

Н. А. БОГОЛЮБОВ, В. О. ХАНДРОС

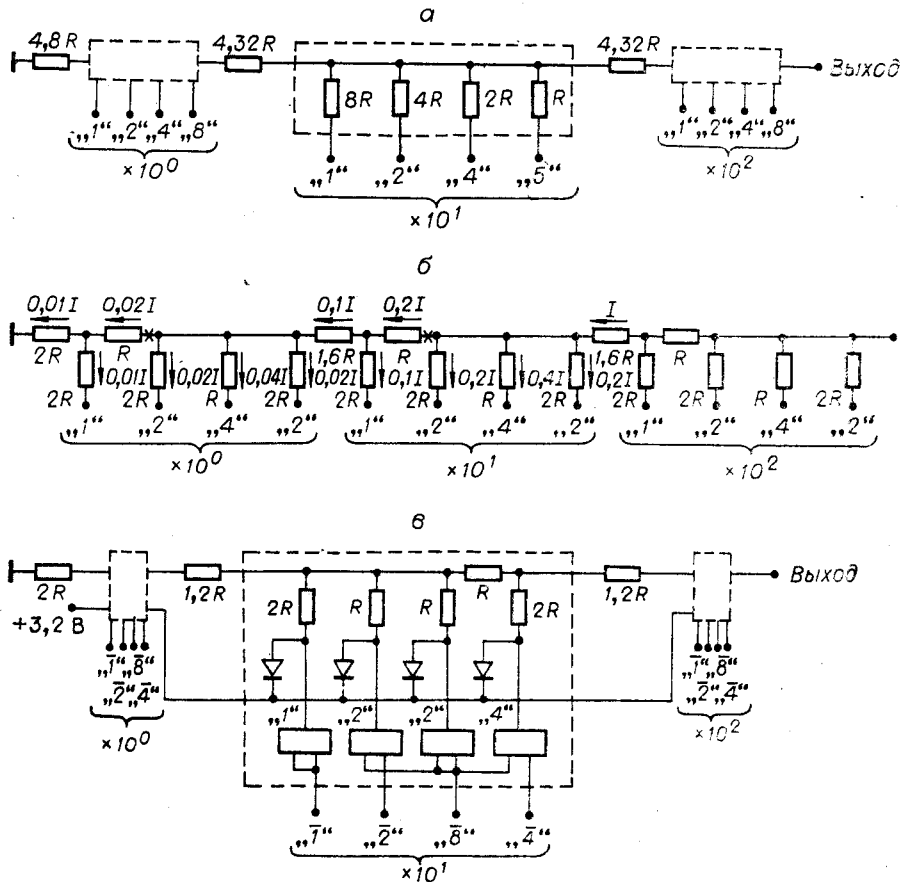
(Новосибирск)

РЕЗИСТОРНЫЕ СЕТКИ ДЛЯ ДЕКОДИРОВАНИЯ  
ДВОИЧНО-ДЕСЯТИЧНЫХ КОДОВ

Хорошо известны различные типы резисторных сеток, например типа  $R-2R$  для преобразования двоичного кода. Простота и надежность таких сеток обусловили их широкое применение. Для двоично-десятичного кода подобные резисторные декодеры мало распространены. Величины сопротивлений резисторов в таких схемах имеют широкий интервал значений [1—3], что затрудняет построение этих преобразователей. Выпускающиеся же промышленностью микросхемы резисторных ЦАП не всегда доступны. Так как в лабораторной практике потребность в преобразовании двоично-десятичных кодов в напряжение возникает весьма часто, нами предлагаются схемы декодеров, построенных из резисторов всего лишь трех номиналов.

У двоично-десятичных кодов веса последующих декад уменьшаются по десятичному закону, а вес внутриразрядных кодовых линий меняется по правилу, определенному способом кодировки цифр. Поэтому нельзя ожидать, что соотношения между сопротивлениями резисторов декодера будут такими же простыми, как в сетке  $R-2R$ . Следовательно, задача заключается в выборе схемы, построенной из резисторов, величины которых образуют, возможно, меньший набор значений в неширокой области, а их сопротивления соотносятся достаточно просто.

При построении преобразователей двоично-десятичного кода 8—4—2—1 трудно удовлетворить всем этим требованиям. Один из известных вариантов такого декодера показан на рисунке, а (см. также [2]). К сожалению, интервал значений резисторов велик, а соотношения между ними нецелочисленны. Изменением схемы сетки не удастся сколько-нибудь существенно улучшить положение, поскольку «сумма весов» кода равна пятнадцати.



