.— «Автометрия», 1975, № 4.
3. А. Ю. Гусев, В. Н. Дьяконов, В. Н. Окунишников, Г. М. Собстель, А. А. Франчук, В. П. Шевченко. Аппаратурная реализация устройства для получения оценки частотной стабильности ОКГ.— В кн.: Прикладной анализ случайных сигналов. Новосибирск, Изд. ИАЭ СО АН СССР, 1973.

Поступила в редакцию 23 июля 1974 г.

УДК 681.142.621

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Ю. В. ШАЛАГИНОВ

(Новосибирск)

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ КОРРЕКТИРУЮЩИЙСЯ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АЦП С ЗАПОМИНАНИЕМ СИГНАЛА ЛИНИЕЙ ЗАДЕРЖКИ

Задачи машинной обработки цифровых данных о быстропротекающих процессах требуют создания быстродействующих и сравнительно точных АЦП. Так, например, при исследованиях физики взрыва или плазмы, при обработке телевизионных и радиолокационных сигналов требуется обеспечить быстродействие АЦП порядка 10^7 преобразований в секунду сигналов с полосой $3 \div 5$ МГц при допустимой погрешности преобразования около 1%.

Достигнутые результаты в построении параллельно-последовательных АЦП [1—4] (особенно их разновидности — конвейерных АЦП [5]) и в исследовании неравномерно следящих АЦП [6, 7] показывают, что создание прибора с приведенными выше техническими характеристиками может быть осуществлено путем использования одного из методов, положенных в основу этих типов АЦП. Неравномерно-слеящие АЦП могут обеспечить несколько более высокую точность преобразования, чем параллельно-последовательные, их целесообразно строить с числом разрядов $8 \div 10$ при быстродействии до 10^7 преобразований в секунду. Однако допустимая скорость изменения входного сигнала у этих АЦП в $5 \div 10$ раз меньше, чем у параллельно-последовательных (естественно, при одинаковой элементной базе и эквивалентном объеме оборудования этих приборов). Поэтому приборы для преобразования широкополосных сигналов с произвольной формой частотной характеристики пока предпочтительнее строить по методу параллельно-последовательного уравнивания.

Одной из важных задач при аналого-цифровом преобразовании быстроизменяющихся сигналов является снижение динамической погрешности, вызываемой изменением входного сигнала во время преобразования.

Широкоизвестным способом уменьшения динамических погрешностей является использование устройств выборки и хранения входного сигнала. Однако устройства выборки и хранения для требуемой полосы сигнала являются довольно сложными устройствами, и применение их существенно увеличивает объем оборудования (эти устройства могут

составлять до 20—30% оборудования АЦП). Другой способ снижения динамических погрешностей, исследованный меньше, хотя он и предложен давно, основан на запоминании преобразуемого сигнала линиями задержки (ЛЗ) [1, 2]. Однако поскольку практически трудно обеспечить синхронизацию работы АЦП в соответствии с величиной задержки ЛЗ, этот способ недостаточно эффективен при быстроизменяющихся входных сигналах. Поэтому разработчики АЦП чаще идут на применение устройств выборки и хранения, несмотря на увеличение объема оборудования (так устройства [3, 4] предназначены для работы с устройствами выборки и хранения). Даже в конвейерных АЦП ЛЗ выполняются иногда в виде цепочки устройств выборки и хранения [5].

В связи с этим была поставлена задача исследования возможности создания простого АЦП с запоминанием сигнала линиями задержки, обеспечивающего малые динамические погрешности. Такая возможность возникает при использовании в АЦП коррекции ошибки. Известные методы коррекции, например, предлагаемые в [8, 9], могут быть применены для устранения ошибок при преобразовании сравнительно медленноизменяющихся сигналов.

В настоящей работе осуществлен выбор структурной схемы корректирующегося АЦП с запоминанием сигнала линией задержки, рассматриваются особенности его работы и описываются его наиболее интересные узлы.

