

для управления («светоиндуцированного тушения») в этом случае. Воспользуемся соотношением для относительного квантового выхода люминесценции донора [6]:

$$\frac{\Phi_{0d}}{\Phi_d} - 1 \approx \frac{\pi^{3/2}}{2\sqrt{2}} \frac{C}{C_0} \frac{C_A}{C_{A0}}, \quad (10)$$

где C и C_A — концентрация донора и акцептора; $C_0 = \left(\frac{4}{3} \pi R_0^3\right)^{-1}$;

R_0 — критическое расстояние для переноса донор — донор. Соотношение (10) выполняется для $C/C_0 \gg 1$, $R_{A0} < R_0$, $C_A \ll C$.

Эта область как раз является областью наших практических интересов: высокая концентрация C обеспечивает сильную зависимость при малых C_A . Пренебрегая, как и в предыдущих рассмотренных, заселением акцептора за счет переноса (т. е., полагая I_1 малым), для концентрации возбужденных молекул, являющихся акцепторами, запишем:

$$C_A = C_X \frac{b_2}{b_2 + a_2} = C_X \frac{I_2/I_H}{1 + I_2/I_H}, \quad (11)$$

где C_X — концентрация молекул примеси, исходной для образования акцептора.

Для интересующей нас области $I_2 \ll I_H$ и $C_A \approx C_X \frac{I_2}{I_H}$.

Зададимся для оценки достаточно типичными значениями: $C, C_X = 10^{-1}$ моль/л, $R_0 = 5$ нм, $R_{A0} = 4$ нм. Тогда из (10) получим: $\Phi_{0d}/\Phi_d - 1 \approx 900 \frac{I_2}{I_H}$ т. е. интенсивность $I_2 \sim 10^{-3} I_H$ достаточна для уменьшения квантового выхода в два раза. Если использовать те же параметры, что рассматривались при оценке управляющей энергии для бихромофора, то для настоящего случая имеем в расчете на элемент $2 \cdot 10^{-14}$ Дж.

Проведенные оценки позволяют считать системы с переносом энергии перспективными нелинейными средами для реализации оптического управления.

Список литературы

1. Гиббс Х. Оптическая бистабильность. М., 1988.
2. Spreiser S., Orenstein M. // Appl. Optics. 1988. V. 27. № 14. P. 2944.
3. Малашкевич Г. Е., Пятосин В. Е., Цвирко М. Н. // Оптика и спектроскопия. 1984. Т. 57. Вып. 1. С. 50.
4. Маркель В. А., Штокман М. И. // Там же. 1988. Т. 65. Вып. 6. С. 1231.
5. Ермолаев В. Л., Бодунов Е. М., Свешников Е. Б., Шахвердов Т. А. Безызлучательный перенос энергии электронного возбуждения. Л., 1977.
6. Бодунов Е. Н. // Автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук. Мн., 1990.

Поступила в редакцию 04.04.91.

УДК 681.325.53(075.8)

Л. Н. БАКИНОВСКАЯ, Б. Н. КРАСНОГОЛОВЫЙ,
В. П. СУПРУН, Б. Н. ШПИЛЕВОЙ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДВОИЧНОГО КОДА В ДВОИЧНО-ДЕСЯТИЧНЫЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ D-ТРИГГЕРОВ

Важным узлом преобразователя двоичного, или бинарного, кода (БК) в двоично-десятичный (БДК) последовательного типа является двоично-десятичный регистр со схемой коррекции (рис. 1), в котором осуществляется сдвиг и коррекция преобразуемого кода. Как правило, схема коррекции (СК) выполняется на логических элементах, а регистр (Рг2) — на тетрадах триггеров. В качестве последних обычно используют универсальные JK-триггеры с входной логикой ЗИ, которая в ряде случаев может упростить построение СК [1, 2]. Но JK-триггеры требуют

управления по двум информационным входам (J и K), а в силу сложности схемы и большого числа выводов в корпусе микросхемы содержится только один триггер.

Если же тетрады $Pr2$ построить на D -триггерах с одним информационным входом (D), микросхемы которых содержат два и большее количество триггеров, то, несмотря на отсутствие входной логики, в большинстве случаев удастся упростить схему $Pr2$ и $СК$ и соответственно сократить аппаратные затраты. Дополнительным соображением в пользу применения D -триггеров в тетрадах $Pr2$ может служить тот факт, что входной регистр ($Pr1$), как правило, выполняют также на D -триггерах.

Алгоритм преобразования $БК \rightarrow БДК$ представлен в табл. 1 [3].

