

10. П. М. Кочканов. О погрешности стыковки интерполяционного измерителя интервалов времени.— Вопросы радиоэлектроники, серия РТ, 1970, вып. 6.
11. В. В. Грек, А. Н. Писаревский, А. Ф. Чернявский, А. К. Якушев. Многоканальный временной анализатор верньерного типа.— Приборы и техника эксперимента, 1971, № 2.

Поступила в редакцию 13 июля 1971 г.,
окончательный вариант — 6 сентября 1972 г.

УДК 621.317.725

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Н. В. ЛИТВИНОВ, В. И. СОЛОНЕНКО

(Новосибирск)

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ИНВЕРТИРОВАННОЙ МАТРИЦЕЙ $R - 2R$

В настоящее время интенсивно исследуются и разрабатываются цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), основанные на суммировании токов на матрице $R - 2R$. Их работа основана на применении активных генераторов тока и диодных ключей. Как правило, подобные ЦАП имеют высокое быстродействие и легко поддаются выполнению в микроэлектронном виде. Недавно появились сообщения [1—3] о создании микроэлектронного ЦАП с так называемой инвертированной матрицей, у которого в отличие от обычных матрица $R - 2R$ включена в эмиттерные, а не в коллекторные цепи. Он прост, не нуждается в регулировках, обеспечивает высокую точность в весьма широком диапазоне температур, требования к безреактивности резисторов матрицы невелики, хорошо работает при изменении опорного напряжения, что позволяет использовать его для выполнения математических операций. Однако анализа погрешности этого ЦАП в литературе нет; причины, по которым данный преобразователь обеспечивает хорошие метрологические параметры, не очевидны.

Принципиальная схема ЦАП представлена на рис. 1, а. Работает он следующим образом. Операционный усилитель OU_1 выполняет роль буферного усилителя. На его вход поступает опорное напряжение либо от внешнего, либо от внутреннего источника. Коэффициент передачи OU_1 равен 1. OU_2 выполняет роль следящего источника питания баз источников тока. Он следит за тем, чтобы через R_1 при неизменном входном опорном напряжении протекал постоянный ток, не зависящий от колебаний питающих OU_2 напряжений и β транзистора T_2 . Через R_2 протекает при этом несколько больший ток (отличие — на ток базы T_2). Если T_1 и T_2 одинаковы, то ток коллектора T_2 будет с высокой степенью точности равен току через R_1 независимо от колебаний питающих напряжений и температурных изменений β транзисторов, а также от температурного дрейфа напряжения $U_{\text{бэ}}$ транзисторов.

Ниже рассматриваются специфические погрешности подобного ЦАП, вызываемые изменением падения напряжения на эмиттерном переходе генератора тока от разряда к разряду $\Delta U_{\text{бэ}}$, а также различием в коэффициентах передач транзисторов β из-за отличия токов в разрядах. Кроме того, рассматриваются типы ключей, пригодных для работы в данном ЦАП.

Эквивалентная схема ЦАП для расчета погрешностей токов в ветвях токозадающей матрицы, вызываемых падениями напряжения на переходах эмиттер — база генераторов тока, представлена на рис. 1, б,

