

номера ячейки, их количества и температуры, при которой находится ячейка. В дальнейшем по окончании измерения эти данные будут впечатаны в соответствующие места бланка вместе с результатами измерений и вычислений. При появлении сообщения, требующего подключить ячейку номер 1 магазина, оператор вручную делает соединение. Применение для этой цели управляемых от процессора коммутаторов возможно, однако здесь возникают трудности с контактной ЭДС, т. е. с качеством контактов переключателей [3]. Бесконтактные переключатели, по-видимому, для этой цели использовать нельзя.

По окончании операции подключения первой ячейки оператор нажимает кнопку «Продолжить», что вызывает запуск подпрограммы измерения с запоминанием результата. Следом появляется сообщение о подключении ячейки номер 2 и т. д. Цикл продолжается, пока не будут закончены все измерения. Программа переходит затем к обработке введенных данных и печати результатов. Обработка заключается в вычислении отклонения значения ЭДС измеряемого элемента магазина от ЭДС опорного элемента, который может быть одной из ячеек магазина.

Таким образом, устройство позволяет производить систематически выполняемые измерения и документировать их. При этом исключаются часто встречающиеся ошибки записи результатов измерения, вычислений и печати документа. Добавление в систему простых интерфейсов к обычно используемым в лабораториях стандартов прецизионных приборов различного типа (мостов, потенциометров) позволяет легко с точки зрения аппаратуры создавать устройства, автоматизирующие процесс поверки и паспортизации приборов. В этом случае основной задачей является разработка программы для соответствующего устройства без существенного изменения конфигурации электронных блоков.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Minimum system design with the TMS 9900 16-bit microprocessor.—“A Texas Instruments Application Report”, Bedford, April 1976.
2. Assembly Language Programmer's Guide. Texas Instruments, February 1976.
3. Braudaway D. W., Kleimann R. E. A high-resolution prototype system for automatic measurement of standard cell voltaige.—In: Conference on Precision Electromagnetic Measurements. London, 1—5 July 1974.

Поступило в редакцию 28 февраля 1978 г.

УДК 621.375.9

Э. А. КУПЕР, А. В. ЛЕДЕНЬ  
(Новосибирск)

## ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МДМ-УСИЛИТЕЛЬ

В работе рассматривается операционный МДМ-усилитель, предназначенный для измерения малых токов (порядка нескольких наноампер) с погрешностью  $\pm 10^{-4}$ . При незначительных изменениях усилитель может быть использован в качестве масштабного в многоканальных измерительных системах микровольтового диапазона с приведенным дрейфом не более  $10 \cdot 10^{-9}$  В/К.

Усилитель выполнен по стандартной схеме «модулятор — усилитель — демодулятор» с параллельным высокочастотным каналом (рис. 1). Низкочастотная составляющая входного сигнала преобразуется и усиливается в МДМ-канале: входной фильтр —  $R_1$ ,  $C_1$ , модулятор —  $R_2$ ,  $T_1$ , усилитель переменного тока —  $T_3$ ,  $A_1$ ,  $T_4$  —  $T_6$ , демодулятор  $J_2$ , конденсатор фильтра демодулятора —  $C_4$ . Крутизна усилителя переменного тока определяется соотношением резисторов  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  и равна  $\sim 2$  А/В. В данном случае удобно пользоваться понятием крутизны передачи, а не коэффициентом усиления по напряжению, так как оконечный каскад усилителя переменного тока имеет большое выходное сопротивление и нагружен на емкость фильтра. Задающий мультивибратор и ключи демодулятора выполнены на логических элементах К — МОП-серии ( $J_1$  и  $J_2$  соответственно). Управляющие сигналы на модулятор поступают с фазоинвертора (МОП-тетрод  $T_2$ ), обеспечивающего два противофазных напряжения. Высокочастотная составляющая входного сигнала усиливается малощумящим каскадом (транзисторы  $T_7$ ,  $T_8$ ), коэффициент передачи которого равен 20. Сигнал с этого каскада суммируется с выходным сигналом МДМ-канала на усилителе (микросхема  $A_2$ ) с коэффициентом передачи  $\sim 5000$ . Ограничитель  $D_1$  —  $D_5$  предохраняет усилитель от перегрузки при больших входных сигналах.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя с разомкнутой обратной связью приведена на рис. 2. Частота сопряжения высокочастотного и МДМ-каналов