При $p=0$ происходит удвоение содержимого тетрады и, если удвоенное значение превышает девять, формируется сигнал переноса $p_+=1$. При $p=1$ к удвоенному значению прибавляется единица и, если полученное содержимое превышает десять, вырабатывается сигнал переноса $p_+=1$.

Для синтеза младшей тетрады на основании алгоритма преобразования и матрицы переходов D -триггера (табл. 2) составляем сводную таблицу переходов состояний, которая для БДК с весами 8421 имеет вид табл. 3 (Q_1-Q_4 — состояния триггеров тетрады).

По данным табл. 3 могут быть составлены логические уравнения для D -входов всех триггеров тетрады и сигнала переноса p_+ в последующую тетраду. Эти пять уравнений представляют собой систему недоопределенных булевых функций пяти переменных (Q_1-Q_4, p), минимизацию которых «вручную» лучше осуществить по картам Вейча—Карно (рис. 2).

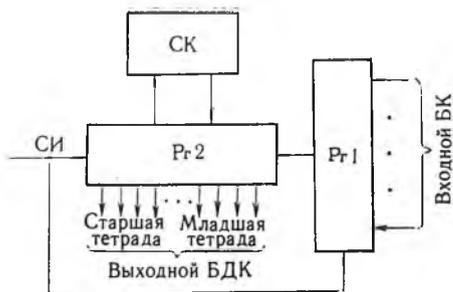


Рис. 1. Структурная схема последовательного преобразования $БК \rightarrow БДК$:

$Pr1$ — входной регистр сдвига; $Pr2$ — выходной двоично-десятичный регистр; $СК$ — схема коррекции; СИ — синхронимпульсы

Таблица 1

X	F_i^t	$p=0$		$p=1$	
		F_i^{t+1}	p_+	F_i^{t+1}	p_+
0	F_0	F_0	0	F_1	0
1	F_1	F_2	0	F_3	0
2	F_2	F_4	0	F_5	0
3	F_3	F_6	0	F_7	0
4	F_4	F_8	0	F_9	0
5	F_5	F_0	1	F_1	1
6	F_6	F_2	1	F_3	1
7	F_7	F_4	1	F_5	1
8	F_8	F_6	1	F_7	1
9	F_9	F_8	1	F_9	1

Таблица 2

$Q^t \rightarrow Q^{t+1}$		D^t
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Примечания: X — десятичная цифра; F_i^t — текущее состояние, двоичные 4-разрядные кодовые слова, отображающие десятичные цифры 0—9 в заданном БДК; F_i^{t+1} — следующее состояние триггеров тетрады; p — сигнал переноса от предыдущей тетрады (или от $Pr1$ для младшей тетрады); p_+ — сигнал переноса на последующую тетраду.

X	F_i^t				F_i^{t+1}								D_1	D_2	D_3	D_4	p_+						
	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	$p=0$				$p=1$				p										
					Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
4	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
6	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1
8	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1
9	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Минимизированные и приведенные к элементному базису И—НЕ уравнения получатся в виде:

$$\begin{aligned}
 D_1 &= p; \quad D_2 = \overline{Q_1}Q_4 \vee Q_1Q_2\overline{Q_3} \vee \overline{Q_1}Q_2Q_3 \vee Q_1\overline{Q_2}\overline{Q_3}\overline{Q_4} = \\
 &= \overline{Q_1}Q_4 \wedge \overline{Q_1}Q_2\overline{Q_3} \wedge \overline{Q_1}Q_2Q_3 \wedge \overline{Q_1}\overline{Q_2}\overline{Q_3}\overline{Q_4}; \\
 D_3 &= Q_1Q_2 \vee \overline{Q_1}Q_4 \vee Q_2\overline{Q_3}\overline{Q_4} = \overline{Q_1}Q_2 \wedge \overline{Q_1}Q_4 \wedge \overline{Q_2}\overline{Q_3}\overline{Q_4}; \\
 D_4 &= Q_1Q_4 \vee \overline{Q_1}\overline{Q_2}Q_3 = \overline{Q_1}Q_4 \wedge \overline{Q_1}\overline{Q_2}Q_3; \\
 p_+ &= Q_4 \vee Q_1Q_3 \vee Q_2Q_3 = \overline{Q_4} \wedge \overline{Q_1}Q_3 \wedge \overline{Q_2}Q_3.
 \end{aligned}$$

