

Tablica z rys. 4-50a opisuje licznik modulo 3 (rys. 4-11). Z zakodowanej tablicy można otrzymać

$$\begin{aligned} j_1 &= \bar{Q}_2 x & j_2 &= Q_1 x \\ k_1 &= \bar{Q}_2 x (x) & k_2 &= x \end{aligned}$$

Jeśli postać j i k może być jednakowa lub podobna, należy je wypisać, jeśli jednak istnieje również postać prostsza, wypisuje się ją jako drugi wariant (w nawiasie).

Przyjmując $j_1 = k_1 = t_1$, otrzymuje się schemat z rys. 4-50c, ponieważ jednak może być $k_1 = x$, więc $j_2 = Q_1 x = Q_1 k_1$ i możliwa jest realizacja szeregową, jak na rys. 4-50d.

Jeśli $j_a k_a = 0$, to zamiast przerzutnika jk może być zastosowany przerzutnik sr . Jego wejścia zakazujące można wykorzystać do realizacji iloczynów, co sprowadza układ do wersji z przerzutnikami wz , która jest bardziej ogólna.

Gdy dynamiczna tablica przejść ma więcej niż jedną kolumnę, stosowanie przerzutników jk , sr oraz t napotyka na trudności i często jest niemożliwe. Metody przekształcania tablicy dla zmniejszenia liczby stanów dynamicznych będą podane niżej.

4.4.4. UKŁADY Z PRZERZUTNIKAMI JKt , Srt , Dt

Nowoczesne zestawy elementów scalonych nie zawierają elementów impulsowych biernych, ale mają przerzutniki synchronizowane JK, SR i D, których wejście synchronizujące c reaguje na sygnały wejściowe jak typowe wejście dynamiczne. Przy $J = K = 1$ wejście c zmienia stan Q tak samo jak t , a więc przerzutnik JK można wykorzystać w układach asynchronicznych dynamicznych jako przerzutnik JKt ¹⁾.

Syntezę układów z takich przerzutników wykonuje się najprościej, gdy jeden z sygnałów x układu można wprost przyjąć za sygnał taktujący. Można to uczynić zawsze, gdy dynamiczna tablica przejść ma tylko jedną kolumnę, a więc do grupy układów, które łatwo jest projektować tą metodą, należą wszystkie liczniki impulsów.

Gdy jeden z sygnałów x pełni rolę sygnału taktującego, układ można uważać za synchroniczny i stosować wszystkie poznane wyżej metody

¹⁾ W niektórych przerzutnikach skutek działania $c(t)$ zależy od przebiegów J , K w czasie gdy $c = 1$; należy to uwzględnić.

syntezy. Dla odróżnienia — układ taki będzie nazywany *pseudosynchronicznym*.

Na przykład w projektowanym wyżej liczniku mod 3 (rys. 4-11 i 4-50) sygnał x można przyjąć za sygnał taktowania, przez co uzyskuje się układ autonomiczny o tablicy przejść z rys. 4-51a. Z zakodowanej tablicy można wyznaczyć

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_1 &= \bar{Q}_2 & \mathcal{Y}_2 &= Q_1 \\ K_1 &= \bar{Q}_2 \quad (1) & K_2 &= 1 \end{aligned}$$

i zgodnie z założeniem $t_1 = t_2 = x$ (rys. 4-51c). Sygnały wejściowe równe 1 nie będą na schematach pokazywane.

Łatwo można zauważyć, że tablice z rys. 4-50 i 4-51 różnią się tylko opisem kolumny, a zatem (przy właściwej interpretacji roli sygnału x) te same tablice mogą być przydatne dla syntezy układów z różnych elementów. Przy większej liczbie kolumn nie jest to już takie proste.

W układach pseudosynchronicznych można również zrezygnować z równoczesnej (synchronicznej) zmiany stanu przerzutników i uzyskać układ szeregowy (zwany też asynchronicznym). Zasada zamiany jest podobna do padanej wyżej:

jeśli $\mathcal{Y}_a = F_1 Q_b K_b$ (albo $F_1 \bar{Q}_b \mathcal{Y}_b$) oraz $K_a = F_2 Q_b K_b$ (albo $F_2 \bar{Q}_b \mathcal{Y}_b$) oraz $t_a = t_b$, to wprowadzając $\mathcal{Y}_a = F_1$, $K_a = F_2$ i $t_a = Q_b$ (albo \bar{Q}_b) uzyskuje się układ szeregowy.

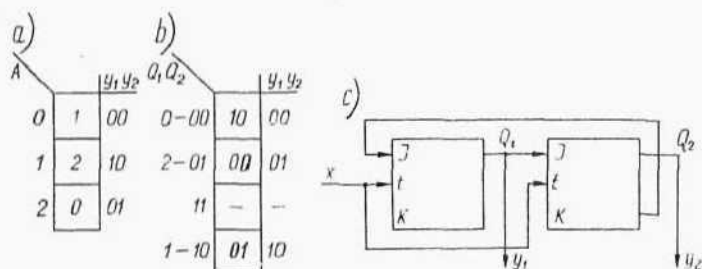
Zamiana taka przynosi korzyści, gdy np. $K_b = Q_b$ albo $K_b = 1$, lub $\mathcal{Y}_b = \bar{Q}_b$ albo $\mathcal{Y}_b = 1$. Przykładem może być licznik mod 6, o wykresie czasowym z rys. 4-52a. Jego stany wyjść, a więc i stany wewnętrzne, tworzą sekwencję (w kolejności $Q_1 Q_2 Q_3$):

000, 101, 001, 100, 010, 110; 000, ...