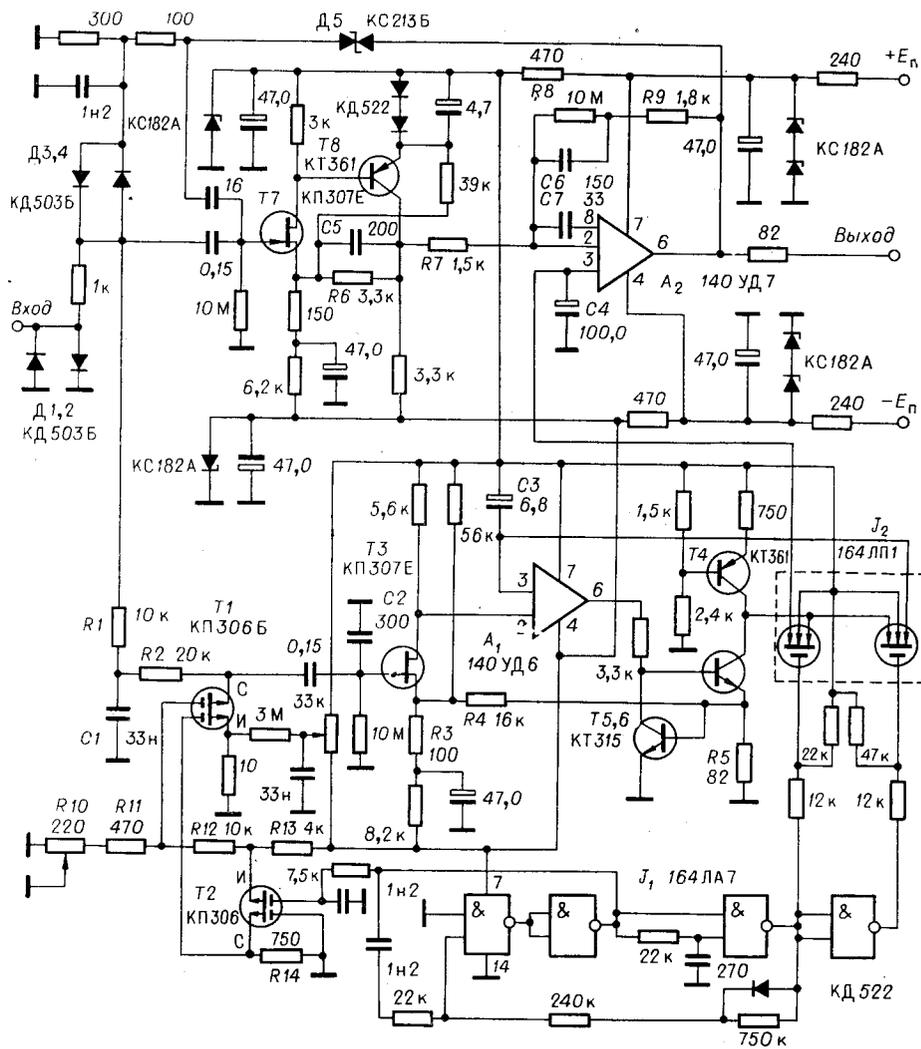


Рис. 1.

равна 100 Гц. В области высоких частот коэффициент передачи определяют элементы  $R_6, R_8, R_9, C_5, C_6, C_7$ . Наклон АЧХ 20 дБ/дек. в низкочастотной области формируется высоким выходным сопротивлением оконечного каскада (транзисторы  $T_4 - T_6$ ) и его нагрузкой — конденсатором фильтра демодулятора  $C_4$ . Высокочастотный канал повышает быстродействие усилителя, что особенно важно при использовании его в многоканальных измерительных системах. Время установления усилителя, охваченного обратной связью, с погрешностью 0,01% после 10-кратной перегрузки не превышает 5 мс (при коэффициенте усиления 1—100).

Модулятор построен по схеме параллельного ключа на МОП-тетроде КП306. Этот выбор обусловлен повышенными требованиями к компенсации коммутационных помех. Следует отметить, что применение в модуляторе тетродов типа КП306, которые имеют медные выводы (в отличие от приборов КП350 с коваровыми выводами), позволило уменьшить влияние температурных градиентов, вследствие этого значительно уменьшились времена переходных тепловых процессов. Компенсация помех коммутации осуществляется подачей противофазного (по отношению к управляющему сигналу) напряжения на второй затвор тетрода модулятора [1]. Амплитуда компенсирующего напряжения устанавливается резистором  $R_{10}$  с учетом соотношения проходных емкостей по первому и второму затворам.

Определим требования к схеме управления модулятором. Изменение отношения управляющего и компенсирующего сигналов в модуляторе, выполненном по схеме параллельного ключа, вызовет появление тока смещения на входе усилителя:

$$I_{см} \approx \frac{\Delta K}{K} C_3 U_f, \quad (1)$$

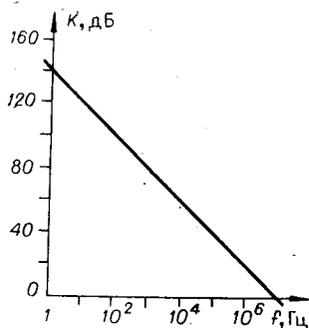


Рис. 2.

