

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОДА В НАПРЯЖЕНИЕ

В. З. ЯМПОЛЬСКИЙ, Л. В. ПЕРФИЛЬЕВ

(Представлена научным семинаром кафедры ЭП и АПУ)

В системах автоматизированного электропривода с цифровыми устройствами управления преобразование кода в напряжение или ток является основным видом преобразования цифровых величин в аналоговые. Преобразование кода в аналоговую величину всегда производится путем суммирования аналоговых величин. При суммировании электрических сигналов суммируются одновременно и токи и напряжения, поэтому, исходя из соображений удобства классификации, полагают, что имеет место суммирование токов, когда схема нагружена на малое сопротивление, и суммирование напряжений, когда режим работы схемы суммирования близок к холостому ходу [1].

Суммирование аналоговых величин с учетом «веса» каждого разряда преобразуемого кода может осуществляться в последовательной или параллельной форме. Стремление понизить требования к качеству переключателей и освободиться от необходимости их тщательной изоляции и экранировки обеспечило преимущество разнообразным схемам преобразователей с параллельным соединением разрядов.

При параллельном преобразовании все разряды кода одновременно поступают на схему суммирования. Результат преобразования представляется как некоторая сумма «весов», в разрядах преобразуемого кода которых присутствует единица. Выходной сигнал каждого «разрядного» преобразователя пропорционален «весу» данного разряда, то есть для двоичных кодов величине  $2^i$ , где  $i$  — порядковый номер разряда.

Развитие параллельных схем стимулировалось необходимостью замены механических переключателей бесконтактными ключами, которые обладают высокой надежностью и быстродействием, но уступают последним в отношении уровня собственных помех и простоты управления работой.

Входная и выходная цепи бесконтактного переключателя обычно гальванически связаны между собой, с соответствующими цепями других переключателей и с источником питания. Из-за этих паразитных гальванических связей применение бесконтактных ключей в многоразрядных последовательных схемах практически невозможно. В параллельных схемах гальванические связи играют значительно меньшую роль, так как ключи и без того должны быть связаны с одной или двумя шинами. Кроме того, при последовательном соединении отдельных

разрядов паразитные э. д. с. и сопротивления переключателей суммируются, а при параллельном соединении их суммарное действие не превосходит действия паразитных параметров одного двоичного переключателя. Параллельные преобразователи относятся к наиболее быстродействующим и позволяют при использовании электронных ключей сократить время одного преобразовательного цикла до нескольких микросекунд.

Подробный анализ приближенных и точных параллельных преобразователей проводится в работах [1, 2, 3]. В данной работе излагается инженерная методика расчета точного параллельного преобразователя кода в напряжение, предлагается вариант схемной реализации такого преобразователя с использованием бесконтактных полупроводниковых ключей и производится анализ основных погрешностей предлагаемой схемы.

### Расчет параметров преобразователя

Расчет параметров преобразователя кода в напряжение сводится к определению величины «весовых» сопротивлений суммирующей схемы и величины напряжения эталонного источника питания для заданных значений параметров нагрузки. Под параметрами нагрузки понимают при этом сопротивление нагрузки  $R_H$  и амплитуду преобразуемого сигнала, которая задается в форме тока или напряжения. При использовании преобразователя в системах автоматизированного электропривода его нагрузкой чаще всего являются обмотки управления электромашинного или магнитного усилителей. Полученные в результате расчета параметры преобразователя должны с заданной степенью точности обеспечить на обмотке управления усилителя напряжение или ток, пропорциональные преобразуемому коду.