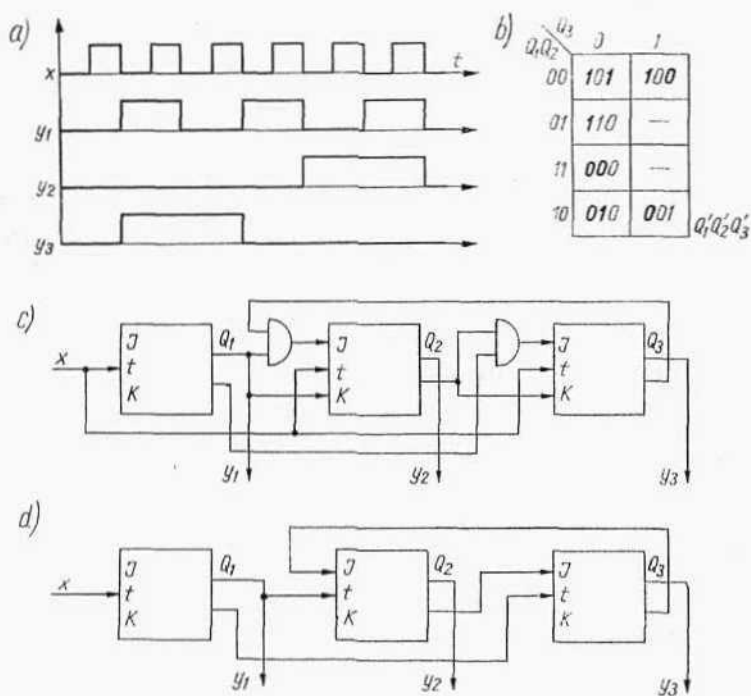
Zamiast tablicy o jednej kolumnie i sześciu wierszach można kolejne przejścia wpisać do wygodniejszej w użyciu tablicy z rys. 4-52b, pomijając etap tablicy pierwotnej. Licznik zmienia stan po zakończeniu impulsu x , więc $t_1 = t_2 = t_3 = x$, a z rys. 4-52b można wyznaczyć:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_1 &= K_1 = 1 & \mathcal{Y}_2 &= Q_1 \bar{Q}_3 & \mathcal{Y}_3 &= \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \\ K_2 &= Q_1 \bar{Q}_3 \quad (Q_1) & K_3 &= \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \quad (\bar{Q}_1) \end{aligned}$$

Wykorzystując prostsze formy K otrzymuje się schemat z rys. 4-52c; można też we wszystkich stopniach korzystać z przerzutnika Tt .



Rys. 4-51. Projekt licznika mod 3 w wersji pseudosynchronicznej



Rys. 4-52. Licznik mod 6: a) wykres czasowy; b) tablica przejść; c) schemat układu równoległego; d) schemat układu szeregowego

Ponieważ $\mathcal{Y}_1 = K_1 = 1$, więc prawdziwe są zależności:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_2 &= \bar{Q}_3 Q_1 K_1 & \mathcal{Y}_3 &= \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \mathcal{Y}_1 \\ K_2 &= Q_1 K_1 & K_3 &= \bar{Q}_1 \mathcal{Y}_1 \end{aligned}$$

i układ można zrealizować w wersji szeregowej, dla której:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_1 &= K_1 = 1 & \mathcal{Y}_2 &= \bar{Q}_3 & \mathcal{Y}_3 &= \bar{Q}_2 \\ t_1 &= x & K_2 &= 1 & K_3 &= 1 \\ & & t_2 &= Q_1 & t_3 &= \bar{Q}_1 \end{aligned}$$

Odpowiedni schemat jest przedstawiony na rys. 4-52d

Wartości funkcji \mathcal{Y} , K , t dla układu szeregowego można również wyznaczyć bezpośrednio z tablicy przejść, obserwując zbiory symboli pogrubionych. Na przykład w tablicy z rys. 4-52b zmiany Q_2 (pogrubione symbole na drugim miejscu) występują tylko w tych kratkach, w których Q_1 zmienia się z 1 na 0 (pogrubione zera na pierwszym miejscu). Przyjmując $t_2 = Q_1$ odrzuca się z dalszych rozważań górną połowę tablicy, a z dolnej wyznacza się \mathcal{Y} , K albo D , niezależne od Q_1 . Podobnie, ponieważ zmiany Q_3 następują w tych kratkach, w których występuje pogrubiona jedynka na pozycji Q_1 , więc można przyjąć $t_3 = \bar{Q}_1$ i dla górnej połowy tablicy określić \mathcal{Y} i K .