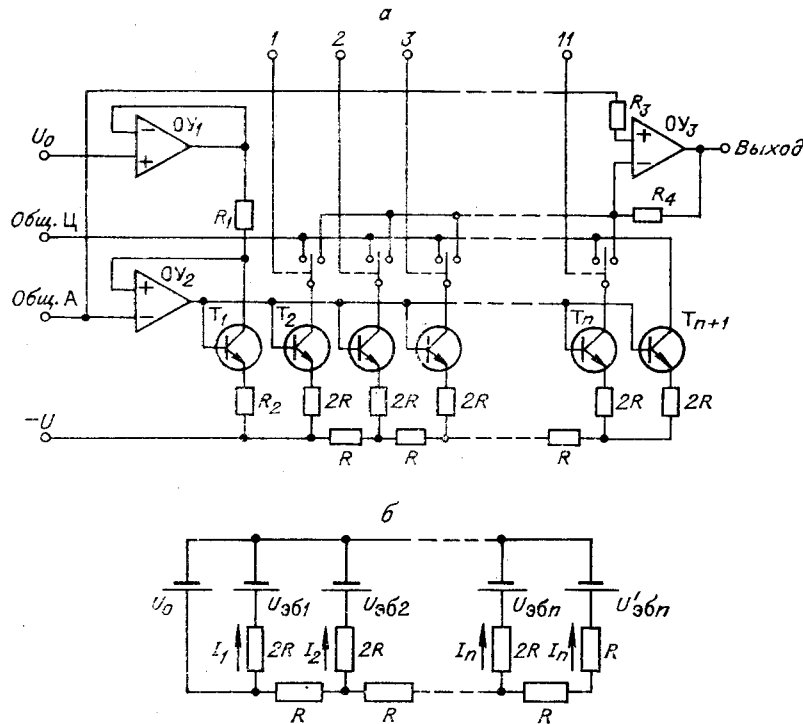


Рис. 1.

где использованы обозначения: U_0 — напряжение образцового генератора; $U_{эб1}, U_{эб2}, \dots, U_{эбn}, U'_{эбn}$ — напряжения генераторов э. д. с., численно равные соответственно падениям напряжений на переходах эмиттер — база источников тока. Ясно, что если бы $U_{эби} = \text{const}$, то токи в соседних ветвях матрицы отличались бы в два раза, что и требуется для такого ЦАП. Этого можно достичь лишь в том случае, если через переходы эмиттер — база транзисторов всех разрядов пропустить одинаковые токи, что, в свою очередь, требует установки в генераторах в параллель нескольких транзисторов так, чтобы их число было пропорционально значению тока.

При использовании в генераторах по одному транзистору падения напряжения будут отличаться друг от друга. При анализе отличия в значениях $U_{эб}$ в соседних разрядах воспользуемся известным аналитическим выражением для характеристики перехода эмиттер — база генератора тока (достаточно близким к действительной характеристике):

$$U_{эби} = \varphi_T \ln \left(\frac{I_i}{I_0} + 1 \right),$$

где $\varphi_T = 26$ мВ (при $T = 300^\circ \text{K}$); I_i — ток разряда; I_0 — обратный ток насыщения.

Если токи в соседних разрядах каким-то образом (например, за счет изменения сопротивлений резисторов) установлены так, что их значения отличаются в два раза, то оказывается, что ЦАП обладает замечательным свойством: приращения падения напряжения на переходах транзисторов соседних разрядов независимо от номера разряда постоянны и равны $\Delta U_{i, i+1} = \varphi_T \ln 2 = 18,2$ мВ.

В действительности из-за различия в падениях напряжения на переходах генераторов (при номинальных значениях резисторов матрицы) значения токов разрядов будут отличаться от идеальных и тем

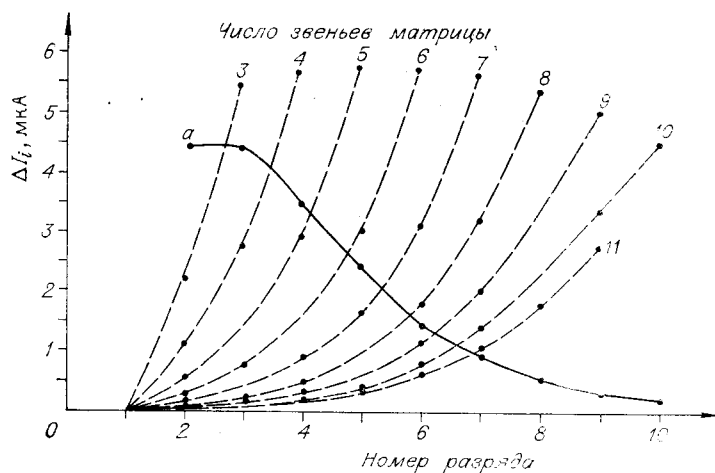


Рис. 2.

