

ЛИТЕРАТУРА

1. М. М. Карлинер, Э. А. Купер, В. И. Нифонтов, А. Д. Орешков, Ю. И. Ощепков. Система для управления с помощью ЭВМ установкой встречных лучков ВЭПП-3.— *Автометрия*, 1972, № 2.
2. P. Campriche. Etude d'un convertisseur numérique analogique. JSR-PO/70-22. Genève, 1970.
3. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения. Под ред. В. Б. Смолова и Н. А. Смирнова. Л., «Энергия», 1967.

Поступило в редакцию
9 сентября 1971 г.

УДК 681.142.621

В. Н. ДЬЯКОНОВ, В. М. КУНОВ
(Новосибирск)

ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), имеющий 11 разрядов, с током старшего разряда 1024 мА разработан для управления лучом электроннолучевой трубки (ЭЛТ) высокоразрешающего автомата, предназначенного для обработки пленочной информации и, в частности, голографических интерферограмм.

Цифровое управление лучом ЭЛТ используется в различных устройствах. Помимо упомянутого автомата, сюда относятся системы взаимодействия человека с ЦВМ, визуализаторы в информационных измерительных системах с памятью, установки электронно-лучевой технологии. В зависимости от конкретного применения требования к устройству управления лучом ЭЛТ различны. В одних случаях необходимо максимальное быстроедействие, а в других (к которому относится и наш) — главным требованием является обеспечение высокой точности установки луча при несколько меньшем быстроедействии. В последнем случае, как правило, используются высокоразрешающие ЭЛТ с магнитным отклонением, а ЦАП преобразует код в ток и работает на индуктивную нагрузку. Типичная величина индуктивности отклоняющей системы составляет 200 мкГ, а ток отклонения 1—5 А.

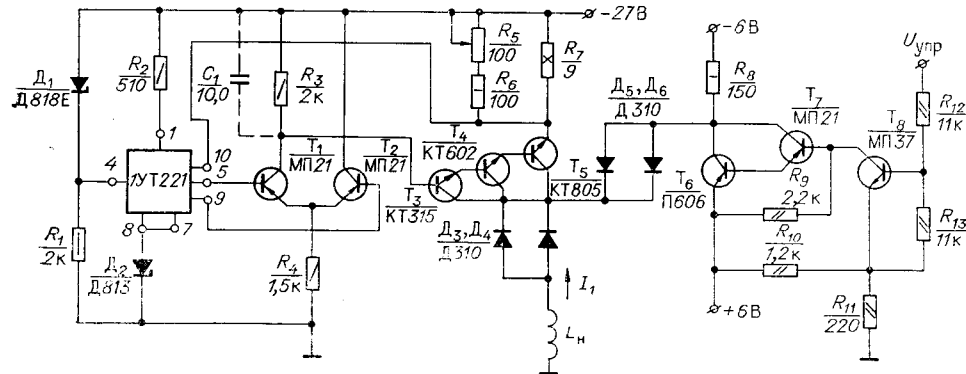
Обычно ЦАП для подобных целей строят по схеме «маломощный ЦАП — усилитель тока». Погрешность такого устройства определяется погрешностью маломощного преобразователя и, кроме того, нестабильностью коэффициента передачи усилителя постоянного тока и дрейфом его нулевого уровня. Реализация мощного широкополосного усилителя, имеющего погрешность меньшую, чем маломощный ЦАП, является достаточно сложной задачей. Имея в виду это обстоятельство, авторы попытались реализовать мощный ЦАП без выходного усилителя. Преобразователь выполнен по принципу суммирования взвешенных токов. Принципиальная схема разряда на 1024 мА представлена на рисунке.

Разряд состоит из генератора тока (1УТ221, Т₁—Т₅) и диодного ключа (Д₃—Д₆) с транзисторным управлением (Т₆—Т₈). В схеме генератора тока используется принцип, хорошо зарекомендовавший себя при построении маломощных ЦАП*. Работа схемы

* В. Н. Вьюхин. Высокостабильный источник тока на микросхемах.— *Автометрия*, 1969, № 5.

заключается в следующем. Выходной ток генератора, проходя по резистору R_7 , создает на нем падение напряжения, которое поддерживается равным напряжению на опорном стабилитроне D_1 . Всякое изменение напряжения на R_7 вызывает появление сигнала рассогласования, который усиливается усилителем ($1УТ221$, T_1 , T_2) и в конечном счете вызывает такое изменение тока транзистора T_5 , которое приводит к выравниванию напряжений на R_7 и D_1 . Благодаря использованию на входе усилителя микросхемы $1УТ221$, положение рабочей точки которой к тому же практически не изменяется, дрейф усилителя сводится к минимуму.

Стабильность выходного тока генератора непосредственно зависит от качества резистора R_7 и подстроечных резисторов R_5 , R_6 . В схеме используются проволочные резисторы типа С5-5 и СП5-3. Экспериментально определенное выходное сопротивление генератора тока старшего разряда составляет 30 кОм при сопротивлении катушки, равном 0,5 Ом. Длительность переходных процессов на включение и выключение примерно одинакова и составляет при индуктивности 200 мкГ 60 мкс.