Przykłady zaprojektowanych liczników wykazują, że przy tego rodzaju układach rysowanie wykresu czasowego i tablicy przejść z abstrakcyjnymi stanami A nie jest potrzebne, gdyż liczbę i kod stanów A jednoznacznie określają stany wyjść. Dla zadanej sekwencji stanów Y można więc bezpośrednio zestawiać tablicę przejść w postaci dowolnej tablicy Karnaugh'a i — zaznaczywszy w niej sygnały ulegające zmianie — wyznaczyć funkcje \mathcal{Y} , K i t .

Na przykład licznik modulo 10, zliczający impulsy w naturalnym kodzie dwójkowym (od 0 do 9), można opisać tablicą z rys. 4-53a ($y_i = Q_i$, cyfry w kolejności $y_4 y_3 y_2 y_1$), z której otrzymuje się:

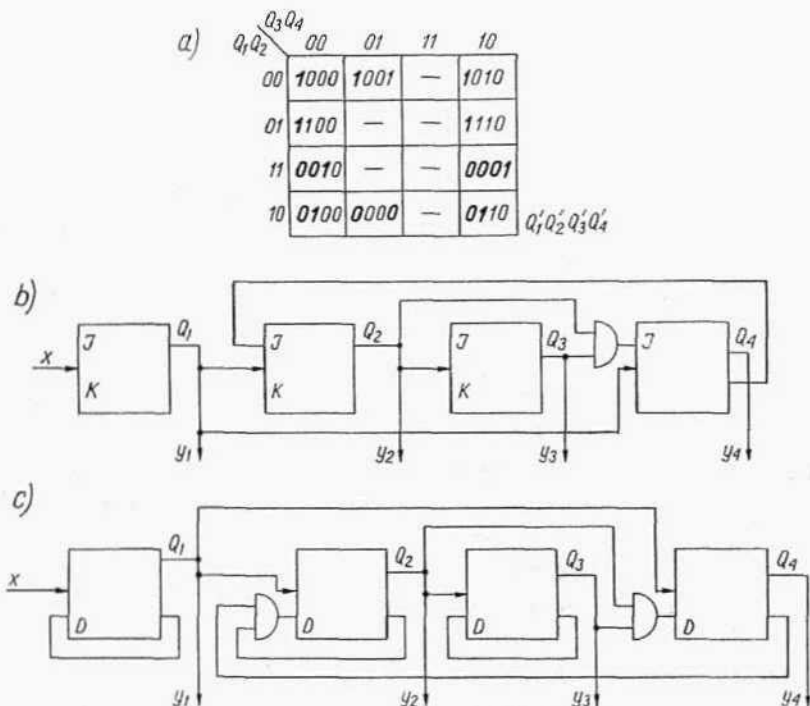
$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_1 &= 1 & \mathcal{Y}_2 &= Q_1 \bar{Q}_4 & \mathcal{Y}_3 &= Q_1 Q_2 & \mathcal{Y}_4 &= Q_1 Q_2 Q_3 \\ K_1 &= 1 & K_2 &= Q_1 \bar{Q}_4 (Q_1) & K_3 &= Q_1 Q_2 & K_4 &= Q_1 \\ t_1 &= x & t_2 &= x & t_3 &= x & t_4 &= x \end{aligned}$$

lub dla układu szeregowego:

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_1 &= 1 & \mathcal{Y}_2 &= \bar{Q}_4 & \mathcal{Y}_3 &= 1 & \mathcal{Y}_4 &= Q_2 Q_3 \\ K_1 &= 1 & K_2 &= 1 & K_3 &= 1 & K_4 &= 1 \\ t_1 &= x & t_2 &= Q_1 & t_3 &= Q_2 & t_4 &= Q_1 \end{aligned}$$

Schemat układu szeregowego jest przedstawiony na rys. 4-53b (wejścia t oznaczono strzałką).

Przerzutnik D jest często tańszy niż przerzutnik JK i wówczas celowe jest stosowanie go wszędzie gdzie to jest możliwe. W układach liczników równoległych funkcje D bywają złożone, ale w układach szeregowych



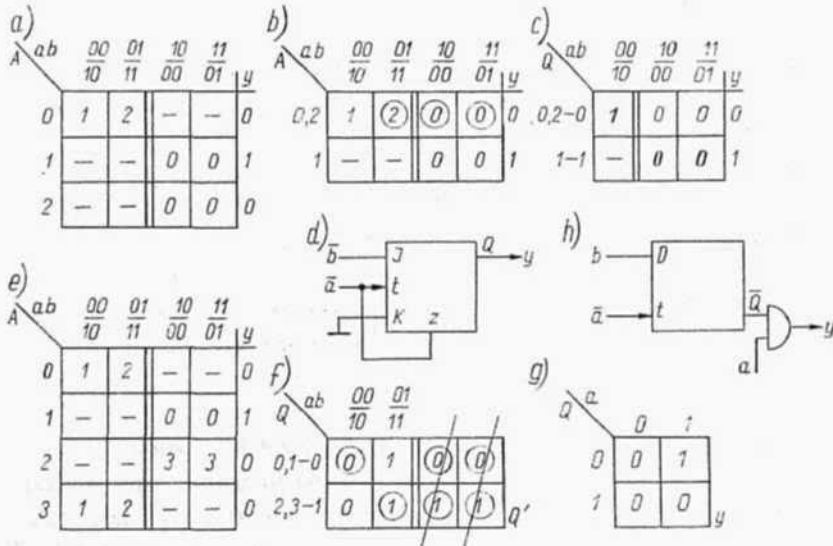
Rys. 4-53. Licznik mod 10: a) tablica przejść; b) układ szeregowy z elementami JK; c) układ szeregowy z elementami D