В этом смысле выгодно отличаются от предыдущего коды, у которых «сумма весов» равна 9, например код 2—4—2—1. Но известные преобразователи этого кода состоят из резисторов  $R$ ,  $2R$ ,  $4R$  и  $3,6R$  [1—3].

Предлагаемые нами схемы содержат лишь резисторы  $R$  и  $2R$ , за исключением резисторов междекадной связи (см. рисунок, б, в).

Преимущества такой сетки по сравнению со схемой, изображенной на рисунке, а, очевидны. Поэтому при создании преобразователей код 8—4—2—1 — напряжение целесообразно предварительно перейти к коду 2—4—2—1. Один из вариантов такого преобразователя изображен на рисунке, в. Перекодирующие микросхемы одновременно являются простейшими источниками эталонного напряжения, а диоды фиксируют верхний уровень выходного напряжения микросхем.

Подгонка резисторов не вызывает трудностей, если пользоваться изделиями одной партии, сопротивления которых образуют последовательность от  $R_0 - \delta_1$  до  $R_0 + \delta_n$  в узкой области. Здесь  $R_0$  — номинальное значение,  $\delta_1, \dots, \delta_n$  — отклонения от него. Соединяя последовательно пары резисторов, имеющие близкие по величине и противоположные по знаку отклонения от номинала, образуем резистор, величина которого близка к  $2R_0$ .

Опыт изготовления и длительная эксплуатация показали, что погрешность преобразования 4-разрядного двоично-десятичного кода с помощью сеток рисунка, б, в, обусловленная неточностью подобранных таким методом резисторов (С2-13), не более 0,01 %. Если в качестве источников эталонного напряжения используются микросхемы серии 155 с диодной фиксацией верхнего уровня (причем диоды старшей декады следует подобрать), то погрешность преобразования трехзначного кода  $\sim 0,5$  %. Для увеличения точности следует применять более совершенные источники эталонного напряжения. Описанные схемы широко используются в различных преобразователях код — аналог созданной нами системы, связывающей ЭВМ «Мир» с экспериментальной установкой.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Петребенко К. А. Цифровые делители напряжения. — М.: Энергия, 1970.
2. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Сов. радио, 1979.
3. Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Сов. радио, 1980.

Поступило в редакцию 10 ноября 1980 г.

УДК 53.082.5

Л. В. ВИКТОРОВ, А. В. КРУЖАЛОВ, Б. В. ШУЛЬГИН  
(Свердловск)

#### ОДНОФОТОННЫЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ СЦИНТИЛЛЯЦИЙ В НАНОСЕКУНДНОМ ДИАПАЗОНЕ

В последнее время для исследований формы сцинтимпульсов в наносекундном диапазоне применяются однофотонные флуориметры [1, 2], что обусловлено их несомненными достоинствами: простотой, высоким временным разрешением, большим динамическим диапазоном, высокой чувствительностью при принудительной синхронизации от импульса возбуждения. В известных устройствах при исследованиях кинетики сцинтилляций, возбуждаемых случайным потоком частиц или квантов, старт-канал настраивают таким образом, чтобы формировать импульсы временной привязки при появлении каждой сцинтилляционной вспышки. Поэтому фактический предел чувствительности флуориметра при сцинтилляционных исследованиях оказывается ограниченным не однофотонным уровнем, а гораздо большей энергией вспышки  $E_1$ , необходимой для надежного запуска старт-канала (энергия  $E_1$  соответствует примерно  $2 \cdot 10^2 - 10^3$  световым квантам на вспышку).

Для изучения сцинтилляторов, обладающих невысокой сцинтилляционной эффективностью, вовсе не обязательно настраивать старт-канал на регистрацию 100 % сцинтимпульсов. Его можно установить, как и стоп-канал, в одноэлектронный режим работы, при котором средняя частота одноэлектронных импульсов на выходе старт-канала  $F_{\text{ои}} \leq 0,05 F_{\text{возб}}$ , где  $F_{\text{возб}}$  — средняя частота падения на образец возбуждающих частиц. В остальном структурная схема предлагаемой нами установки ничем не отличается от известного однофотонного флуориметра (например, [1]).