В качестве диодов ключа в первых трех разрядах применены импульсные диоды Д310. В младших разрядах, начиная с четвертого, где выходной ток меньше, используются кремниевые диоды с пренебрежимо малым обратным током.

Транзисторы T_6 — T_8 служат для согласования мощного диодного ключа с регистром на микросхемах. При отпирании транзистора T_6 ток генератора проходит по цепи R_7 — T_5 — D_5 , D_6 — T_6 — $+6$ В. Так как ток эмиттера транзистора T_6 более 1 А, то усилительных свойств этого транзистора недостаточно для нормальной работы микросхем. Для уменьшения нагрузки на микросхемы используются транзисторы T_7 и T_8 , причем транзистор T_8 работает в режиме усиления напряжения. Благодаря этому достигается малый разброс в пороге срабатывания ключей. При указанных на схеме элементах порог срабатывания ключа согласован с микросхемами серии 217.

В разработанном ЦАП от разряда к разряду ток уменьшается по двоичному закону, а резисторы R_6 и R_7 соответственно увеличиваются. Требования к точности в младших разрядах понижены, поэтому схемы их соответственно упрощены.

Оценим величину основных составляющих погрешностей старшего разряда преобразователя.

1. Погрешность, вызванная нестабильностью тока через стабилитрон D_1 , в свою очередь состоит из пяти составляющих γ_1 — γ_5 , соответственно обусловленных: а) колебанием напряжения сети на $\pm 10\%$; б) пульсациями напряжения источника питания; в) колебаниями напряжения источника питания при изменении тока, потребляемого от него; г) временным и д) температурным дрейфом напряжения источника питания. Эти составляющие погрешности определяются динамическим и статическим сопротивлениями стабилитрона D_1 , а также характеристиками источника питания. При использовании унифицированного источника питания типа «591» наибольшими являются две последние составляющие:

$$\gamma_4' = \pm \frac{R_d \Delta U}{(R_1 + R_{ст}) U_0} \cdot 100\% = \pm \frac{18 \cdot 0,25 \cdot 27}{(2 \cdot 10^3 + 10^3) 9} \% = +4,5 \cdot 10^{-3} \% / 7 \text{ ч};$$

$$\gamma_5' = \pm 4,5 \cdot 10^{-3} \% / 10^\circ \text{ C}.$$

Здесь R_d и $R_{ст}$ — динамическое и статическое сопротивления стабилитрона, соответственно равные 18 Ом и 1 кОм; U_0 — напряжение стабилизации стабилитрона Д818Е, равное 9 В.

Погрешности $\gamma'_1 - \gamma'_3$ рассчитаны по предыдущей формуле с использованием паспортных данных блока питания:

$$\gamma'_1 = \pm 1,8 \cdot 10^{-4} \% ; \quad \gamma'_2 = \pm 7 \cdot 10^{-5} \% ; \quad \gamma'_3 = \pm 1,8 \cdot 10^{-3} \% .$$

Максимальная суммарная погрешность, вызванная нестабильностью тока через стабилитрон, составляет

$$\gamma'_\Sigma = \sum_{i=1}^5 \gamma'_i \approx 1,1 \cdot 10^{-2} \% .$$

2. Теперь рассмотрим другую группу погрешностей, обусловленную параметрами диодов, транзисторов и микросхемы.

А. Погрешность, обусловленная обратным током диодов Д310 ($I_{обр} < 20$ мкА), равна

$$\gamma''_1 = \frac{2I_{обр}}{I_1} 100 \% = \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{1,024} \cdot 100 \% \approx \pm 4 \cdot 10^{-3} \% .$$

Коэффициент 2 взят потому, что в первом разряде включены параллельно два диода. Отметим, что эта составляющая погрешности в разрядах, начиная с четвертого, где используются кремниевые диоды, становится пренебрежимо малой.

Б. Погрешность, вызванная температурным дрейфом УПТ ($U_{др} < 20$ мкВ/°С), определяется из выражения

$$\gamma''_2 = \pm \frac{U_{др}}{U_0} \cdot 10^\circ \text{C} \cdot 100 \% = \pm 2 \cdot 10^{-3} \% / 10^\circ \text{C} .$$

В. Найдем погрешность, обусловленную неуправляемым током $I_{к0}$ транзисторов Т₃—Т₅. Обратный ток транзистора Т₃ входит в погрешность целиком ($I_{к03} = 1$ мкА). Обратный ток транзистора Т₄ ($I_{к04} = 100$ мкА) снижается в β_3 раз ($\beta_3 \approx 50$), а обратный ток транзистора Т₅ ($I_{к05} = 60$ мА) снижается в $\beta_3 \beta_4$ раз ($\beta_4 \approx 15$). Таким образом, погрешность от $I_{к0}$ составляет

$$\gamma''_3 \approx \frac{I_{к03} + I_{к04}/\beta_3 + I_{к05}/\beta_3\beta_4}{I_1} \cdot 100 \% \approx (10^{-6} + 2 \cdot 10^{-6} + 2,4 \cdot 10^{-5}) 100 \% \approx \approx 2,7 \cdot 10^{-3} \% .$$