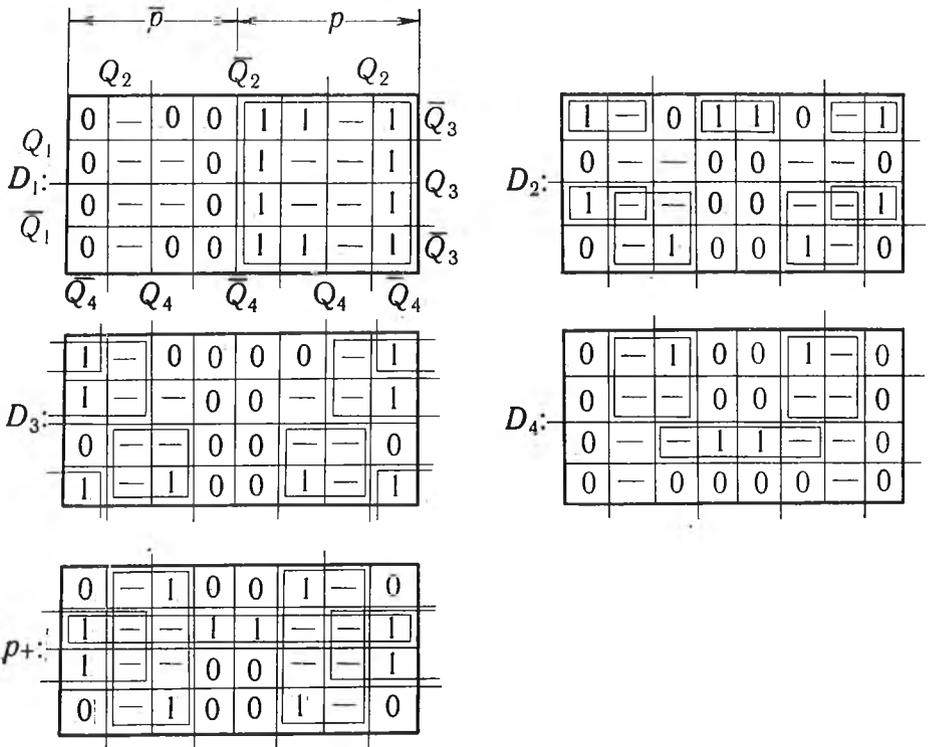


Рис. 2. Карты Вейча — Карно для младшей тетрады преобразователя БК→БДК 8421

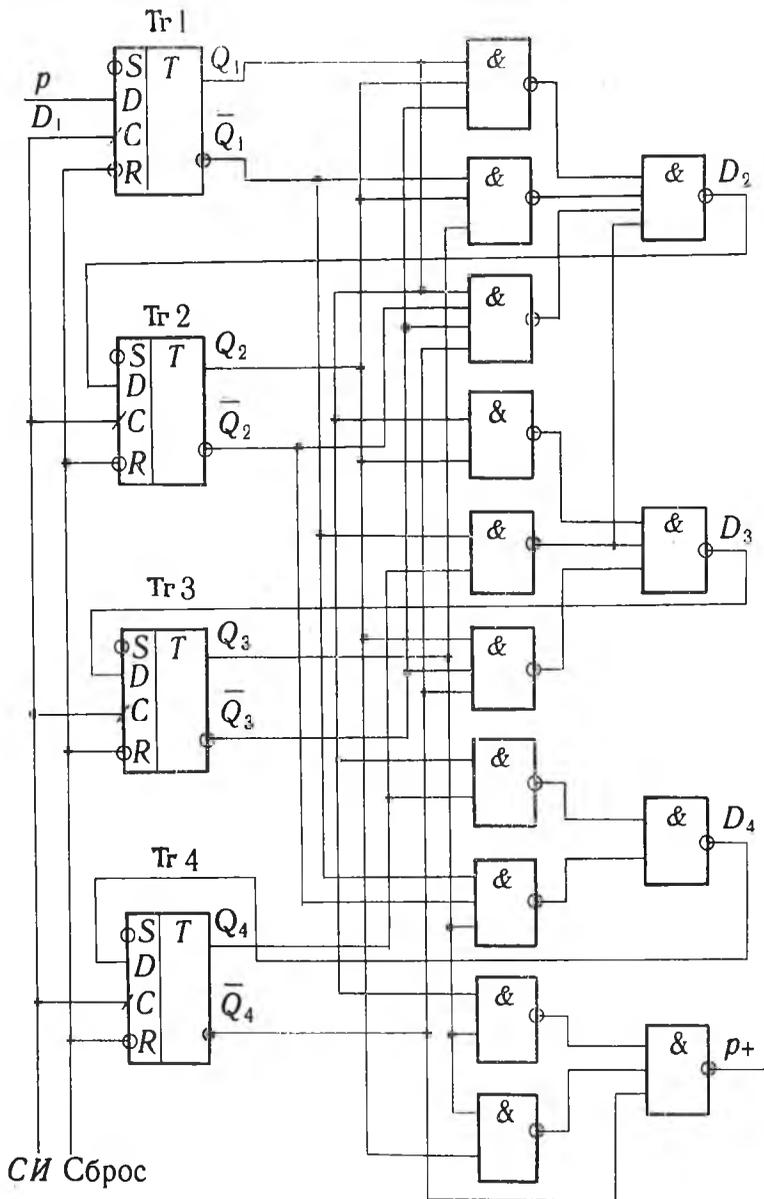


Рис. 3. Младшая тетрада Pr2 со схемой коррекции

В соответствии с полученными уравнениями построена структурная логическая схема младшей тетрады (рис. 3), содержащая 14 логических элементов и 4 триггера. Если ориентироваться на микросхемы серии К155, аппаратные затраты будут следующими: К155ЛА3 (2И—НЕ) — 2 шт., К155ЛА4 (3И—НЕ) — 2 шт., К155ЛА1 (4И—НЕ) — 1 шт., D-триггеры К155ТМ2 — 2 шт. Таким образом, младшая тетрада с элементами коррекции может быть выполнена на семи микросхемах при двух лишних логических элементах 2И—НЕ, которые могут найти применение в других тетрадах преобразователя кодов.

Промежуточные тетрады не отличаются от младшей, роль сигнала переноса p в них играет сигнал переноса p_+ из предыдущей тетрады.

Что же касается старшей тетрады, то ее схема несколько упрощается за счет отсутствия схемы формирования сигнала переноса (нет еще более старшей тетрады).

Наиболее трудоемкая процедура функционально-логического синтеза

тетрад преобразователя кодов — минимизация систем недоопределенных булевых функций — может быть автоматизирована. В результате машинной минимизации по одному из методов для младшей тетрады получены следующие уравнения:

$$D_1 = p; D_2 = \bar{Q}_1 Q_4 \vee \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \vee Q_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4;$$

$$D_3 = Q_1 Q_2 \vee \bar{Q}_1 Q_4 \vee Q_2 \bar{Q}_3;$$

$$D_4 = Q_1 Q_4 \vee \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3;$$

$$p_+ = Q_1 Q_3 \vee Q_1 Q_4 \vee \bar{Q}_1 Q_4 \vee \bar{Q}_1 Q_2 Q_3.$$