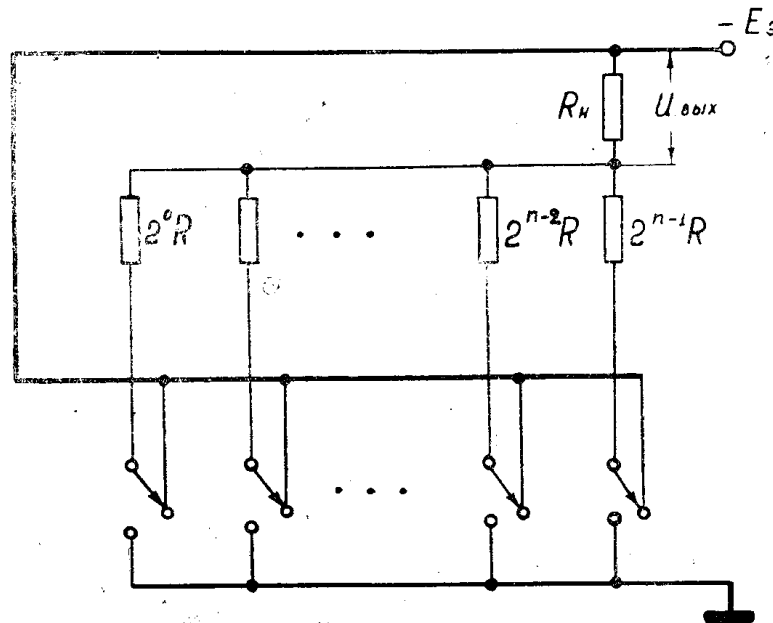


Рис. 1.

Точная параллельная схема приведена на рис. 1. В ее состав входит звездообразная система сопротивлений  $2^i R$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, n - 1$ ), где  $n$  — максимальное число разрядов преобразуемого кода и система ключей, подключающих лучи звезды либо к эталонному источнику напряжения  $E_0$ , либо к «земле». В этом случае для любой комбинации состоя-

ний ключей выходное сопротивление схемы остается постоянным, чем обеспечивается линейное соответствие между кодами преобразуемых чисел и выходными напряжениями преобразователя.

Параметры точного параллельного преобразователя могут быть определены из уравнения [2]

$$U_{\text{вых}} = E_3 \frac{\sum x_i g_i}{\sum g_i} = E_3 \frac{G_{\text{ед}}}{\sum g_i} \sum x_i a_i, \quad (1)$$

где  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение преобразователя,  
 $E_3$  — напряжение эталонного источника питания,  
 $G_{\text{ед}}$  — некоторая единичная проводимость,  
 $x_i$  — 1 либо 0 в зависимости от положения ключа  $i$ -го разряда,  
 $g_i$  — проводимость  $i$ -го разряда,  
 $a_i$  — весовые коэффициенты разрядов,  
 $i = 1, 2, \dots, n$ .  
 $n$  — число разрядов преобразуемого кода.

В данном уравнении выходное напряжение преобразователя  $U_{\text{вых}}$  связано с величиной  $E_3$  через совокупность значений состояний разрядных ключей  $x_i$  и разрядных («весовых») проводимостей  $g_i$ . Несмотря на общность данного уравнения, использование его для расчета параметров преобразователей представляется неудобным из-за необходимости предварительного определения совокупности значений  $a_i$  и  $g_i$ . Последнее при отсутствии достаточного опыта может привести к неблагоприятным или полностью непригодным для технической реализации параметрам преобразователя. Лишь после двух-трех пересчетов проектировщик может получить приемлемое решение. Кроме того, для учета параметров нагрузки необходим дополнительный пересчет.

Методику расчета преобразователя данного типа можно существенно упростить, используя несколько иной подход. Особенность предлагаемого подхода заключается в том, что вывод уравнения  $U_{\text{вых}} = f(E_3)$  производится с учетом параметров нагрузки не для общего, а для частного случая — преобразования кодовой комбинации 00...01 (единица присутствует только в младшем разряде кода).

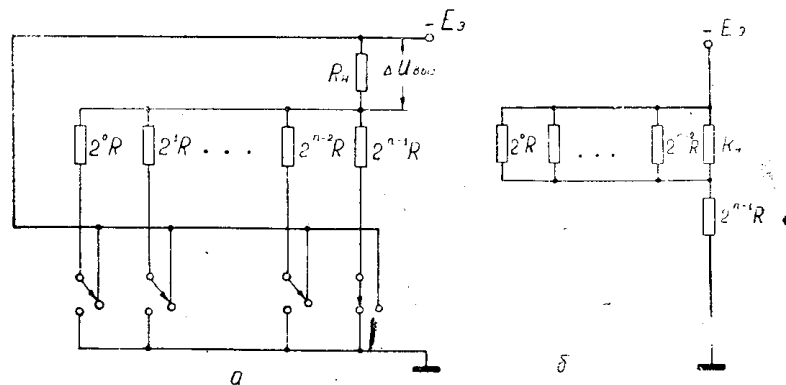


Рис. 2.