где  $\Delta K/K$  — относительное изменение отношения управляющего и компенсирующего сигналов;  $C_3$  — емкость тетрода по первому затвору;  $U$  — амплитуда управляющего напряжения;  $f$  — частота управляющего сигнала.

Для  $I_{cm} \leq 10^{-13}$  А при  $C_3 \approx 0,5$  пФ,  $U = 1$  В,  $f = 200$  Гц из (1) получим:

$$\Delta K/K \leq 10^{-3}. \quad (2)$$

Сдвиг фронта компенсирующего сигнала относительно фронта управляющего сигнала вызовет появление тока смещения на входе усилителя.

Опуская простые расчеты, сделанные в предположении, что сопротивление ключа модулятора изменяется скачкообразно в момент достижения управляющим напряжением половины максимального значения, приведем конечный результат:

$$I_{cm} \approx C_3 U / \tau_\phi [2 - \exp(-\tau_\phi / (2\tau_m))] t_{сд}, \quad (3)$$

где  $t_{сд}$  — сдвиг между фронтами управляющего и компенсирующего напряжений;  $\tau_\phi$  — длительность фронта управляющего сигнала;  $\tau_m = R_2 \times C_2$  — постоянная времени модулятора.

Из (3) следует, что влияние сдвига между фронтами уменьшается при управлении модулятора сигналами с пологими фронтами.

Подставив в (3) реальные параметры:  $I_{cm} \leq 10^{-13}$  А,  $\tau_\phi \approx 10$  мкс,  $\tau_m \approx 10$  мкс и  $f = 200$  Гц, получим

$$t_{сд} \leq 5 \cdot 10^{-9} \text{ с}. \quad (4)$$

При построении схемы управления на биполярных транзисторах, как это сделано в работе [1], выполнение требований (2) и (4) в диапазоне температур  $20 \div 50^\circ\text{C}$  вызывает определенные трудности. В данном усилителе применен фазоинверсный каскад на поле-вом тетраде T2 с использованием стабильных резисторов типа C2 — 29 (R11 — R14).

Рассмотрим еще один механизм возникновения погрешности при измерении малых токов. Наличие в МДМ-канале усилителя помехи, синхронной с управляющим сигналом, вызывает появление не только напряжения сдвига на входе усилителя  $U_{сд} = U_n$ , но и входного тока смещения

$$I_{cm} = U_n / (R_2 \Theta),$$

где  $U_n$  — напряжение помехи, приведенное ко входу усилителя МДМ-канала,  $\Theta$  — скважность управляющих импульсов. Зависимость  $U_n$  от температуры приводит к дрейфу входного тока усилителя. Экспериментальные исследования подтвердили зависимость

$$\Delta I_{cm} / (\Delta T) \sim 1 / (R_2 \Theta),$$

где  $\Delta I_{cm}$  — изменение входного тока в диапазоне температур  $\Delta T$ .

Максимальная величина  $\Theta$  определяется полосой пропускания усилителя МДМ-канала. (В нашем случае  $\Theta = 20$ .) Увеличивая  $R_2$ , можно существенно уменьшить входной ток, но при этом необходимо учитывать возрастание шума усилителя.

Ниже приведены параметры двух вариантов исполнения усилителей, отличающихся величиной резистора  $R_2$  и частотой управления модулятором.

Первый вариант предназначен для усиления малых напряжений, например в качестве входного усилителя интегрирующего цифрового вольтметра с разрешением 1 мкВ [2]. Его параметры: коэффициент усиления разомкнутого усилителя по постоянному току  $K_0 \geq 2 \cdot 10^9$ ; частота единичного усиления  $f_0 \geq 10$  МГц; сопротивление в цепи модулятора  $R_2 = 20$  кОм; частота управления модулятором  $f = 600$  Гц; температурный дрейф напряжения  $U_{др} \leq 10 \cdot 10^{-9}$  В/К; температурный дрейф тока  $I_{др} \leq 5 \cdot 10^{-13}$  А/К; спектральная плотность напряжения шумов  $U_{ш} \leq 30 \cdot 10^{-9}$  В/ $\sqrt{\text{Гц}}$ ; временной дрейф не более  $2 \cdot 10^{-7}$  В за месяц.

Второй вариант исполнения усилителя используется для измерения малых токов ионизационных камер с погрешностью, не превышающей 0,01% [3]. Параметры этого варианта:  $K_0 \geq 2 \cdot 10^9$ ,  $f_0 \geq 10$  МГц,  $R_2 = 1$  МОм,  $f = 200$  Гц,  $I_{др} \leq 5 \cdot 10^{-15}$  А/К,  $U_{др} \leq 10^{-7}$  В/К; спектральная плотность силы тока шумов  $I_{ш} \leq 5 \cdot 10^{-14}$  А/ $\sqrt{\text{Гц}}$ ; временной дрейф — не более  $10^{-13}$  А в месяц.