Рассмотрим один из путей осуществления коррекции динамической погрешности на примере двухступенчатого параллельно-последовательного АЦП. На рис. 1 изображена диаграмма процесса преобразования. Функциональная схема приведена на рис. 2. АЦП содержит следующие узлы: буферный усилитель (БУ), I набор пороговых элементов (НПЭ-I), кодер с цифроаналоговым преобразователем (К-ЦАП), линию задержки (ЛЗ), преобразователь напряжение — ток (ПНТ), II набор пороговых элементов (НПЭ-II), вычитающий счетчик-регистр (Сч-Рг), кодер второго набора пороговых элементов (К), устройство управления (УУ).

НПЭ-I преобразует входную величину в унитарный код. По команде «Опрос-I» этот унитарный код фиксируется в выходных триггерах НПЭ-I (команда «Опрос-I» соответствует моменту времени t_1 на рис. 1).

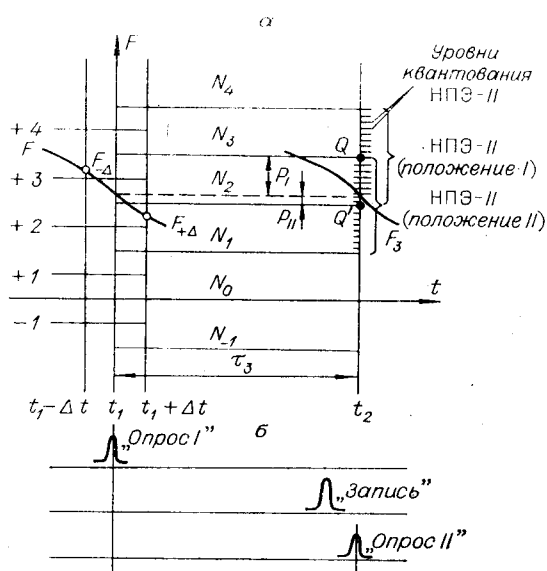


Рис. 1.

Устройство К-ЦАП формирует из унитарного кода 5 старших разрядов выходного кода, которые фиксируются в Сч-Рг по команде «Запись» (см. рис. 1, б). На выходе (А) К-ЦАП формируется компенсационный ток $I_{кв}$. Этот ток поступает на вход НПЭ-II в точку суммирования (С). Сюда же через линию задержки и ПНТ (с задержкой τ , см. рис. 1, а) поступает ток $I_{вх}$, пропорциональный входной величине. В момент действия импульса «Опрос-II» (момент t_2) унитарный код на выходе НПЭ-II, пропорциональный разности токов на входе НПЭ-II, фиксируется в выходных триггерах НПЭ-II и с помощью кодера (К) фор-

мируются 3 младших разряда выходного кода. В том случае, если кодирование на первом такте выполнено с ошибкой, то на втором такте осуществляется ее исправление. Если разность измеряемого и компенсационного токов положительна, изменение кода старших разрядов в Сч-Рг не производится. Сложение кода младших разрядов с выхода К с кодом старших разрядов осуществляется совмещением всех этих разрядов в одно двоичное слово. Если же разность измеряемого и компенсационного токов отрицательна, производится вычитание из содержимого Сч-Рг «1», а код младших разрядов преобразуется в дополнительный.

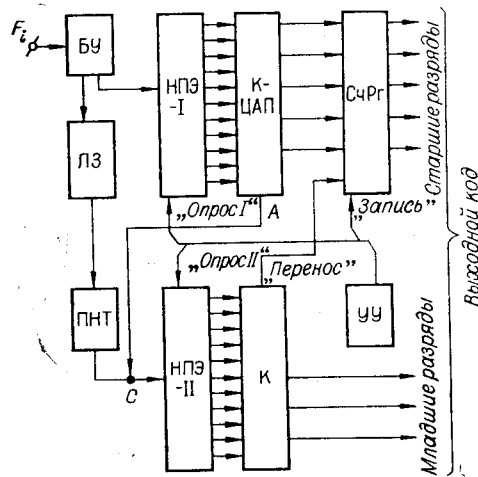


Рис. 2.

Использование однонаправленного счетчика Сч-Рг (без реверса) упрощает реализацию прибора, но имеет следствием возможность исправления ошибок только одного знака. Для исправления ошибок обоих знаков уровни квантования НАЭ-I в разрабатываемом приборе сдвинуты на полкванта старшего набора, как это показано на рис. 1, а.

