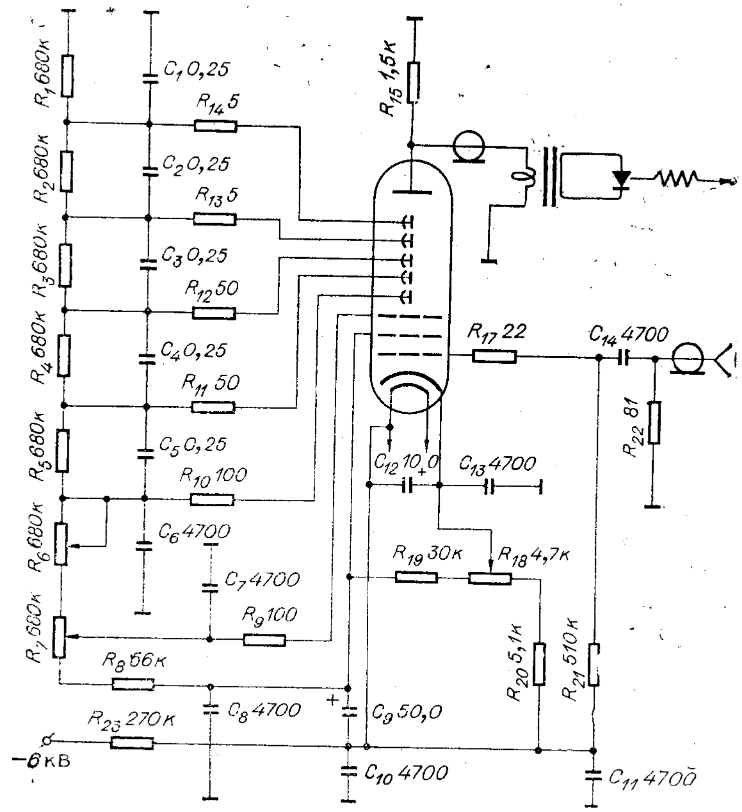


лографе типа И2-7. Времена нарастания и спада импульсов при необходимости могут быть доведены до 2 нс, так как широкополосность лампы 150 МГц.

Авторы выражают благодарность канд. техн. наук А. Г. Берковскому, чл.-корр. АН СССР Ю. Е. Нестерихину, канд. физ.-матем. наук А. М. Искольдскому за постановку задачи и внимание к работе.

Поступило в редакцию 2 июля 1974 г.;
окончательный вариант — 3 сентября 1974 г.

УДК 681.34

В. Б. СМОЛОВ

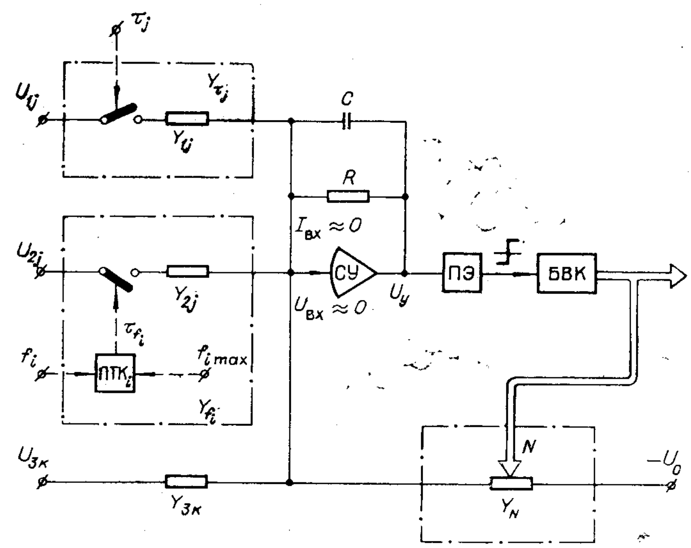
(Ленинград)

ИМПУЛЬСНО-АНАЛОГОВЫЙ КОДИРУЮЩИЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Широко распространена в технике математического приборостроения задача преобразования импульсной и непрерывной информации с выдачей результата в виде позиционного кода

$$\left.\begin{aligned} N &= N_{\max} F(\tau_j,\ f_i,\ U_{1j},\ U_{2i},\ U_{3k}),\\ j &= \overline{1,\ n};\ i=\overline{1,\ m};\ k=\overline{1,\ s}, \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

в ряде случаев может быть решена при помощи импульсно-аналогового кодирующего вычислительного преобразователя (см. рисунок), содержащего сравнивающий усилитель (СУ), пороговый элемент (ПЭ), блок выработки кода (БВК), широтно-импульсные $Y_j(\tau)$ [1], частотно-импульсные $Y_j(f)$ [2] и кодоимпульсные $Y(N)$ [3] управляемые проводимости, постоянные проводимости Y_k и RC-фильтр для выделения среднего за