Структивно усилитель выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размером  $120 \times 75$  мм<sup>2</sup>. Входные цепи защищены охранными кольцами для устранения токов утечки по поверхности. Усилитель прост в настройке и имеет хорошую воспроизводимость параметров при повторном изготовлении.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Самсонов В. А., Полонников Д. Е. Электрометрический усилитель МДМ типа на МОП-транзисторах.— «Измерительная техника», 1976, № 9, с. 52—55.
2. Голуб Ю. Г., Купер Э. А., Леденев А. В., Нифонтов В. И., Романовский В. Р., Тоубин В. Г. К вопросу выбора структуры и способах реализации схемы интегрирующего цифрового вольтметра для информационно-измерительных систем.— В кн.: Тезисы докладов Всесоюзной конференции ИИС-75. Т. 2. Кишинев, изд. НИИТИ, 1975.
3. Корчуганов В. Н., Кулипанов Г. Н., Мезенцев Н. А., Салдин Е. Л., Скринский А. Н. Использование синхронного излучения для измерения абсолютной энергии электронов в накопителе. Препринт № 77-83, Новосибирск, изд. ИЯФ СО АН СССР, 1977.

Поступило в редакцию 31 января 1978 г.

УДК 681.3.06

И. Х. КОРНЯ  
(Кишинев)

### ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ ПОЗИЦИОННЫХ КОДОВ УПРАВЛЕНИЯ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

**Введение.** В автоматизированных системах контроля (АСК) электронной аппаратуры для управления программируемыми блоками широко используется позиционное управление, предполагающее формирование и передачу на программно-управляемые блоки позиционных кодов [1]. В данной работе определяется необходимый и достаточный набор логических операций для формирования позиционного кода управления (ПКУ), а также приводятся соответствующие программные средства для описания процесса генерирования позиционных кодов управления.

**Позиционное кодовое управление.** Под позиционным кодом управления понимается значение булева вектора произвольной разрядности

$$X = (x_1, x_2, \dots, x_n),$$

где  $x_1, x_2, \dots, x_n$  — двоичные переменные.

В общем случае при формировании ПКУ значение каждого разряда вычисляется как некоторая сингулярная функция  $f(x)$ . Таким образом, ПКУ можно рассматривать как значение вектор-функции

$$F(x) = [f(x_1), f(x_2), \dots, f(x_n)].$$

Как известно [2], значение функции  $f(x)$  может быть вычислено следующими логическими операциями:  $f(x) = 1$  (константа 1),  $f(x) = 0$  (константа 0),  $f(x) = x$  (переменная  $x$ ),  $f(x) = \bar{x}$  (отрицание  $x$ ).

Для решения задач автоматического синтеза контролируемых тестов, моделирования цифровых схем и обработки информации в АСК указанный набор логических операций должен быть дополнен базисной системой логических операций. Этому требованию отвечает дополнение имеющегося набора ( $\equiv 1, \equiv 0, x, \bar{x}$ ) логическими операциями дизъюнкции ( $\vee$ ) и конъюнкции ( $\wedge$ ). Операции дизъюнкции и конъюнкции над булевым вектором  $X$  понимаются следующим образом:

$$\wedge X = (x_1 \wedge x_2 \wedge x_3, \dots, \wedge x_n); \quad (1)$$

$$\vee X = (x_1 \vee x_2 \vee x_3, \dots, \vee x_n). \quad (2)$$

Таким образом, данный набор логических операций в принципе достаточен для вычисления ПКУ в АСК. Однако практика показывает, что для реализации более сложных алгоритмов вычисления ПКУ, а также упрощения процесса их формирования требуются дополнительные операции, количество которых, как правило, ограничивается чрезмерным усложнением средств программирования и их реализуемостью на ЭВМ. Учитывая это обстоятельство, ограничим набор логических операций следующими:

- |  |  |
|--|--|
| 1 — константа 1 ( $\equiv 1$ );          | $\neq$ — поразрядное сравнение ( $\oplus$ ); |
| 0 — константа 0 ( $\equiv 0$ );          | $\succ$ — циклический сдвиг вправо;          |
| $\equiv$ — переменная (тождественность); | $\prec$ — циклический сдвиг влево;           |
| $\bar{\quad}$ — отрицание (инверсия);    | $+$ — суммирующий двоичный счет;             |
| $\vee$ — дизъюнкция;                     | $-$ — вычитающий двоичный счет;              |
| $\wedge$ — конъюнкция;                   | $!$ — случайное определение.                 |