На диаграмме рис. 1, а цифрами $\dots -1, +1, +2, +3, +4 \dots$ обозначены уровни квантования. Этим уровням соответствуют $\dots N_{-1}, N_0, N_1, N_2, N_3, N_4 \dots$ — компенсационные величины, генерируемые цифроаналоговым преобразователем. Диапазон квантования компараторов второй ступени НАЭ-II перекрывает 2 кванта старшего набора пороговых элементов (в АЦП без коррекции этот диапазон перекрывает 1 квант), а его середина совпадает с серединой квантов I ступени.

Момент квантования II ступени t_2 , к которому привязывается результат измерения (отсчет), должен отстоять от момента времени t_1 на время, равное времени задержки $\tau_3 = t_2 - t_1$.

При выполнении этого условия оба НАЭ будут оценивать входной сигнал, относящийся к одному и тому же моменту времени. Однако практически это условие не выполняется, и момент t_1 оказывается сдвинутым относительно своего номинального положения на какую-то величину $\pm \Delta t$. (Сдвигается момент t_1 , поскольку привязка отсчета осуществляется к моменту t_2) При этом $t_2 - t_1 = \tau_3 \pm \Delta t$.

Возникающая по этой причине динамическая ошибка исправляется. Так, например, если при преобразовании сигнала (см. рис. 1, а) дискретизация произошла в момент $t_1 - \Delta t$, то компенсационная величина примет значение N_3 (НАЭ-II устанавливается в положение I). Разность между значением входной величины в момент t_2 и компенсационной величиной N_3 получается со знаком «—» (на рис. 1, а эта разность обозначена через P_I). Она вычитается из результата квантования НАЭ-I. Если же квантование первой ступени осуществляется в момент $t_1 + \Delta t$, компенсационная величина принимает значение N_2 (НАЭ-II в положении II). Разность между значением F в момент t_2 и компенсационной величиной N_2 получается положительной (на рис. 1, а эта разность обозначена через P_{II}) и прибавляется к результату I ступени. При принятом диапазоне квантования НАЭ-II могут исключаться ошибки величиной в $\pm 1/2$ кванта I ступени.

Рассмотрим динамические погрешности описываемого АЦП несколько более подробно. Очевидно, что в нем, как и во всех других ти-

пах АЦП, будут иметь место динамические погрешности, возникающие за счет амплитудных и фазовых искажений измеряемого сигнала в линейных узлах АЦП. Уменьшения этой погрешности можно достигнуть за счет расширения полосы пропускания линейных звеньев АЦП и сдвига момента датировки отсчета.

Несколько иначе обстоит дело с апертурной погрешностью. В соответствии с механизмом действия АЦП, по нашему мнению, следует различать два вида такой погрешности. Первый — погрешность в устройствах одновременного действия, приборах считывания. Характерным примером такой погрешности является погрешность из-за конечности и неточности привязки импульса опроса в НПЭ, конечности фронта импульса, переводящего устройство выборки и хранения в режим хранения. Назовем этот вид погрешности апертурной погрешностью первого вида.

Второй вид погрешности возникает в устройствах последовательного действия (уравновешивания). Ярким примером приборов подобного действия является АЦП поразрядного уравновешивания без устройства выборки и хранения. У такого АЦП все время измерения будет являться апертурным временем. Этот вид погрешности назовем апертурной погрешностью второго вида. У приборов поразрядного совпадения (уравновешивания) значение апертурной погрешности второго вида зависит не только от скорости изменения сигнала, но и от его значения.

Максимальное значение апертурной погрешности второго вида, возникающей при квантовании на каждом i -м такте аналого-цифрового преобразования, кроме последнего, определяется выражением

$$\Delta_{\max II}^i = F' (\Delta t_{\text{согл}} + \Delta t_{\text{лз}} + \Delta t_y + \Delta t_a),$$

где $\Delta t_{\text{согл}}$ — неточность в согласовании в аналоговой и цифровой частях АЦП; $\Delta t_{\text{лз}}$ — нестабильность линии задержки; Δt_y — нестабильность временного интервала между управляющими импульсами; Δt_a — апертурное время НПЭ.