период значения управляющего напряжения U_y. Напряжения постоянного тока U_{1j}, U_{2i}, U_{3k} и U_0 подаются на входы соответствующих проводимостей, а широтно-импульсные τ_j, частотно-импульсные f_i и кодоимпульсный N управляющие сигналы используются для изменения значений вышеперечисленных проводимостей в соответствии со схемой рисунка. Логические триггерные кольца (ЛТК) [2], входящие в состав управляемых проводимостей $Y_i(f)$, осуществляют линейные преобразования вида

$$\tau_i = T_i \frac{f_i}{f_{i\,\max}} = K_\tau f_i; \quad K_\tau = \text{const}.$$

Статическое равновесное состояние компенсационной схемы рисунка при $Y_{3k} = \text{const}$; $Y_j(\tau) = Y_{1j}\Phi_{1j}(\tau_j)$; $Y_i(f) = Y_{2i}\Phi_{2i}(f_i)$; $Y(N) = Y_0\Phi_3(N)$ описывается уравнением

$$\sum_{j=1}^{j=n} U_{1j}Y_{1j}\Phi_{1j}(\tau_j) + \sum_{i=1}^{i=m} U_{2i}Y_{2i}\Phi_{2i}(f_i) + \sum_{k=1}^{k=s} U_{3k}Y_{3k} = U_0Y_0\Phi_3(N), \tag{2}$$

решение которого относительно выходного кода имеет вид

$$N = N_{\max} F\left[\frac{\sum_{j=1}^{j=n} U_{1j}Y_{1j}\Phi_{1j}(\tau_j) + \sum_{i=1}^{i=m} U_{2i}Y_{2i}\Phi_{2i}(f_i) + \sum_{k=1}^{k=s} U_{3k}Y_{3k}}{U_0Y_0}\right], \tag{3}$$

где F — обратная функция Φ_3.

В таблице приведены схемы наиболее распространенных, линейных и квадратичных управляемых проводимостей

$$Y_\Theta = K\Phi(\Theta),$$

где $\Theta = \frac{\tau}{T} = \frac{f}{f_{\max}} = \frac{N}{N_{\max}}$ — относительное значение управляющего сигнала.

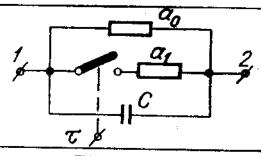
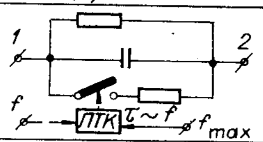
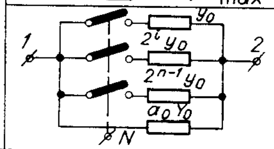
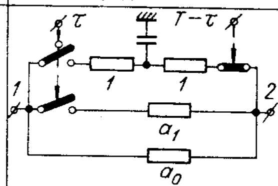
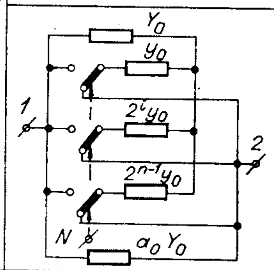
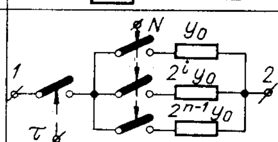
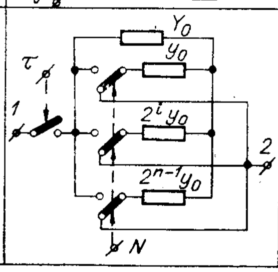
Использование в схеме рисунка различного сочетания постоянных, линейных и квадратичных проводимостей позволяет решать широкий перечень задач кодирования и одновременной математической обработки непрерывных сигналов.

Так, например, выработка кода, пропорционального сумме произведений

$$N = N_{\max}\left(\sum_{j=1}^{j=n} A_{1j}U_{1j}\tau_j + \sum_{i=1}^{i=m} A_{2i}U_{2i}f_i + \sum_{k=1}^{k=s} A_{3k}U_{3k}\right), \tag{4}$$

осуществляется при использовании в схеме рисунка только линейных управляемых проводимостей $Y_j(\tau)$, $Y_i(f)$, $Y(N)$ и постоянных проводимостей Y_k.