Схема преобразователя, соответствующая данному частному случаю, приведена на рис. 2а. Выходное напряжение преобразователя, соответствующее единице в младшем разряде, обозначено через  $\Delta U_{\text{вых}}$  и характеризует разрешающую способность преобразователя. Разрешающая способность преобразователя связана с амплитудой преобра-

зуемого сигнала, заданного в форме токов или напряжений соотношениями

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}}{2^n - 1};$$

$$\Delta I_{\text{ВЫХ}} = \frac{I_{\text{макс}} - I_{\text{мин}}}{2^n - 1}. \quad (2)$$

Преобразовав для удобства рассмотрения схему рис. 2а к виду, изображенному на рис. 2б, можно из первого закона Кирхгофа, записанного для вершины звезды сопротивлений, получить следующее уравнение

$$\frac{E_3 - \Delta U_{\text{ВЫХ}}}{2^{n-1}R} - \Delta U_{\text{ВЫХ}} \left( \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R} \sum_{i=0}^{n-2} 2^{-i} \right), \quad (3)$$

где  $R$  — „весовое“ сопротивление старшего разряда преобразователя,  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

После элементарных преобразований получаем

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{E_3}{1 + \frac{2^{n-1}R}{R_n} + 2^{n-1} \sum_{i=0}^{n-2} 2^{-i}}. \quad (4)$$

Из условия линейности характеристики преобразователя полученный частный результат легко обобщается для любого  $U_{\text{ВЫХ}}$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = N \cdot \Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N \cdot E_3}{1 + \frac{2^{n-1}R}{R_n} + 2^{n-1} \sum_{i=0}^{n-2} 2^{-i}}, \quad (5)$$

где  $N$  — десятичный эквивалент преобразуемого двоичного кода.

Перепишав уравнение (5) относительно  $R$ , получаем уравнение „весовой“ характеристики преобразователя

$$R = \frac{E_3 \cdot R_n}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot 2^{n-1}} - R_n \sum_{i=0}^{n-1} 2^{-i}. \quad (6)$$

„Весовая“ характеристика преобразователя представляет собой прямую в координатных осях  $R$  и  $E_3$ , наклон и точка пересечения с осью абсцисс которой полностью определяются параметрами нагрузки: сопротивлением  $R_n$  и амплитудой преобразуемого сигнала  $U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}$  или  $I_{\text{макс}} - I_{\text{мин}}$ .

Семейство „весовых“ характеристик 10-разрядного преобразователя кода в напряжение для различных параметров нагрузки представлено на рис. 3. Нагрузкой преобразователя являются обмотки управления серийно выпускаемых электромашинных усилителей, параметры которых указаны в соответствующих столбцах табл. 1.

Приведенное семейство „весовых“ характеристик позволяет непосредственно из графика определить значение сопротивления  $R$  для любых значений напряжения  $E_3$ .

При  $n > 8$  можно пользоваться приближенным уравнением „весовой“ характеристики

$$R = \frac{E_3 \cdot R_n}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot 2^{n-1}} - 2R_n, \quad (7)$$

так как уже при  $n = 8$  сумма членов геометрической прогрессии  $\sum_{i=0}^7 2^{-i}$  с точностью до одного процента равна 2. Чем выше  $n$ , тем точнее приближение уравнения (7) к (6). При  $n = 10$  результаты расчета по уравнению (7) отличаются лишь на  $0,04\%$ .

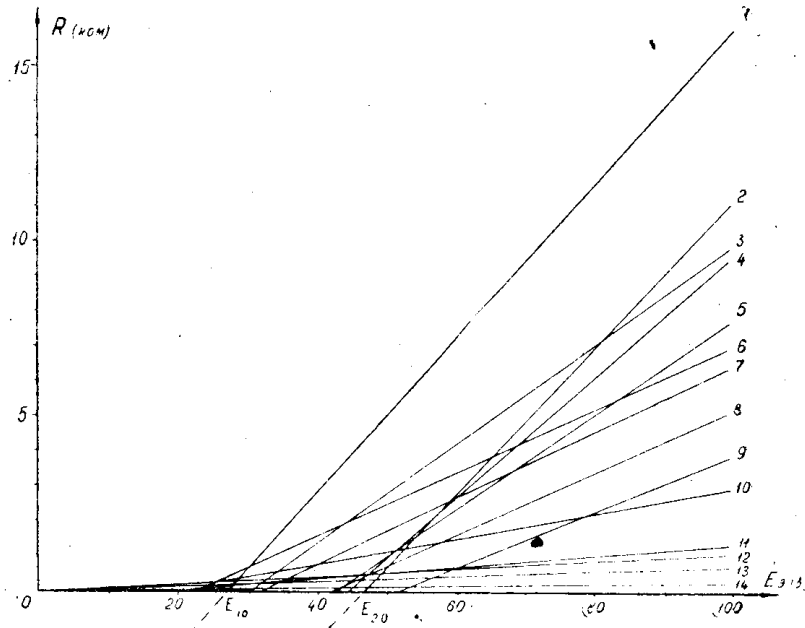


Рис. 3.