Однако $\Delta_{\max II}^i$ не может быть больше диапазона квантования данной ступени.

Максимальное значение $\Delta_{\max II}^e$ для всего прибора может достигать значения суммы всех $\sum_i \Delta_{\max II}^i$, получаемых на каждом такте, хотя на практике получение такого значения маловероятно.

В описываемом приборе линии задержки используются для уменьшения апертурного времени, а коррекция — для исключения остаточных апертурных погрешностей второго вида. Апертурную погрешность первого вида можно уменьшить лишь путем совершенствования узлов прибора, увеличивая их быстродействие.

Обсудим теперь основные факторы, определяющие выбор структурной схемы и числа ступеней АЦП. Для этого сопоставим объем оборудования 8-разрядных двухступенчатого и трехступенчатого конвейерных АЦП. Следует заметить, что структурные схемы АЦП с линиями задержки параллельно-последовательного и конвейерного АЦП в двухступенчатом варианте практически совпадают (при большем числе ступеней это не наблюдается). Основным отличием конвейерного АЦП от параллельно-последовательного в этом случае является возможность одновременного опроса компараторов I и II ступени.

Трехступенчатый конвейерный АЦП должен содержать следующие устройства: три набора пороговых элементов (НПЭ) с общим числом пороговых элементов 29 (например, с таким распределением по ступеням: I ступень — 15 пороговых элементов, II, III ступени — 7; целесообразность наличия на первой ступени большого числа элементов будет показана ниже), три кодера, два счетчика регистра, два ЦАП, два

усилителя — согласователя сигналов с линиями задержки (или НПЭ, как в описанном АЦП), две линии задержки. В двухступенчатом АЦП число пороговых элементов увеличивается до 46 (31 — в I ступени и 15 — во II), а остальных устройств требуется по одному меньше, чем в трехступенчатом, хотя некоторые элементы усложняются (например, кодер).

В целом по объему оборудования эти два варианта приблизительно равны. Основным преимуществом двухступенчатого АЦП перед трехступенчатым является то, что в нем сигнал в измерительном тракте необходимо задерживать всего на один такт, в то время как в трехступенчатом — на два такта. Известно, что, чем больше величина задержки сигнала в линии задержки, тем большим искажениям он подвергается. В то же время искажения сигнала в линии задержки описанный АЦП не корректирует. Поэтому для построения АЦП с принятым способом уменьшения динамической погрешности более приемлема двухступенчатая схема.

Теперь остается обосновать распределение компараторов по ступеням. Здесь необходимо учитывать следующее: чтобы получить большее быстродействие (меньшее время затухания переходных процессов) в ступени, следует иметь меньшее число компараторов. Ко II ступени АЦП предъявляются более жесткие требования по быстродействию, чем к первой. Это связано с тем, что линейная часть первого набора компараторов в одноканальном АЦП такого типа работает практически в следящем режиме и время переходного процесса в ней в общее время преобразования не входит (естественно, при ограниченной полосе входного сигнала). Время же переходного процесса во II ступени непосредственно входит во время преобразования. Поэтому в данном АЦП целесообразно иметь на I ступени 32 уровня квантования, а на II—16.

Коротко остановимся на некоторых вопросах реализации АЦП. Прибор построен на высокочастотных транзисторах (в основном КТ316) и микросхемах серии 138. В качестве буферного усилителя применен инвертирующий усилитель с входным сопротивлением 2,2 кОм.

Для задержки сигналов в измерительном тракте использована серийная линия задержки с полосой пропускания до 20 МГц. Такая же линия использована и в цепях формирования управляющих импульсов. Преобразователь напряжение — ток использует основную идею перераспределения тока от образцового генератора между двумя выходами, что и [10]. Однако полоса пропускания и точность этого ПНТ выше, чем у описанного в [10]. Основной особенностью узла К-ЦАП является то, что кодирование выполняют те же самые элементы, которые производят коммутацию компенсационных токов. Этим достигается экономия оборудования.