Из сравнения уравнений, полученных при «ручной» и машинной минимизации, следует, что в последнем случае удалось получить меньшее число различающихся между собой конъюнкций (восемь против десяти) и за счет этого сократить аппаратные затраты на одну микросхему.

По изложенной методике могут быть синтезированы тетрады с элементами коррекции для преобразователей БК→БДК и с другими весовыми коэффициентами в выходном коде (не только 8421).

Существенного сокращения аппаратных затрат можно достигнуть при построении преобразователя кода на программируемых логических матрицах (ПЛМ), и полученные выше уравнения хорошо приспособлены для реализации на этой элементной базе.

Современные ПЛМ имеют 8—16 входов, 4—12 выходов, 24—96 вертикальных шин (различных конъюнкций) и время задержки, превышающее в два-три раза значение задержки типового логического элемента соответствующей серии [4].

С учетом этих данных нетрудно подсчитать, что для построения схем коррекции преобразователя 10-разрядного БК в три тетрады БДК 8421 потребуется всего одна микросхема ПЛМ. Нужно еще учесть, что и синхронные D -триггеры могут быть синтезированы в базисе ПЛМ (одна-две микросхемы).

Таким образом, по аппаратным затратам преобразователи кодов на основе D -триггеров вполне конкурентноспособны с преобразователями БК→БДК 8421, выполненными на специализированных микросхемах (например, К155ПР7) или ПЗУ [2].

Список литературы

1. Колпаков И. Ф., Никитюк Н. М., Урманова Л. А. // Приборы и техника эксперимента. 1973. № 6. С. 70.
2. Красноголовый Б. Н., Шпилевой Б. Н. Преобразователи кодов. Мн., 1983.
3. Rhyne V. T. // IEEE Trans. Comput. 1970. V. 19. № 9. P. 808.
4. Потемкин И. С. Функциональные узлы цифровой автоматики. М., 1988.

Поступила в редакцию 12.01.91.