można je uprościć. Najprościej wyznacza się funkcje D i t bezpośrednio z tablicy, w sposób opisany wyżej. Na przykład — na rys. 4-53a rozkład jedynek Q_1' wskazuje, że $D_1 = \bar{Q}_1$ i, oczywiście, $t = x$. Jedynki Q_2' są rozrzucone, ale zmiany Q_2 następują tylko wtedy, gdy Q_1 zmienia się z 1 na 0, więc przyjmując $t_2 = Q_1$, z dolnej połowy tablicy wyznacza się $D_2 = \bar{Q}_2\bar{Q}_4$. Pogrubione symbole Q_3 występują tylko tam, gdzie pogrubione zera Q_2 , więc można przyjąć $t_3 = Q_2$, zacieśniając w ten

sposób pole rozważań do jednego wiersza tablicy, z którego wynika, że $D_3 = \bar{Q}_3$. W podobny sposób określa się $t_4 = Q_1$, $D_4 = Q_2 Q_3$.

Projektowanie układów z przerzutnikami $\mathcal{JK}t$ lub Dt nie zawsze jest tak proste, gdyż nie zawsze wybór sygnału taktującego jest łatwy, a i pozostałe sygnały wejściowe sprawiają kłopoty. W takich przypadkach celowe jest stosowanie dynamicznej tablicy przejść.

Na przykład w wielokrotnie już rozpatrywanym układzie bramkowania generatora (rys. 4-10) nie jest zupełnie oczywiste, które zbocze powinno zmieniać stan przerzutnika, ale po przekształceniu tablicy można uzyskać wszystkie możliwe warianty.



Rys. 4-54. Dwie wersje układu bramkowania generatora

Ponieważ w pierwotnej tablicy (rys. 4-54a) kreski, tak jak poprzednio, oznaczają stan dowolny, więc stany 0 i 2 można zastąpić jednym (rys. 4-54b). W otrzymanej tablicy jest kolumna, w której występuje tylko stan stabilny. Nie wnosi to żadnej użytecznej informacji, gdyż wiadomo że istnieje wiele innych stanów dynamicznych, zachowujących stabilny stan układu. Wobec tego odpowiednią kolumnę można usunąć. Po zakodowaniu otrzymuje się tablicę z rys. 4-54c. Wynika z niej, że zmiana

stanu przerzutnika powinna następować pod wpływem zmiany a z 0 na 1, oraz z 1 na 0. Zrealizowanie takich wymagań w przerzutniku $\mathcal{YK}t$ jest niemożliwe, gdyż przyjęcie $t = \bar{a} + a$ nie ma sensu, a ograniczenia wynikające z wartości b też nie pomagają w wyznaczeniu t . Na szczęście, w tym specyficznym przypadku można zastosować pewien dodatkowy wybieg. Z tablicy wyznacza się

$$w = \bar{b} \cdot \bar{d}\bar{a} \quad z = \bar{b} \cdot da + b \cdot da = da$$

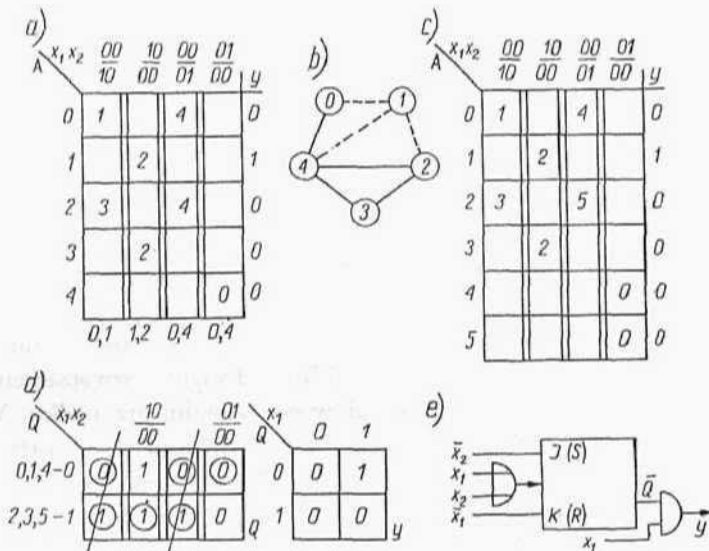
więc impuls z powstaje po zakończeniu impulsu a , natomiast w powstaje dopiero po pojawieniu się nowego impulsu a . Wynika stąd, że działanie z można rozciągnąć na cały okres, gdy $a = 0$, więc $z = \bar{a}$. Na tej podstawie można sformułować ogólną zasadę: gdy $z = dx$ i $w \cdot \bar{x} = 0$, to można przyjąć $z = \bar{x}$ (podobnie przy zamienionych z i w). Zasada ta umożliwia wprowadzanie sygnałów potencjałowych do układów projektowanych na podstawie tablic dynamicznych.