Схемы и характеристики управляемых проводимостей

№ п/п	Тип проводимости $Y(\theta)$	Схема проводимости	Характеристика проводимости
1	Линейная управляемая проводимость $Y(\theta)=Y_0(a_0+a_1\theta)$		$Y_{12}=Y_\tau=Y_0\left(a_0+a_1\frac{\tau}{T}\right)$
2			$Y_{12}=Y_f=Y_0\left(a_0+a_1\frac{f}{f_{max}}\right)$
3			$Y_{12}=Y_N=Y_0\left(a_0+a_1\frac{N}{N_{max}}\right)$
4	Квадратичная управляемая проводимость $Y(\theta)=Y_0(a_0+a_1\theta+a_2\theta^2)$		$Y_{12}=Y_\tau=Y_0\left[a_0+a_1\frac{\tau}{T}+a_2\left(\frac{\tau}{T}\right)^2\right]$
5		Схема позиции 4, но с предварительным преобразованием $\tau\sim f$ на ЛТК	$Y_{12}=Y_f=Y_0\left[a_0+a_1\frac{f}{f_{max}}+a_2\left(\frac{f}{f_{max}}\right)^2\right]$
6			$Y_{12}=Y_N=Y_0\left[a_0+a_1\frac{N}{N_{max}}+a_2\left(\frac{N}{N_{max}}\right)^2\right]$
7	Широтно-кодовая управляемая проводимость		$Y_{12}=Y_{\tau,N}=Y_0\frac{\tau}{T}\frac{N}{N_{max}}$
8	Квадратичная широтно-кодовая проводимость		$Y_{12}=Y_{\tau,N}=Y_0\frac{\tau}{T}\left[1-\left(\frac{N}{N_{max}}\right)^2\right]$

Реализация множительно-делительной характеристики вида

$$N = \frac{N_{\max}}{\tau_0}\left(\sum_{j=1}^{j=n} A_{1j}U_{1j}\tau_j + \sum_{i=1}^{i=m} A_{2i}U_{2i}f_i + \sum_{k=1}^{k=s} A_{3k}U_{3k}\right) \tag{5}$$

осуществляется устройством, представленным на схеме рисунка, с линейными $Y_j(\tau)$, $Y_i(f)$ и постоянными Y_k проводимостями во входной цепи и широтно-кодовой управляемой проводимостью $Y(\tau, N)$ в цепи обратной связи.

Используя во входной цепи линейные проводимости $Y_j(\tau)$, а в цепи обратной связи линейную проводимость $Y_0(\tau)$ и квадратичную широтно-кодовую управляемую проводимость $Y(\tau, N)$, получают реализацию зависимости

$$N = N_{\max}\sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{j=n}\tau_j}{\tau_0}}. \tag{6}$$

Включение во входную цепь квадратичных широтно-импульсных проводимостей $Y_j(\tau)$ и постоянной проводимости Y_0, а в цепь обратной связи — квадратичной кодо-импульсной проводимости $Y(\tau, N)$ обеспечивает выходную характеристику

$$N = N_{\max}\sqrt{\sum_{j=1}^{j=n} A_j\tau_j^2}. \tag{7}$$

Перечень выходных функциональных характеристик схемы рисунка может быть существенно расширен, если, кроме проводимостей $Y_j(\tau)$, $Y_i(f)$, $Y(N)$, $Y(\tau, N)$, указанных в таблице, использовать нелинейные управляемые проводимости с дробно-рациональными характеристиками [4]

$$Y_\Theta = Y_0\frac{\sum_1^2 a_k\Theta^k}{\sum_0^2 b_k\Theta^k},$$

где $a_k = \text{const}$; $b_k = \text{const}$.

Точность и быстродействие рассматриваемой схемы импульсно-аналогового кодирующего преобразователя целиком определяются предельными характеристиками точности и быстродействия широтно-импульсных элементов, которые, как показывают исследования и опыт работы ряда коллективов [1, 2], соответствуют максимальной приведенной относительной ошибке $\delta_{\max} = 0{,}1\%$ и полосе входного непрерывного сигнала порядка десятков герц.

Большинство элементов и узлов импульсно-аналоговых преобразователей выполняются на основе типовых линейных и цифровых интегральных подсхем.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Б. Смолов, Е. П. Угрюмов. Время-импульсные вычислительные устройства. М., «Энергия», 1969.
2. Г. О. Паламарюк. Частотно-импульсные вычислительные устройства.— В кн: Труды V Всесоюзной конференции по теории и методам математического моделирования. М., «Наука», 1969.
3. В. Б. Смолов. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляющими сопротивлениями. М., «Энергия», 1961.
4. В. Б. Смолов, В. С. Фомичев. Аналого-цифровые и цифроаналоговые нелинейные вычислительные устройства. Л., «Энергия», 1974.

Поступило в редакцию 16 января 1975 г.