самым действительные значения $\Delta U_{i, i+1}$ будут отличаться от рассчитанного выше. Кроме того, в подобном ЦАП наблюдается существенное влияние разряда на разряд — изменение падения напряжения на переходе генератора тока любого разряда будет изменять распределение токов во всех остальных разрядах. Получение аналитического выражения для погрешности, вызываемой отличием в падениях напряжения на переходах генераторов тока, вследствие нелинейной зависимости $U_{об}$ от тока, затруднительно. Поэтому расчет этой погрешности выполнялся на ЭВМ «Минск-22». Схема расчетов была следующей. Сначала задавались некоторые (в общем случае произвольные) постоянные падения напряжения на переходах эмиттер — база, вычислялись токи, текущие в ветвях матрицы. По вычисленным токам, используя вольт-амперную характеристику перехода, вычислялись новые значения падения напряжений на переходах, и процесс счета повторялся. Таким образом, осуществлялся процесс приближений до тех пор, пока вычисленные токи в ветвях матрицы не переставали изменяться с увеличением числа приближений. Расчет производился для $U_{об} = 8,75$ В и номиналов сопротивлений $2R = 2$ кОм, $R = 1$ кОм (ток старшего разряда при этом равен 4 мА).

На рис. 2 приведена зависимость погрешности тока разряда от номера разряда при разном числе звеньев матрицы. Эта зависимость показывает, что с увеличением числа звеньев в матрице ЦАП погрешность старших разрядов значительно снижается.

Происходит своеобразная самокомпенсация этой погрешности. Погрешность, вызываемая отличием $U_{об}$ от номинального значения, частично компенсируется уменьшением потенциалов узлов матрицы. Численные значения, полученные при анализе, показывают, что существенные значения погрешности возникают лишь в 2—3 последних разрядах ЦАП.

В силу ограниченной точности ЭВМ «Минск-22» решение при $n \geq 12$ становится неустойчивым. Поэтому для расчета ЦАП с $n \geq 12$ следует использовать в ЭВМ операции с удвоенной точностью.

Для сравнения была просчитана погрешность ЦАП с двоично-взвешенными резисторами, включенными в эмиттерные цепи источников тока так же, как и в анализируемом выше ЦАП с матрицей $R - 2R$. Погрешность ЦАП с двоично-взвешенными резисторами в первом приближении определяется выражением

