

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

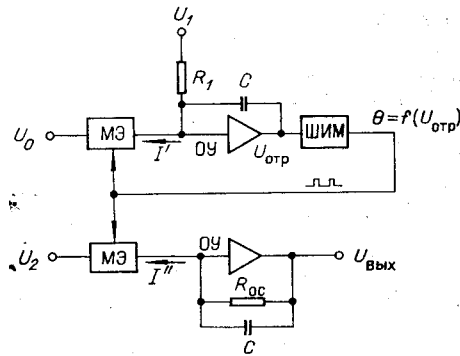


Рис. 1.

и широтно-модулированный сигнал θ , а выходом — ток, среднее значение которого

$$I = kU\theta,$$

где $\theta = \tau/T$ — относительная длительность импульсов ШИМ-сигнала, T — период повторения импульсов, а τ — длительность импульсов. Через k обозначен коэффициент пропорциональности, имеющий размерность проводимости.

Широтно-импульсный модулятор преобразует усиленное среднее значение напряжения на входе операционного усилителя (ОУ) в ШИМ-сигнал. Конденсаторы в цепях обратной связи ОУ обеспечивают подавление пульсаций токов, поступающих на вход ОУ.

Считая входные зажимы операционных усилителей потенциально заземленными, а МЭ идентичными, легко получить, что

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{ос}} U_1 U_2}{R_1 U_0}.$$

Главной особенностью предлагаемого устройства является схема МЭ (рис. 2). В отличие от прежних способов выполнения МЭ здесь сначала производится линейное преобразование входного напряжения в ток, а затем его коммутация токовым переключателем.

При построении линейного преобразователя напряжение — ток использован метод, описанный, в частности, в [3]. Однако известный вариант этой схемы (с одним транзистором в цепи обратной связи) оказался недостаточно эффективным из-за быстрых изменений напряжения на выходе токового переключателя. В схеме с одним транзистором в цепи обратной связи выполняется лишь управление средним значением выходного тока, а мгновенное значение тока будет различным в зависимости от состояния токового переключателя. Это происходит потому, что цепь обратной связи не успевает отработать высокочастотные пульсации на стоке транзистора, и они через сопротивление канала передаются на вход ОУ.

В примененной схеме это явление значительно ослаблено путем каскадного включения канальных транзисторов [4]. Транзистор T_2 включен по схеме с общим затвором, т. е. имеет практически единич-

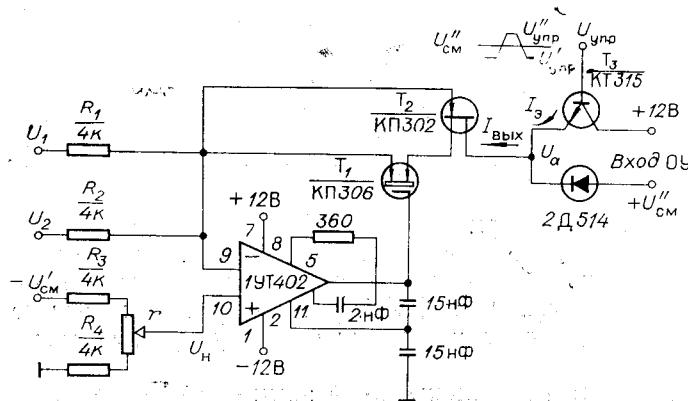


Рис. 2.

ный коэффициент передачи по току и коэффициент передачи по напряжению более 100. Таким образом, пульсации напряжения на стоке транзистора T_1 ослаблены по сравнению с однотранзисторной схемой приблизительно в 100 раз и не превышают (по экспериментальным данным) уровня 10^{-5} среднего значения выходного тока.

Чтобы транзисторы T_1 и T_2 работали на пологих участках вольт-амперных характеристик, оказалось необходимым обеспечить перепад напряжений на каскодной схеме не менее 8 В. Поэтому путем смещения потенциалов неинвертирующих входов усилителей потенциалы инвертирующих входов устанавливаются в МЭ на уровне $-5В$, а остальных усилителей, являющихся приёмниками тока МЭ, — на уровне $+4В$.

Пренебрегая токами затворов канальных транзисторов, а также входным током и смещением нуля ОУ, можно получить, что выходной ток МЭ определяется соотношением

$$I_{\text{вых}} \approx - \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \right) + U_n \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right),$$

где U_i — напряжение на i -м входе ($i=1,2$), U_n — напряжение на неинвертирующем входе ОУ, R_i — сопротивление в цепи i -го входа.

Для исключения аддитивного члена характеристики преобразователя напряжение — ток приняты условия: $R_1=R_2=R$ и $U_2=2U_n$ (т. е. при $R_3=R_4$, $U_2=U_{\text{см}}$). Переменный регистр r служит для начальной установки нуля ОУ. При этом $I_{\text{вых}}=U_1/R$.