W rozpatrywanym przypadku $w \cdot \bar{a} = \bar{b} \cdot \bar{a}d\bar{a} = 0$, więc można przyjąć $z = \bar{a}$, otrzymując $\mathcal{Y} = \bar{b}$, $K = 0$, $t = \bar{a}$ (rys. 4-54d). Wszystkie przerzutniki \mathcal{YK} mają wejście z , ale niekiedy jest ono zajęte ogólnym sygnałem, ustawiającym elementy pamięciowe urządzenia.

Zadanie to może być rozwiązane jeszcze inaczej. Skoro kolumny ze stanami stabilnymi można usuwać, a kolumny z różnymi zmianami tego samego x sprawiają kłopot w realizacji układu, należy spróbować wyrugować niewygodne kolumny, stabilizując wszystkie stany w nich występujące. W rozważanym przypadku należałoby usunąć kolumnę pierwszą i drugą, albo trzecią i czwartą. Można to zrobić, wprowadzając dodatkowy, pomocniczy stan 3, o działaniu identycznym jak stan 0 (rys. 4-54e). Łącząc 0,1 oraz 2,3 otrzymuje się tablicę z rys. 4-54f, ale ponieważ połączenie 0 i 1 oznacza przejście do układu Mealy'ego — tablicę przejść trzeba uzupełnić tablicą wyjść. Sygnały wyjściowe są potencjałowe, więc i tablica wyjść musi być statyczna. Ponieważ stan 0 różni od stanu 1 tylko wartość a i y , więc w tablicy wyjść (rys. 4-54g) można nie uwzględniać b . Zmiana stanu wewnętrznego odbywa się teraz na skutek zmian a z 0 na 1, wobec czego $t = \bar{a}$. Ponadto z tablic otrzymuje się $\mathcal{Y} = b$, $K = \bar{b}$, $y = \bar{Q}a$, co umożliwia zestawienie układu (rys. 4-54h). Wykorzystano tu przerzutnik D , gdyż $K = \bar{\mathcal{Y}}$. Dla ułatwienia ewentualnych uproszczeń te części tablicy, które można uważać

za tablice Karnaugh'a, oddzielono podwójną linią. Wadą rozwiązania z rys. 4-54h jest możliwość pojawienia się błędnych krótkich impulsów y , wywołanych opóźnieniem wnoszonym przez przerzutnik (przy $b = 1$ i zmianie a z 0 na 1). Jeśli układ sterowany sygnałem y jest czuły na tego rodzaju „szpilki”, należy zastosować inne rozwiązanie.

Zmniejszenie liczby wierszy w tablicy dynamicznej odbywa się na podobnych zasadach co w tablicach statycznych — przez wyszukiwanie stanów zgodnych (dynamicznie) i zastępowanie zbiorów takich stanów jednym stanem.



Rys. 4-55. Przykład syntezy układu dynamicznego: a) tablica pierwotna; b) wykres zgodności; c) tablica rozszerzona; d) minimalna tablica przejść i wyjść; e) schemat układu

Dwa stany A_i i A_j są zgodne (dynamiczne) jeśli:

- 1) przy niesprzecznych wyjściach przechodzą (pod wpływem każdego stanu dynamicznego wejść) do stanów niesprzecznych lub zgodnych,
- 2) przy wyjściach sprzecznych, jeśli $\delta(A_i, X_a/X_b)$ jest określony, to $\delta(A_j, X_a/X_c)$ jest nieokreślony dla każdego X_c .

Do wyznaczenia maksymalnych zbiorów stanów zgodnych może stosować metody wyprowadzone wyżej.