Г. Статический коэффициент усиления транзисторов Т₃—Т₅ является конечной величиной и зависит от температуры. Вследствие этого ток коллектора транзистора Т₅ изменяется, даже если ток эмиттера остается неизменным. Составляющая погрешности, обусловленная изменением коэффициентов усиления $\beta_3, \beta_4, \beta_5$ в зависимости от температуры, равна

$$\gamma''_4 \approx \frac{\Delta \beta}{\beta} \frac{1}{\beta} \cdot 100 \% , \quad \text{где } \beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3 .$$

В диапазоне температур $\pm 10^\circ \text{C}$ величина $\Delta \beta / \beta$ порядка 0,07. С учетом этого при $\beta_3 = \beta_4 = 50$ и $\beta_5 = 15$ находим $\gamma''_4 \approx 2 \cdot 10^{-4} \%$.

Д. Оценим теперь погрешность, обусловленную конечностью коэффициента усиления усилителя. При разомкнутой цепи обратной связи напряжение на резисторе R_7 изменяется примерно на 3 мВ/°С на каждый транзистор. Так как в схеме эмиттерного повторителя три транзистора, то при изменении температуры на $\pm 10^\circ \text{C}$ напряжение на R_7 изменится на ± 90 мВ. Если усилитель имеет коэффициент усиления $K \gg 1$, это изменение будет уменьшено в K раз. При коэффициенте усиления $K = 10^3$ относительная погрешность будет равна

$$\gamma''_5 = \frac{\Delta U}{KU} \cdot 100 \% = \pm \frac{90 \cdot 10^{-3}}{10^3 \cdot 9} \cdot 100 \% = \pm 10^{-3} \% .$$

Суммируя все погрешности рассмотренной группы, получим

$$\gamma''_\Sigma = \sum_{i=1}^5 \gamma''_i = \pm 10^{-2} \% .$$

3. И, наконец, находим две составляющие погрешности, обусловленные зависимостью напряжения стабилизации стабилитрона D_1 от температуры ($TKU = \pm 10^{-3}\%/^{\circ}C$)

$$\gamma'' = \pm 10^{-2} \%, 10^{\circ}C$$

Сравнивая γ'_{Σ} , γ''_{Σ} и γ'''_{Σ} , можно видеть, что главную роль играют погрешности, вызванные температурной зависимостью сопротивления проволочных резисторов. Экспериментально определенная погрешность старшего разряда в диапазоне температур $20 \pm 10^{\circ}C$ составляла 0,07%, что согласуется с результатом расчета.

Проведенный анализ погрешностей схемы показывает, что при современной элементной базе (стабильные мощные резисторы, высокочастотные мощные транзисторы и диоды, высококачественные опорные диоды и операционные усилители) вполне возможно построение цифро-аналоговых преобразователей с выходным током порядка ампера с погрешностью, близкой к погрешности маломощных преобразователей, обусловленной главным образом температурной нестабильностью проволочных резисторов.

Поступило в редакцию
6 сентября 1971 г.

УДК 621.376.53

В. Е. БОРЗЫХ, А. Н. ШЕСТЕРКИН
(Рязань)

ЛИНЕЙНЫЙ ИНТЕРПОЛЯТОР НА УПРАВЛЯЕМЫХ ГЕНЕРАТОРАХ ТОКА

В многоканальных системах передачи информации, в импульсных системах автоматического управления и регулирования сигналы подвергаются дискретизации по времени. В связи с этим очень часто приходится по дискретным отсчетам восстанавливать исходный непрерывный сигнал. Как известно, одним из возможных способов решения этой задачи является линейная интерполяция отсчетов.

Несмотря на простоту идеи линейной интерполяции и значительный выигрыш в точности восстановления некоторых сигналов [1, 2] по сравнению с другими способами демодуляции, известные схемные реализации интерполяторов имеют существенные недостатки. Например, в [3] предложено устройство, по своему принципу действия основанное на вычислении первых разностей от входной последовательности модулированных по амплитуде импульсов, запоминании их на период следования и интегрировании результата. Недостатком такого способа построения линейного интерполятора является то, что выходной интегратор включается в разомкнутую систему и, следовательно, любая помеха, присутствующая на его входе, приводит к неустраняемому смещению по уровню выходного сигнала. Аналогичный недостаток имеет и двухканальная схема линейного интерполятора с формированием треугольных импульсов [4]. Кроме этого, наличие двух каналов приводит к большой аппаратной избыточности.

Линейный интерполятор, свободный от этих недостатков (рис. 1), работает следующим образом. Входные модулированные импульсы $x(nT_0)$ проходят через ключ 1 и запоминаются в устройстве 2, а импульсы обратной связи $y(nT_0)$, амплитуды которых равны напряжению емкости C_1 в моменты замыкания ключа 6, запоминаются в 5. Ключи 1 и 6 открываются импульсами устройства синхронизации 7, имеющими постоянные амплитуды и длительности и совпадающими по времени с входными импульсами