Переключатель тока построен на транзисторе T_3 и диоде Д. Достоинством переключателей тока является то, что в них в отличие от переключателей напряжения коммутирующий элемент может не иметь малого остаточного напряжения и малого сопротивления во включенном состоянии (под этим состоянием понимается такое, в котором ток передается на выход схемы; в другом состоянии ток отводится с выхода преобразователя напряжение — ток во второе плечо переключателя). В силу указанной особенности, а также малости перепадов напряжения, необходимых для коммутации тока, удается выполнять переключатели тока с быстродействием, недостижимым в переключателях других типов.

Известны переключатели тока на диодах и транзисторах. Здесь применен комбинированный диодно-транзисторный вариант. По сравнению с переключателем на двух транзисторах комбинированный вариант имеет преимущество по точности, так как в нем отсутствует ошибка из-за непостоянства тока базы транзистора, передающего ток на выход схемы. По сравнению с диодным переключателем комбинированный вариант имеет преимущество, состоящее в резком уменьшении тока, необходимого для управления переключателем.

Ключ на рис. 2 работает следующим образом. При подаче на управляющий вход напряжения $U'_{\text{упр}} < U_{\text{см}} - U_{\text{пр}}$, где $U_{\text{пр}}$ — напряжение на проводящем диоде, транзистор T_3 заперт, так как $U_a > U'_{\text{упр}}$. Значит, $I_a \approx 0$ и весь ток $I_{\text{вых}}$ поступает на выход схемы, т. е. реализуется включенное состояние ключа. Если $U_{\text{упр}} = U'_{\text{упр}} > U_{\text{см}} + U_{\text{пр}}$, то $U_a = U'_{\text{упр}} - U_{\text{БЭ}} > U_{\text{см}}$. В этом случае диод заперт, ток на выходе практически равен нулю, а ток управления $I_{\text{упр}} = I_{\text{вых}}/\beta$.

Если в течение части периода τ $U_{\text{упр}} = U'_{\text{упр}}$, а в остальное время $T - \tau$ $U_{\text{упр}} = U''_{\text{упр}}$, то среднее значение выходного тока определится как

$$I = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} I_{\text{вых}} dt = \frac{\tau}{T} I_{\text{вых}} = \theta \frac{U_1}{R}.$$

Для полного переключения тока требуется перепад управляющего напряжения $U_{\text{пр}} + U_{\text{БЭ}} \approx 1,2 В$. Однако практически кремниевые $p-n$ -пе-

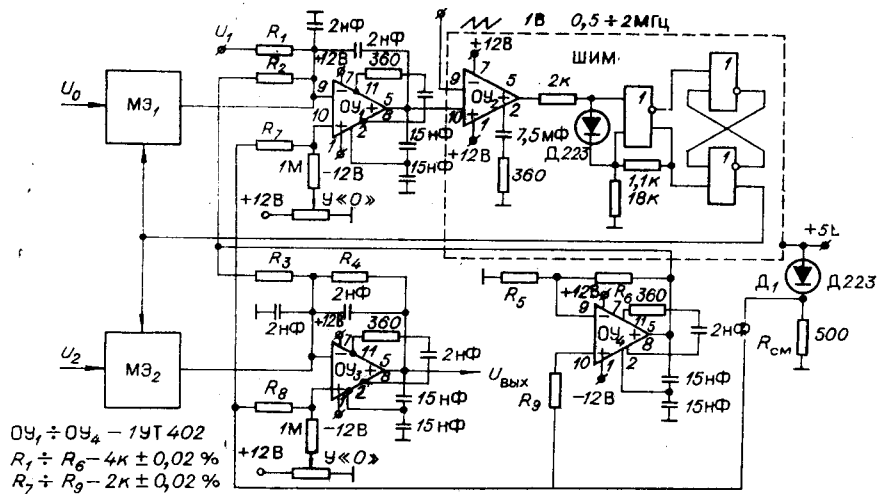


Рис. 3.

реходы имеют весьма малые токи даже при небольших (100—200 мВ) прямых смещениях, поэтому оказалось возможным использовать для непосредственного управления переключателем серийные интегральные схемы высокого быстродействия 137 серии, имеющие меньший перепад выходного напряжения.

Длительность фронта управляющего напряжения составляла не более 5 нс. С помощью осциллографа С1-31 не удалось обнаружить разницу между фронтами управляющего сигнала и импульса выходного тока. По расчетным данным собственная задержка переключения токового ключа составляет менее 1 нс.

На рис. 3 показана принципиальная схема МДУ. Схемы МЭ не раскрыты, так как повторяют рис. 2.