Таблица 1

К	1	2	3	4	5	6	7
Тип ЭМУ, комплект обмот.	5П	75-2-Г	12-2-Б	50-2-В	25-4-К	12-2-А	12-3-Г
$R_{0У}$ (ом)	3000	5000	2200	3920	2920	1030	1550
$I_{0У}$ (ма)	9	9,5	14	11,5	14,5	22	21

Продолжение табл. 1

К	8	9	10	11	12	13	14
Тип ЭМУ, комплект обмот.	70-2-В	100-4-В	100-4-В	110-4-Б	12-3-Е	50-4-М	110-4-А
$R_{0У}$ (ом)	1950	2100	362	161	24,8	8,18	22,4
$I_{0У}$ (ма)	22	25	54	130	190	320	1000

В том случае, когда амплитуда сигнала нагрузки задана в форме тока, уравнение (6) удобно представить в следующем виде

$$R = \frac{E_s}{\Delta I_{\text{вых}} \cdot 2^{n-1}} - R_n \sum_{i=0}^{n-1} 2^{-i}, \quad (8)$$

где  $\Delta I_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{R_n}$  — есть приращение тока в нагрузке на единицу младшего разряда кода, или, что то же, разрешающая способность преобразователя по току.

Условием физической осуществимости преобразователя кода в напряжение для заданных параметров нагрузки является соблюдение неравенства

$$\frac{E_s \cdot R_n}{\Delta U_{\text{вых}} \cdot 2^{n-1}} - R_n \sum_{i=0}^{n-1} 2^{-i} > 0. \quad (9)$$

Неравенство (9) выполняется для всех значений  $E_s > E_{\text{ко}}$  ( $\kappa = 1, 2, \dots$ , рис. 3), то есть для всех значений  $E_s$  справа от точки пересечения „весовой“ характеристики с осью абсцисс. Для  $E_s < E_{\text{ко}}$  (пунктирные участки характеристик) „весовые“ сопротивления попадают в область отрицательных значений и, следовательно, делают преобразователь физически неосуществимым.

С целью повышения точности преобразователя целесообразно  $E_s$  выбирать возможно большим, так как при этом величина „весовых“ сопротивлений возрастает, что приводит к снижению влияния паразитных параметров реальных схем преобразователей. Из этих же соображений пологие характеристики 11, 12, 13; 14 являются нежелательными. Нагрузки, соответствующие прямым 11, 12, 13, 14, характеризуются малой величиной сопротивления и большой амплитудой тока, а поэтому для них следует применять преобразователи токового типа [1].

Используя полученные соотношения, расчет преобразователя кода в напряжение сводится к следующему:

1. Задаемся двумя произвольными значениями  $E_s$  и по уравнению 6 или 8 (в зависимости от формы задания параметров нагрузки) определяем соответствующие значения  $R$ .

2. В координатных осях  $R$  и  $E_s$  через полученные точки проводится „весовая“ характеристика преобразователя, с помощью которой осуществляется выбор величины напряжения эталонного источника  $E_{s1}$  и определяется „весовое“ сопротивление старшего разряда преобразователя  $R_1$  (рис. 3).

3. „Весовые“ сопротивления остальных разрядов находятся элементарным пересчетом

$$R_i = 2^{n-i} R_1; \quad (i = 1, 2, \dots, n).$$

### Вариант схемной реализации преобразователя

При реализации точных параллельных преобразователей наибольшие трудности возникают при выборе бесконтактных переходных ключей для коммутации выходных каскадов. Обладая конечными сопротивлениями в проводящем и непроводящем направлении, полупроводниковые (диодные и триодные) ключевые схемы вносят добавочные ошибки в работу преобразователя. Обеспечение строгого постоянства переходных сопротивлений ключей является нереальной задачей, поэтому добиваются того, чтобы сопротивление замкнутого ключа было очень



то ключевой триод  $i$ -го разряда будет закрыт, а шунтирующий открыт. В этом случае „весовое“ сопротивление  $i$ -го разряда через открытый триод  $I_{ш(i)}$  включается параллельно сопротивлению нагрузки. При отсутствии шунтирующего триода „весовое“ сопротивление подключалось бы параллельно сопротивлению нагрузки  $R_n$  через сопротивление  $R_k$ , что приводило бы к изменению выходного сопротивления схемы преобразователя и, следовательно, к нарушению его линейности.