$$\Delta I_n = \frac{(u-1) \Delta U_{i, i+1}}{R2^{n-1}},$$

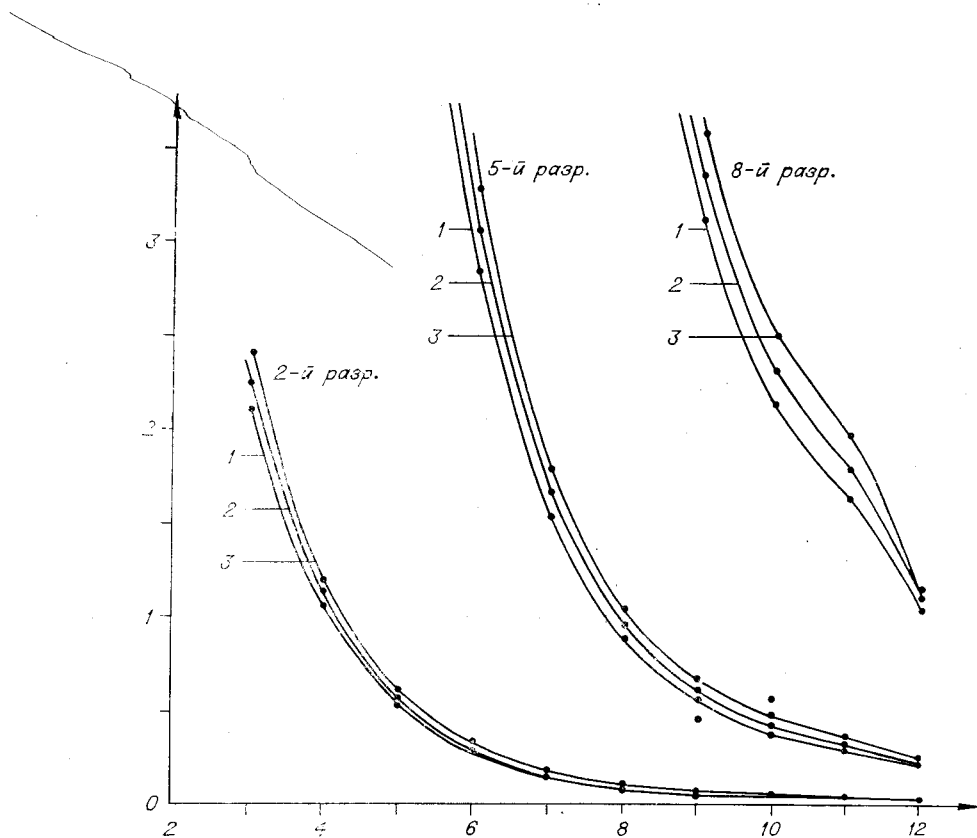


Рис. 3.

где ΔI_n — абсолютная величина погрешности тока n -го разряда ЦАП, так что погрешность в любом разряде не зависит от числа разрядов.

Численные результаты расчета представлены на рис. 2 (кривая *a*). Результаты сравнения показывают, что в ЦАП с матрицей $R-2R$ большие погрешности будут наблюдаться в младших разрядах, а в ЦАП с двоично-взвешенными резисторами, наоборот, в старших. В силу этого ЦАП с матрицей $R-2R$ оказывается предпочтительнее, поскольку, делая матрицу длиннее, чем нужно (т. е. не используя младших разрядов), можно практически пренебречь погрешностью, вызываемой различием в значениях $U_{об}$.

На ЭВМ была промоделирована работа ЦАПа с матрицей $R-2R$ при изменении температуры с учетом того, что температурный дрейф 1-го разряда исключается за счет обратной связи. Расчеты были проделаны для температур 280 (кривая 1), 300 (кривая 2) и 320° К (кривая 3). На рис. 3 показаны графики зависимости абсолютной погрешности второго, пятого и восьмого разрядов от числа звеньев матрицы. Результаты расчета показывают, что рассматриваемая температурная погрешность является пренебрежимо малой по сравнению с основной погрешностью.

Описанное выше замечательное свойство идеального ЦАП подобного типа — постоянство приращения падения напряжения на переходах соседних генераторов тока — позволило предложить оригинальную модификацию ЦАП, в котором, в принципе, отсутствует анализируемая выше погрешность. Если включить между базами транзисторов соседних генераторов тока источники одинакового

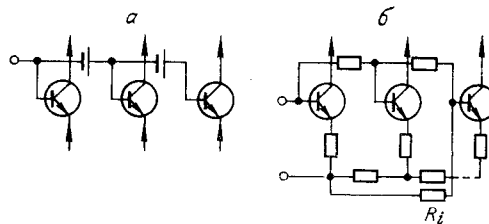


Рис. 4.

напряжения 18,2 мВ (рис. 4, а), то потенциалы всех эмиттеров будут равными, чем создаются условия для идеального деления токов в матрице $R-2R$.

Практически источник напряжения целесообразно выполнить в виде делителя напряжения из резисторов малого номинала (чтобы не создавалось заметного падения напряжения на них за счет базовых токов транзисторов). Ток через них задается резистором R_i (см. рис. 4, б). Такая мера позволяет практически устранить погрешность из-за изменения $U_{\text{об}}$ тока. Изменяя сопротивления в цепи баз, можно уменьшить погрешности из-за разброса $U_{\text{об}}$ отдельных транзисторов и даже уменьшить погрешность из-за неидеальности матрицы $R-2R$.

Перейдем теперь к анализу погрешности, вызываемой ответвлением части тока эмиттера генератора тока в базу. Если значение коэффициента передачи транзисторов β было бы достаточно велико или одинаково при разных токах, то этой погрешностью можно было бы пренебречь. Однако, как известно, значение β зависит от тока. Рассмотрим, какую погрешность может внести эта зависимость.