Наборы пороговых элементов выполнены на дифференциальных каскадах с предусилителями на входах. Они идентичны и отличаются только числом дифференциальных каскадов. Упрощенная принципиальная схема НПЭ-II приведена на рис. 3 (не показаны элементы, задающие потенциалы, обозначенные на этой схеме). Предусилитель построен по каскадной схеме. В качестве первого каскада в нем применена интегральная микросхема 1НТ591Д. Токи через транзисторы каскадного усилителя в режиме покоя (при нулевом входном сигнале) выбраны в соответствии с равенством (см. рис. 3) $I_{21} = I_{22} = 1,5I_1$. Благодаря этому при перегрузках на входе микросхемы транзисторы второго каскада остаются в линейном режиме. Каскады ДУ1-1 ÷ ДУ8-1 служат для оценки положительных сигналов на входе НПЭ-II, ДУ1-2 ÷ ДУ8-2 — отрицательных.

Одним из важных моментов построения АЦП является организация записи унитарного кода на выходах НПЭ в триггеры, поскольку от этого зависит апертурное время АЦП. В качестве триггеров использо-

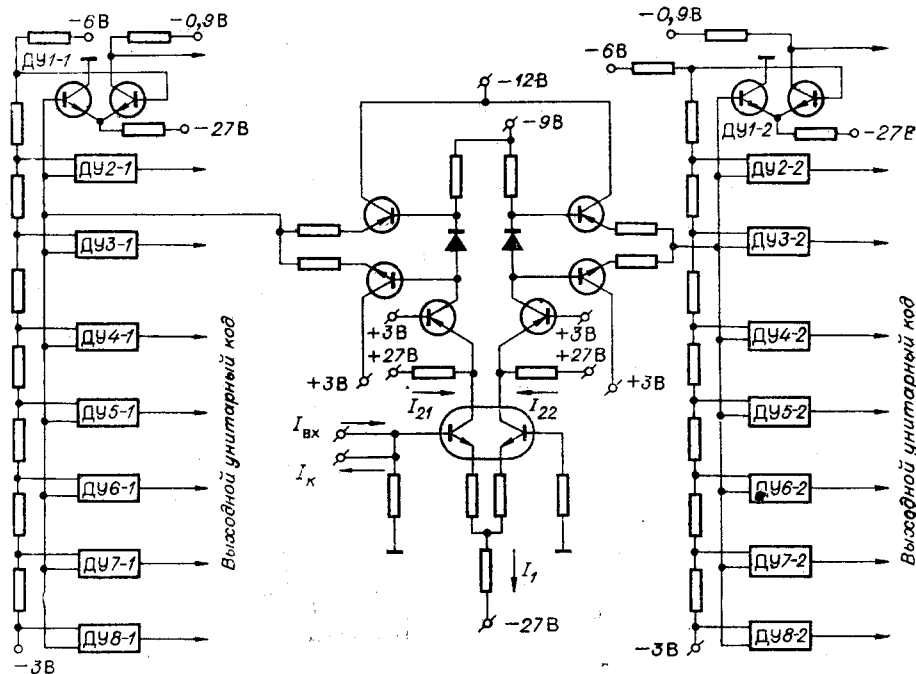


Рис. 3.

ваны Д-триггеры серии 138 (1ТР382), которые подключаются непосредственно к выходам ДУ. Запись информации в эти триггеры осуществляется по заднему фронту управляющего импульса. Апертурное время такого триггера составляет доли наносекунды. Благодаря малому апертурному времени триггера удается получить небольшое значение апертурного времени наборов компараторов. Апертурное время НПЭ-I и НПЭ-II может быть оценено в 0,7 нс. Время, равное сумме $\Delta t_{\text{согл}} + \Delta t_{\text{лз}} + \Delta t_{\text{г}}$ при использовании в измерительном тракте в цепях управления между ступенями однотипных широкополосных линий задержки, удастся получить не более 1 нс. Тогда апертурное время, приводящее к появлению апертурной погрешности второго вида, составляет около 1,7 нс. При полосе входного сигнала в 3 МГц это может вызвать появление динамической ошибки около ± 45 мВ. Цепи коррекции АЦП позволяют исправлять ошибки в ± 80 мВ (при кванте 1 ступени 160 мВ). Поскольку значение допустимых ошибок, которые могут быть скорректированы, превышает апертурную погрешность второго вида, в АЦП возможно исправление и других погрешностей, в частности статической погрешности, вносимой НПЭ-I. Поэтому в таком АЦП НПЭ-I может быть более простым в реализации и настройке, чем в АЦП без коррекции.