ШИМ работает по принципу сравнения выходного напряжения $OУ_1$ с пилообразным напряжением, поступающим от внешнего генератора на усилитель $OУ_2$. К $OУ_2$ не предъявляются требования большого коэффициента усиления, и микросхема 1УТ402 здесь использована лишь для того, чтобы не увеличивать номенклатуру применяемых микросхем. При этом потребовалось искусственное снижение коэффициента усиления введением корректирующей цепи.

Сигнал с выхода сравнивающего усилителя формируется триггером Шмитта и RS-триггером, выполненными на микросхемах К1ЛБ373. Выходной ШИМ-сигнал снимается с коллектора дифференциального каскада логической схемы. Уровни кодирования ШИМ-сигнала равны +5 и +4В (микросхемы питаются от источника +5В).

На инвертирующие входы $OУ_1$ и $OУ_3$ подается напряжение, соответствующее середине логического перепада, формируемое из напряжения питания микросхем цепочкой $D_1 - R_{см}$, что обеспечивает снижение чувствительности устройства к колебаниям напряжений питания.

Как и в схемах МЭ, аддитивные члены выходных напряжений компенсируются подачей на дополнительные входы напряжения $2U_n$, формируемого удвоителем на $OУ_4$.

Экспериментальное исследование МДУ проводилось при частотах повторения управляющих импульсов 0,5; 1 и 2 МГц. Воспроизводилась множительная зависимость ($U_0 = 10,5 В$). Напряжение U_1 изменялось в пределах от 0 до 10 В, $U_2 = 0 \div -10 В$. При частоте коммутации 0,5 и 1 МГц получены практически одинаковые данные, причем приведенная ошибка не превысила 0,08% в диапазоне температур от 20 до 60°C. Более того, указанная ошибка включает в себя и погрешность измерений,

которые выполнялись с помощью цифрового вольтметра Ш1412 (собственная погрешность вольтметра может достигать 0,05%). При частоте коммутации 2 МГц наблюдалось увеличение погрешности до 0,12% в отдельных точках шкалы.

Фильтрующие емкости в цепях обратной связи операционных усилителей и корректирующие цепи ОУ, показанные на рис. 3, выбраны так, что пульсация на выходе схемы составляет 20 мВ. По-видимому, во многих приложениях столь сильное сглаживание необязательно, поскольку частота пульсаций лежит вне полосы пропускания большинства современных измерительных и управляющих устройств. Среднее за период значение управляющего напряжения практически не зависит от амплитуды пульсаций. Следовательно, в указанных случаях величины емкостей сглаживающих и корректирующих конденсаторов можно снизить, расширив тем самым полосу пропускания устройства.

При сопротивлении регистров и емкостях конденсаторов, приведенных на рис. 3, полоса пропускания по каждому из сомножителей, отсчитываемая по уровню спада частотной характеристики 0,1%, составляет по теоретическим оценкам 1 кГц. Авторы не смогли получить экспериментальных результатов, доказывающих правомерность этой оценки, так как не имели в своем распоряжении измерительных устройств, обеспечивающих столь высокую точность измерений на высоких частотах. Однако с помощью осциллографа до частоты входного сигнала 2 кГц не удалось обнаружить сколько-нибудь заметных искажений амплитуды и формы выходного сигнала.

Таким образом, описанное в статье МДУ, обладая схемной простотой, отличается таким сочетанием высокой точности и быстродействия, которое ранее не достигалось. Уменьшение номиналов используемых резисторов и конденсаторов по сравнению с известными схемами значительно упрощает решение проблемы интегральной реализации устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Корн, Т. Корн. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины. М., «Мир», 1967.
2. Е. П. Угрюмов. Анализ точности транзисторного импульсного делителя напряжения. — «Измерительная техника», 1967, № 4.
3. D. Jackei. Ein Spannung — Frequenz — Umseltzer hoher Genauigkeit. — «Elektronik», 1972, № 3.
4. Уайленд. Оптимизация характеристик дифференциального усилителя путем каскадного включения полевых транзисторов. — «Электроника», 1971, № 2.

*Поступила в редакцию 21 сентября 1974 г.;
окончательный вариант — 9 декабря 1974 г.*

УДК 621.317.733

С. М. КАЗАКОВ, К. М. СОБОЛЕВСКИЙ, В. Н. СУМИТЕЛЬНОВ
(Новосибирск)

МОДУЛЬНЫЕ УКАЗАТЕЛИ РАЗНОВРЕМЕННОГО СРАВНЕНИЯ С УГЛУБЛЕНИЕМ МОДУЛЯЦИИ*

При автоматизации измерения комплексных проводимостей в физико-химическом эксперименте (например, в электрохимическом [1—3]) возникает необходимость обеспечить (с помощью соответ-

* Материал должен на II Республиканской научно-технической конференции «Электронные измерительные приборы и системы с коммутационно-модуляционными преобразователями» (Львов, 1971).