Будем считать, что при токе эмиттера транзистора I его β будет определяться выражением $\beta_i = \beta_0 \frac{I_0}{K_i I}$, где K_i показывает, во сколько раз уменьшается β_0 при уменьшении тока от I_0 до I . Ток i -го разряда будет равен

$$I_i = \frac{I_0}{2^{i-1}} \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right) - \frac{I_0 K_i}{2^{i-1} \beta_0}.$$

Ошибка в i -м разряде $\Delta I_i = - \frac{I_0}{2^{i-1} \beta_0} (K_i - 1)$.

Относительная погрешность i -го разряда $\delta I = \frac{K_i - 1}{1 + \beta_0 - K_i}$.

Максимальная ошибка ЦАП

$$\Delta I_{\text{max}} = - \frac{I_0}{\beta_0} \sum_{i=2}^n \frac{K_i - 1}{2^{i-1}}.$$

Для того чтобы найти численные значения этой погрешности, необходимо определить экспериментально зависимость $K_i = f(I)$. Эксперимент и расчеты показали, что для транзисторов типа К1НТ591Г при $\beta_0 = 150$ и $I_0 = 4$ мА максимальная ошибка 10-разрядного ЦАП равна 3,36 мкА, т. е. 0,42 кванта.

Следует стремиться к увеличению β_0 и к уменьшению K_i , т. е. выбирать транзисторы, у которых β мало падает при уменьшении рабочего тока. Из существующих *npn* транзисторов этому условию лучше всего удовлетворяют К1НТ591; из *ppn* — транзисторы КТ343В.

В литературе почти полностью отсутствуют сведения о типе переключателей тока, используемых в подобных микроэлектронных ЦАП. Поэтому рассмотрим этот вопрос несколько подробнее. Для переключения разрядных токов могут быть использованы диодные, транзисторные и диодно-транзисторные ключи.

Чисто транзисторный переключатель тока плох тем, что в нем образуется добавочная погрешность за счет ответвления части коммутируемого тока в базу переключающего транзистора. Кроме того, необходим подбор стабилитронов, через которые осуществляется управление базами переключателей. Достоинство транзисторного ключа, управляемого по обеим базам, — отсутствие нежелательных задержек.

Применение диодного ключа вызывает изменение потенциала коллектора и тем самым образование добавочной погрешности за счет конечного теплового сопротивления транзистора источника тока [4].

Иногда применяют [3] простую схему коммутации, основанную на подключении диода в эмиттерной цепи генератора тока, но это ухуд-

шает динамику ЦАП, предъявляет повышенные требования к безреактивности резисторов матрицы $R - 2R$.

Для уменьшения погрешности ЦАП целесообразно использовать диодные ключи, а для повышения быстродействия использовать диоды на горячих носителях, особенно в ветви B (рис. 5). Чтобы уменьшить нагрузку на цепи управления в цепи A , следует применить транзистор, включенный по схеме с ОК. Таким образом, оптимальной представляется схема диодно-транзисторного ключа. Все упоминаемые переключатели,

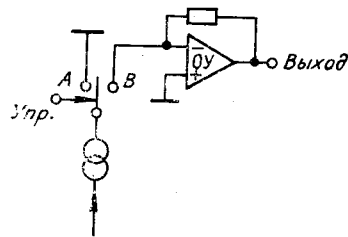


Рис. 5.

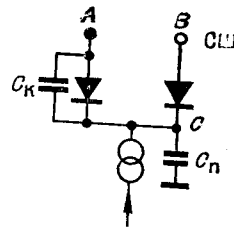


Рис. 6.

чатели, за исключением транзисторного с управлением по обеим базам, имеют заметную задержку включения разряда, вызванную тем, что при включении разряда коллекторная емкость транзистора генератора тока, чей ток переключается, должна перезарядиться током данного источника тока.

Эквивалентная схема одного разряда переключателя представлена на рис. 6. Здесь C_{π} — сумма коллекторной емкости источника тока и паразитной емкости монтажа. Оценим возможную задержку включения разряда. Примем $C_{\pi} = 8$ пФ, перепад, необходимый для перевода D_2 из одного состояния в другое, равным $0,9$ В, ток младшего разряда 10 мкА. Для этого случая $t_3 = \frac{CU}{I} = 0,72$ мкс, т. е. значение задержки получается достаточно большим.