Таким образом, предложенная схема разрядного переходного ключа, состоящая из триода  $T_i$  и  $T_{ш(i)}$  (ключевого и шунтирующего), обеспечивает коммутацию „весового“ сопротивления  $i$ -го разряда от плюса к минусу эталонного источника напряжения  $E_э$  с минимальной погрешностью, определяемой величиной сопротивления триода в режиме глубокого насыщения.

Учитывая, что все шунтирующие триоды работают в режиме эмиттерных повторителей, для их полного открывания необходимо выполнить условие  $U_{вх} \geq E_э$ , где  $U_{вх}$  — напряжение входного сигнала на базе шунтирующих триодов.

### Схема замещения

Для оценки погрешностей, вносимых триодными ключами, рассмотрим схему замещения полупроводникового преобразователя (рис. 5), которая соответствует наличию единицы только в младшем разряде кода.

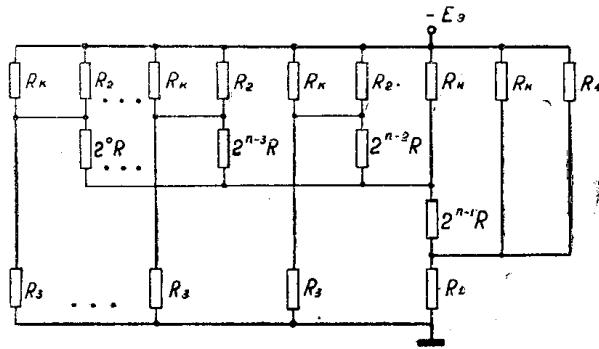


Рис. 5.

На схеме замещения полупроводниковые триоды представлены соответствующими эквивалентными сопротивлениями:  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления ключевого и шунтирующего триодов в режиме насыщения, а  $R_3$  и  $R_4$  — сопротивления этих же триодов в закрытом состоянии. Величина сопротивления триода в режиме насыщения есть нелинейная функция от величины кол-

лекторного тока и возрастает с уменьшением тока.

Как показали экспериментальные исследования полупроводниковых триодов типа П26 в диапазоне коллекторных напряжений 8—90 в, коллекторных токов от 1 до 200 ма, при наличии внешнего положительного смещения величины соответствующих сопротивлений схемы замещения колеблются в пределах:

$$\begin{aligned} R_1 &= 1 \div 5 \text{ ом} \\ R_2 &= 15 \div 40 \text{ ом} \\ R_3, R_4 &= 1 \div 3 \text{ мом} \end{aligned}$$

Полупроводниковые триоды рассмотренного типа наиболее пригодны для реализации преобразователей кода в напряжение, так как позволяют строить схемы с наибольшим диапазоном напряжений эталонных источников — до 100 в.

Преобразовав схему замещения по законам электротехники к виду, изображенному на рис. 2б, по уравнению (4) можно оценить степень влияния паразитных сопротивлений полупроводниковых ключей на точность преобразователя.

Расчеты показывают, что для параметров нагрузок, «весовые» характеристики которых располагаются выше линии 9 (рис. 3), при со-



ответствующем выборе величины  $E_2$  погрешность предлагаемой схемы не превосходит 0,05%.

Как видно из схемы замещения, наибольшую погрешность в величину разрядных сопротивлений вносят сопротивления  $R_2$ , и, следовательно, суммарная погрешность преобразователя будет тем больше, чем больше шунтирующих триодов оказывается в режиме насыщения.

Рассматриваемая схема замещения обладает максимальной погрешностью (во всех разрядах схемы, кроме младшего, присутствует сопротивление  $R_2$ ) и полученная для нее оценка погрешности является верхним пределом для данного преобразователя.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Э. И. Гитис. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств, ГЭИ, 1961.
  2. К. А. Нетребенко. Цифровые автоматические компенсаторы, ГЭИ, 1961.
  3. В. Б. Смоллов. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями. ГЭИ, 1961.
-