Na przykład, jeśli zadanie polega na zbudowaniu układu opisanego wykresem czasowym z rys. 4-42a (przepuszczanie pierwszego impulsu x_1 po impulsie x_2), to na podstawie zmiany y wyznacza się wstępnie takty pracy. Nie trudno zauważyć, że takty wyznaczone samymi tylko zboczami x_1 nie przekazują pełnej informacji, gdyż w czasie trwania takiego taktu x_2 zmienia się 2 razy, a y zależy w istotny sposób od pojawienia się sygnału x_2 . Uwzględniając obydwie zbocza x_2 , otrzymuje się takty takie same jak w układzie statycznym z rys. 4-42a. Na podstawie wykresu buduje się tablicę przejść (rys. 4-55a) i — badając zgodność stanów w tablicy wykres stanów zgodnych (rys. 4-55b). Wynika z niego, że istnieją możliwości zbudowania układu o dwóch stanach pamięci (w wersji Mealy'ego), jeśli połączy się stany zgodne: $\{0,1\}$ i $\{2,3,4\}$ albo $\{0,3,4\}$ i $\{1,2\}$ albo $\{0,1,4\}$ i $\{2,3\}$. Pod tablicą przejść wypisano pary stanów, których połączenie stabilizuje wszystkie stany danej kolumny, a więc czyni tę kolumnę zbędną. Porównanie wypisanych par i możliwości łączenia wynikających z tablicy wykazuje, że przy połączeniu 0,1 i 2,3,4 można usunąć pierwszą kolumnę, a przy połączeniu 0,3,4 i 1,2 ostatnią. Żaden z tych przypadków nie jest zadowalający, gdyż w pozostałych kolumnach ten sam sygnał zmienia się z 1 na 0 i z 0 na 1. Przy połączeniu 0,1,4 i 2,3 można wyrugować pierwszą i ostatnią kolumnę, co prowadzi do stosunkowo prostego układu. Innym rozwiązaniem jest wprowadzenie dodatkowego stanu, jak w poprzednim przypadku. Możliwość taką sugeruje wykres zgodności, w którym można zauważyć dwa zbiory (w kształcie trójkątów): $\{0,1,4\}$ i $\{2,3,4\}$. Rozbicie stanu 4 na 4 i 5 dzieli obydwie zbiory na $\{0,1,4\}$ i $\{2,3,5\}$, oraz rozszerza tablicę (rys. 4-55c). Po zastąpieniu nowych zbiorów jednym stanem otrzymuje się tablicę z rys. 4-55d. Ponieważ $y = 1$ tylko w stanie 1, który różni się od 0 i 4 tylko wartością x_1 , więc statyczna tablica wyjść obejmuje wpływ x_1 i Q . Po wyrugowaniu kolumn stabilnych pozostaje jeszcze ciągle zależność Q' zarówno od x_1 jak i od x_2 . Wejście dynamiczne przerzutnika (t) realizuje zależność dR , powstaje więc problem sprowadzenia wyrażeń opisujących kolumny tablicy, tzn. $\bar{x}_2 dx_1$ i $\bar{x}_1 dx_2$, do postaci dF . W tym przypadku jest to łatwe, gdyż (wzór 4-17)

$$d(x_1 + x_2) = \bar{x}_1 \cdot dx_2 + \bar{x}_2 \cdot dx_1$$

więc można przyjąć $t = x_1 + x_2$. Dla różnicowania wpływu dx_1 i dx_2

wyznacza się z tablicy

$$J = \bar{x}_2 \quad K = \bar{x}_1$$

Układ przedstawiono na rys. 4-55e.

Powyższe przykłady ilustrują sposób postępowania przy syntezie układów dynamicznych, których nie udaje się łatwo sprowadzić do układu pseudosynchronicznego. Można polecić następującą kolejność czynności:

1) na wykresie czasowym nanieść linie oddzielające takty, wyznaczone zmianami Y ;

2) skorygować takty, jeśli nie wszystkie istotne zmiany X zostały uwzględnione;

3) narysować dynamiczną tablicę przejść i zaznaczyć pary stanów, których połączenie ruguje poszczególne kolumny;

4) narysować wykres zgodności i na jego podstawie określić takie zbiory stanów zgodnych, które rugują maksymalną liczbę kolumn (albo kolumny najbardziej utrudniające wyznaczenie funkcji t);

5) utworzyć minimalną tablicę przejść i wyjść (Moore'a lub Mealy'ego);

6) na podstawie stanów dynamicznych wejść określić funkcje t , a na podstawie rozmieszczenia stanów wewnątrz tablicy — funkcje J i K (S i R albo D). Należy rozważyć możliwości uproszczenia zapisu stanów

dynamicznych wejść przez sprowadzenie $\frac{11}{01}$ do $\frac{1-}{0-}$ albo $\frac{11}{-}$.

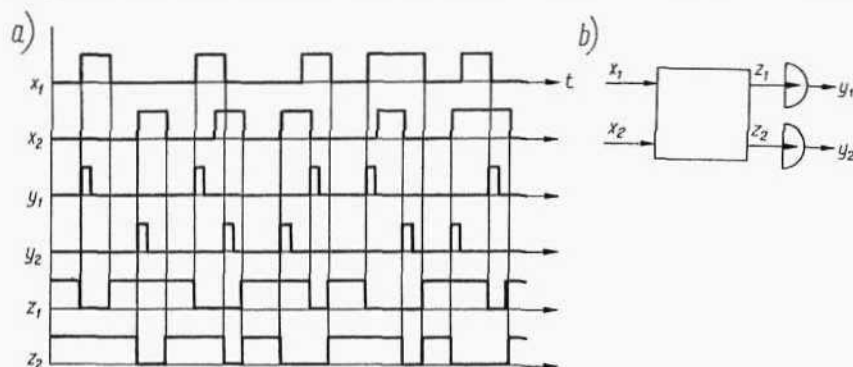
Jeśli uzyskanie realizowalnej tablicy nastęrcza duże trudności można przypuszczać, że realizacja z innego typu elementami pamięci będzie prostsza.