Для существенного уменьшения этой задержки целесообразно ввести в каждый разряд, где сказывается задержка включения разряда, компенсирующую емкость C_k . Емкость C_k вместе с C_{π} образует емкостной делитель для управляющих перепадов, который позволяет при коммутации скачком изменять потенциал U_c на величину $(U_1 - U_2) \frac{C_k}{C_{\pi} + C_k}$.

С целью уменьшения погрешностей из-за задержки включения разряда, вызываемой наличием коллекторной емкости источника тока, а также из-за саморазогрева транзисторов — источников тока потенциал точки C (см. рис. 6) при работе ЦАП должен изменяться как можно меньше (при этом, конечно, должна сохраняться работоспособность ключей).

Минимальный перепад в точке C , достаточный для нормальной работы ключа, — $0,9$ В. Можно показать, что при этом требуемая емкость $C_k \geq 0,3 C_{\pi}$ при управляющем перепаде в $3,7$ В (типичном для микросхем серии 155). В другом крайнем случае перепад в точке C при работе ключа равен $2,8$ В, что приводит к необходимости выбора $C_k = 3,1 C_{\pi}$, т. е. больше, чем на порядок превышающей необходимую емкость в первом случае. Этот пример подтверждает важность выбора режима работы ключа, так как необходимо стремиться к уменьшению требуемой C_k , что достигается при минимальном перепаде напряжения в точке C .

Экспериментальная проверка схемы компенсации задержки показала, что задержка включения при токе 6 мкА уменьшается при введении C_k около 3 пФ с 2 мкс примерно до 20 нс.

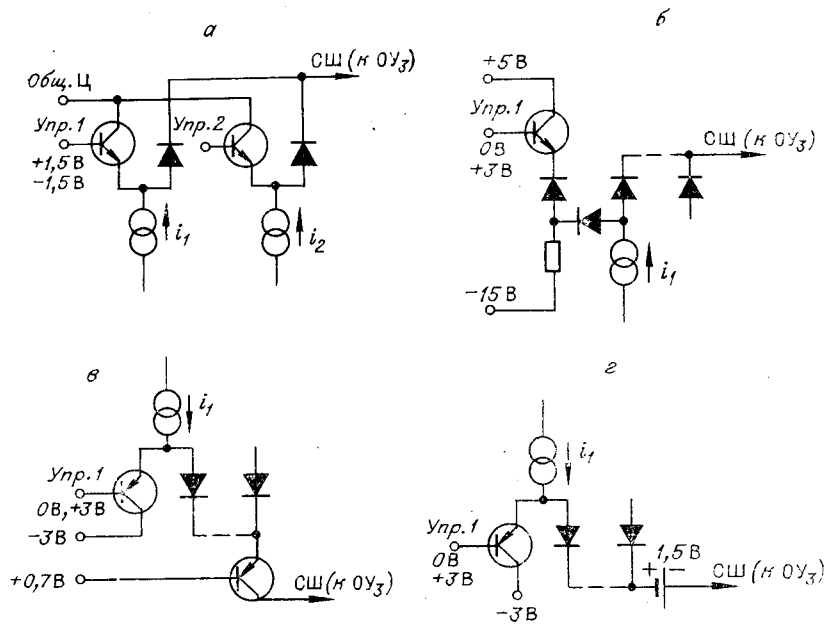


Рис. 7.

На рис. 7, а изображена принципиальная схема ключа на *npn* транзисторе, для управления которым необходим перепад напряжения уровнем $\pm 1,5$ В. Цифровые микросхемы имеют обычно перепад 0—3 В. Поэтому для обеспечения управления приходится в этом случае использовать схему ключа, приведенную на рис. 7, б, т. е. использовать источник смещения в каждом разряде.

Если применить *pnp* транзисторы, то схему ключа удастся существенно упростить за счет использования одного источника смещения. Схемы двух вариантов ключей приведены на рис. 7, в и г.