Таким образом, применение линий задержки в сочетании с цифровой коррекцией позволяет существенно уменьшить динамическую ошибку. Использование одной лишь цифровой коррекции без линии задержки позволило бы иметь удовлетворительную погрешность на частотах не более 100 кГц.

В заключение приведем технические характеристики параллельно-последовательного АЦП: число разрядов 8, быстродействие 10^7 преобразований в секунду, статическая погрешность $\pm 0,5\%$ $U_{\text{к}} \pm 1$ квант, динамический диапазон $\pm 2,5$ В; апертурное время 0,7 нс (апертурная погрешность второго вида исключается для сигналов с полосой до 3 МГц).

ЛИТЕРАТУРА

1. Шиндлер. Использование новейших полупроводниковых схем в сверхбыстродействующем цифровом СВЧ-преобразователе.— «Электроника», 1963, № 35.
2. М. Е. Овчарук. Наносекундный преобразователь напряжения — код.— В кн.: Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи. Вып. 2. Киев, 1969. (Труды семинара).
3. В. А. Беломестных, А. Н. Касперович. Аналого-цифровой преобразователь повышенного быстродействия.— «Автометрия», 1973, № 3.
4. В. Н. Вьюхин. Параллельно-последовательный аналого-цифровой преобразователь наносекундного диапазона.— «Автометрия», 1973, № 3.
5. В. А. Беломестных, В. Н. Вьюхин, А. Н. Касперович, Н. В. Литвинов, В. И. Солоненко. Конвейерный аналого-цифровой преобразователь.— «Автометрия», 1975, № 1.
6. А. Н. Касперович, Ю. В. Шалагинов. Об одном принципе построения быстродействующей системы аналого-цифрового преобразования с адаптивной дискретизацией.— «Автометрия», 1972, № 2.
7. К. В. Сафронова, В. П. Сафронов, В. М. Шлядин. Адаптивные следящие аналого-цифровые преобразователи.— «Информационно-измерительная техника». Вып. 5. Пенза, 1971. (Ученые записки).
8. T. C. Verster. A Method to Increase the Accuracy of Fast — Serial — Parallel Analog — to — Digital Converters.— "IEEE Trans. on Electronic Comput.", 1964, № 4.
9. В. В. Островерхов. Коррекция динамических погрешностей при аналого-цифровом преобразовании.— «Труды ВНИЭП». Л., 1970, № 6.
10. Ю. В. Шалагинов. Быстродействующий преобразователь «напряжение — ток».— В кн.: Системы сбора и первичной обработки измерительной информации. Новосибирск, Изд. ИАЭ СО АН СССР, 1973.

Поступила в редакцию 18 декабря 1974 г.

УДК 681.335

А. Х. МУРСАЕВ, В. Б. СМОЛОВ, Е. П. УГРЮМОВ

(Ленинград)

ПРЕЦИЗИОННОЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕЕ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОЕ МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО

Время-импульсные устройства (ВИУ) с усреднением потоков широтно-модулированных импульсов отличаются простотой и высокой точностью, однако их быстродействие ограничено наличием фильтров низких частот, полоса пропускания которых определяется частотой коммутации ключей; частота коммутации ограничивается требуемой статической точностью и типом используемых ключей. До последнего времени применялись главным образом переключатели напряжения, которым в режиме формирования площади импульса свойственна погрешность порядка 0,1% до частоты повторения импульсов около 10 кГц, что ограничивает полосу пропускания ВИУ (по уровню статической погрешности) единицами герц [1, 2].

В данной статье на примере множително-делительного устройства (МДУ) показано, что при использовании токовых переключателей можно строить прецизионные ВИУ, работающие при частоте коммутации в несколько мегагерц и имеющие полосу пропускания в единицы килогерц.

МДУ построено по традиционной замкнутой схеме (рис. 1). Здесь МЭ — множителный элемент, входами которого являются напряжение U