4.4.5. UKŁADY Z SYGNAŁAMI WYJŚCIOWYMI IMPULSOWYMI

Jeśli niektóre lub wszystkie zmiany sygnałów wyjściowych następują w momentach, gdy żaden sygnał wejściowy nie ulega zmianie, jest to przypadek układu z sygnałami wyjściowymi impulsowymi. Mogą one występować w dwóch postaciach:

- jako krótkie impulsy, wywołane elementami impulsowymi,
- jako sygnały, których zmiany następują po określonym czasie od zmian x .

Pierwszy przypadek występuje rzadko, gdyż krótkie impulsy z jednego układu mogą być wykorzystane tylko w innym układzie logicznym, a wówczas obydwa układy można projektować łącznie. Zdarza się jednak, że ten drugi układ jest znany i pozostaje synteza pierwszego. Na przykład z licznikami współpracują niekiedy tzw. układy antykoincydencji, których zadaniem jest generowanie impulsu y_1 w odpowiedzi na impuls x_1 i y_2 w odpowiedzi na x_2 , przy czym impulsy wyjściowe muszą być rozłączne (ewent. zlikwidowane), jeśli impulsy wejściowe zachodzą za siebie lub pokrywają się. Jedną z możliwych wersji przebiegów y przedstawiono na rys. 4-56a. Można zauważyć, że próby określenia innych, potencjało-

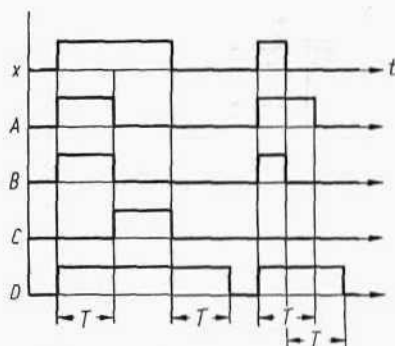


Rys. 4-56. Wykres czasowy i schemat blokowy układu z sygnałami wyjściowymi impulsowymi

wych sygnałów y o podobnych właściwościach nie dają rezultatu. Na podstawie wykresu czasowego można zestawić dynamiczną tablicę przejść (będzie ona tablicą Mealy'ego) i dalej kontynuować syntezę w sposób opisany wyżej, jednakże w tym i wielu innych tego rodzaju układach trudno będzie uzyskać dobre rozwiązanie. Wynika to z faktu, że impulsy wyjściowe mogą być uzyskiwane tylko z elementów impulsowych czynnych, których nie można w łatwy sposób bramkować. Dokonywanie działań logicznych dopiero na sygnale impulsowym grozi jego zniekształcaniem (skrącaniem) przy niekorzystnym przebiegu innych sygnałów. Wad tych można uniknąć, zakładając, że wyjścia elementów impulsowych są wyjściami układu (rys. 4-56b). Przy takim rozwiązaniu impulsy wyjściowe nie ulegną zniekształceniu, a projektowanie sprowa-

dza się do syntezy układu o wejściach x_1, x_2 i wyjściach z_1, z_2 , przy czym może to być układ statyczny lub dynamiczny (w niektórych przypadkach wystarcza układ kombinacyjny). Sygnały z są jednostronnie określone przez y (zbocze opadające z_i wyzwala impuls y_i), natomiast chwile przejścia z wartości 0 do 1 mogą być dobrane w pewnym stopniu dowolnie, byleby pokrywały się z momentami zmian X . W celu wyznaczenia najkorzystniejszych (prowadzących do najprostszego układu) przebiegów z można na wykresie czasowym zaznaczyć linią przerywaną takty, w których wartość z nie jest ściśle określona, w utworzonej na podstawie wykresu tablicy przejść odpowiednie wartości zastąpić kreską, a dalszy proces minimalizacji określi konkretne wartości z . Można też, zwłaszcza w prostszych przypadkach, już na wykresie czasowym nanieść przebiegi z tak, aby w możliwie największej liczbie sytuacji jednakowym stanom X odpowiadały jednakowe stany Z , co jak wiadomo sprzyja uproszczeniu układu. Po wprowadzeniu przebiegów z na wykres czasowy, syntezę układu — realizującego Z na podstawie X — przeprowadza się metodami opisanymi wyżej.