В схеме рис. 7, в роль общего источника смещения играет транзистор, подключенный к суммирующей шине (СШ) ЦАП. Помимо этого, схема рис. 7, в имеет преимущественно — малое входное сопротивление со стороны суммирующей шины, что позволяет уменьшить влияние емкости суммирующей шины на динамику ЦАП. Однако статическая погрешность такой схемы выше, чем у схемы рис. 7, г, так как часть тока ответвляется в базу согласующего транзистора. Схема рис. 7, в может быть рекомендована для быстродействующих ЦАП, а рис. 7, г — для точных. Заметим, что роль источника смещения схемы рис. 7, г можно возложить на 2 последовательно включенных кремниевых диода. Таким образом, можно сделать вывод, что для описываемых схем ключей более перспективны *pnp* кремниевые транзисторы с хорошей динамикой и высокими значениями β (для источников тока).

С целью экспериментальной проверки анализа был собран макет ЦАП, в котором была использована оригинальная схема устранения погрешности, вызываемой $\Delta U_{\text{об}}$. 12-разрядный ЦАП был собран на плате размером 200×120 , питание осуществлялось всего от двух источников. Настройка ЦАП свелась к обеспечению работоспособности его узлов. В качестве матрицы $R-2R$ использован серийный делитель ДНД.

Испытанный макет ЦАП имел следующие параметры: диапазон выходных напряжений от 0 до $+8188$ мВ, диапазон выходных токов 0—5 мА. Погрешность (без компенсации) любого разряда не превышает ± 8 мВ, что позволяет строить 9-разрядные ЦАП. Погрешность (с компенсацией $U_{\text{об}}$) любого разряда не превышает ± 2 мВ, что по-

зволяет строить 11-разрядные ЦАП. При изменении температуры от 20 до 70°С дополнительная погрешность любого разряда не превышает 4 мВ.

Динамика ЦАП (максимальная частота смены кодов) существенно зависит от типа примененного ОУ, преобразующего токи разрядов в выходное напряжение. Без ОУ максимальная частота смены кодов 11-разрядного ЦАП 1500 кГц, с ОУ, аналогичным усилителю типа $\mu A709$, максимальная частота смены кодов 11-разрядного ЦАП 200 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Monolithic D/A Converter Achieves 0'05 Linearity with 10-bit Resolution.— Electronic Design, 1972, v. 20, № 9.
2. L. Altman. Bridging the Analog and Digital Worlds with Linear.— Electronics, 1972, № 12.
3. D. H. Sheingold, R. A. Ferrero. Understanding Converter Circuitry.— IEEE Spectrum, 1972, № 10.
4. В. Н. Вьюхин. Анализ статистических и динамических характеристик цифроаналоговых преобразователей с суммированием взвешенных токов.— Автометрия, 1971, № 4.

Поступила в редакцию 12 ноября 1973 г.

УДК 681.142.64

Е. Н. БРАГО

(Москва)

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СЛОЖНЫХ ФУНКЦИЙ НЕСКОЛЬКИХ ПЕРЕМЕННЫХ

При проектировании информационно-измерительных систем рациональный выбор принципов действия устройств предварительной обработки информации и их реализации способствует не только решению традиционного круга задач — масштабирования, линеаризации, функционального преобразования, но и увеличению динамического диапазона и точности измерений. В некоторых случаях, используя заведомо нелинейные датчики в сочетании с функциональным преобразователем, удается существенно упростить их конструкцию и повысить надежность. Преимущество таких устройств особенно проявляется при частотном представлении входных сигналов, которые простейшими операциями на дискретных элементах преобразуются в число-импульсный или позиционные коды [1].

Широкие возможности открываются в связи с использованием интегральных схем дискретного действия, на которых можно экономично строить быстродействующие функциональные преобразователи для вычисления сложных функций нескольких переменных. Например, при измерении расхода газа дифманометром на сужающем устройстве весовой расход определяется как корень квадратный из функций трех переменных — перепада давления на сужающем устройстве, давления газа в трубопроводе и температуры газа. Если же одновременно ставится задача расширения динамического диапазона измерений за счет линеа-