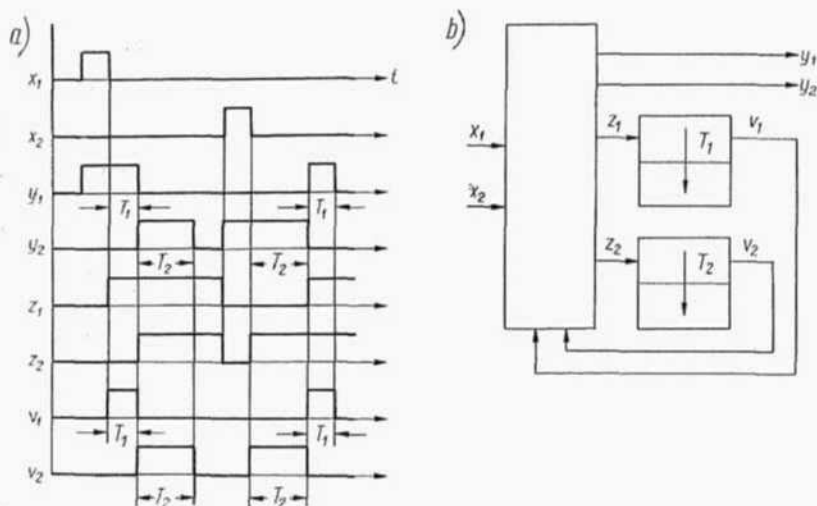
Schemat z rys. 4-56b można uogólnić na n wejść i m wyjść, przy czym niekiedy celowe jest wykorzystanie sygnałów y_i do określenia sygnału z ($i \neq j$), a niektóre sygnały y mogą też mieć charakter potencjałowy.



Rys. 4-57. Wykres czasowy opisujący reakcję czterech typowych elementów czasowych

Drugi rodzaj układów z sygnałami wyjściowymi impulsowymi to *układy z elementami czasowymi (o pamięci nietrwałej)*, czyli takie, w których istnieje potrzeba odmierzenia czasu. Odpowiedzi najczęściej stosowanych

elementów czasowych (rys. 2-29, 2-30) przedstawiono na rys. 4-57. Znając reakcję elementu na sygnał wejściowy można też rozwiązać zadanie odwrotne — wyznaczyć przebieg wzbudzenia z elementu pamięciowego, na podstawie żądanego i zadanego przebiegu wyjściowego v . Takie właśnie postępowanie najprościej doprowadza do schematu logicznego. Na przykład, jeśli zadanie polega na zrealizowaniu przebiegów y_1 i y_2 na podstawie x_1 i x_2 z rys. 4-58a, to pierwsza czynność powinna polegać na określeniu przebiegów z . Ponieważ w sygnałach y występują dwa



Rys. 4-58. Wykres czasowy i schemat blokowy układu z pamięcią nietrwałą

różne opóźnienia T_1 i T_2 , więc potrzebne będą dwa elementy czasowe i dwa sygnały z . Wyjściowe sygnały v elementów czasowych nie muszą pokrywać się z sygnałami y i zależą od rodzaju elementu. Jeśli do realizacji wybrane zostaną elementy typu A (rys. 4-57), to ich sygnały wyjściowe v trwają tylko przez czas T , a wzbudzenie z powinno wymuszać działanie, poczynając od chwili rozpoczęcia odmierzenia czasu. Odpowiednie przebiegi z i v dla rozważanego przykładu są przedstawione na rys. 4-58a. Na podstawie tak rozszerzonego wykresu czasowego trzeba

następnie wyznaczyć zależności:

$$\begin{aligned} y_1 &= f_1(x_1, x_2, v_1, v_2) & z_1 &= g_1(x_1, x_2, v_2) \\ y_2 &= f_2(x_1, x_2, v_1, v_2) & z_2 &= g_2(x_1, x_2, v_1) \end{aligned}$$

Można to uczynić dowolną z opisanych wyżej metod, przy czym odpowiedni układ może być statyczny lub dynamiczny. Schemat z rys. 4-58b można uogólnić na n wejść, m wyjść i l elementów czasowych. Elementy te nie muszą być jednakowe, gdyż — w zależności od przebiegów y , różnicowanie elementów może spowodować uproszczenie układu realizującego wzbudzenia z . Przy nanoszeniu na wykres czasowy przebiegów z należy pamiętać o zapewnieniu elementom czasowym odpowiedniego czasu na regenerację ich stanu (np. naładowanie kondensatora, rozładowanie przy odmierzaniu czasu T). W szczególnych przypadkach może to sprawić, że nawet przy jednej wartości opóźnienia T w przebiegach y , niezbędne będzie zastosowanie dwóch elementów czasowych.

W przypadku stosowania elementów typu A (rys. 4-57) ich wzbudzenia mogą być uzyskiwane również z elementów impulsowych biernych, co ułatwia syntezę odpowiednich układów z wyjściem impulsowym.

LITERATURA

1. Bromirski J.: Teoria automatów. Warszawa 1969, WNT.
2. Gluszkow W. M.: Synteza automatów cyfrowych. Warszawa 1968, WNT.
3. Hartmanis J., Stearns R. E.: Algebraic Structure Theory of Sequential Machines. London 1966, Prentice-Hall.
4. Miller R. E.: *Switching Theory*. Vol. 2. USA 1965, J. Wiley.
5. Perrin J. P. i inni: Systèmes logiques. T. 1, 2. Paris 1967, Dunod.
6. Traczyk W.: Synteza automatów asynchronicznych. Warszawa 1969, Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej.
7. Wawilow E. N., Portnoj G. P.: Synteza układów elektronicznych maszyn cyfrowych. Warszawa 1967, WNT