

4. Возможные амплитуды наиболее низкочастотных биений (1, 2 и 3-й гармоник частоты повторения неравномерности  $\omega/2^n$ ) могут быть определены уже по разложениям для отдельно взятых составляющих двух старших разрядов  $U'_n(t)$  и  $U'_{n-1}(t)$  независимо от комбинации других составляющих в наборе.

В качестве примера использования результатов проведенного анализа можно указать преобразователь «частота — напряжение постоянного тока», основанный на принципе интегрирования выходным фильтром прямоугольных импульсов с постоянной вольт-секундной площадью  $S=U_{\text{пт}}$ . Соотношение (3) позволяет в этом случае определить как среднее значение выходного напряжения преобразователя, так и его низкочастотные пульсации для любой комбинации участия составляющих  $U'_k(t)$  в образовании сигнала выходной частоты, т. е. для любого набора значений  $k$  при суммировании по выражению (3).

Предлагаемая методика анализа фазовых неравномерностей может быть распространена и на импульсные последовательности с другим кодообразованием.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Б. А. Фурман. Двоичный управляемый делитель частоты для набора соотношения скоростей в цифровых регуляторах скорости.— «Приб. и сист. упр.», 1968, № 6.
2. W. Leonhard. Zählende Rechenschaltungen für Regelaufgaben.— «Archiv für Elektrotechnik», 1964, Bd 49, № 4, Н. 215—234.
3. И. И. Берзин, Б. А. Фурман. Анализ динамической точности преобразователя «частота — напряжение постоянного тока».— «Автоматрия», 1968, № 4.

Поступила в редакцию  
21 ноября 1972 г.

УДК 621.374.32

**В. В. КУРОЧКИН**

(Новосибирск)

### ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛЬНОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОДНОГО ИЗ ВИДОВ КОЛЬЦЕВЫХ СЧЕТЧИКОВ

Счетчики являются весьма распространенными элементами систем и устройств автоматизации научных исследований. Структурно наиболее высоким быстродействием обладают счетчики кольцевого типа [1—9], так как они имеют на каждый перепад входного напряжения одну задержку распространения сигнала в каждом звене счетчика. Однако в литературе отсутствует анализ предельных динамических возможностей этих счетчиков, что затрудняет правильный выбор режимов работы схемы и типа применяемых элементов для получения требуемой частоты счета.

Высокочастотные счетчики строятся обычно на транзисторных переключателях тока. Отличие схем звеньев кольцевых счетчиков, пригодных для исполнения по микроэлектронной технологии [1—6], состоит в способе осуществления обратной связи в каждом звене. В качестве элемента обратной связи (ЭОС) используются стабилитроны [4—6], транзисторы [1, 3], а также резистивные делители напряжения [2].

Схема звена счетчика, в котором обратная связь осуществляется с помощью стабилитрона  $D$ , представлена на рис. 1, а. Счетчики с такими звеньями работают до частоты 500 МГц [4]. При таком быстродей-

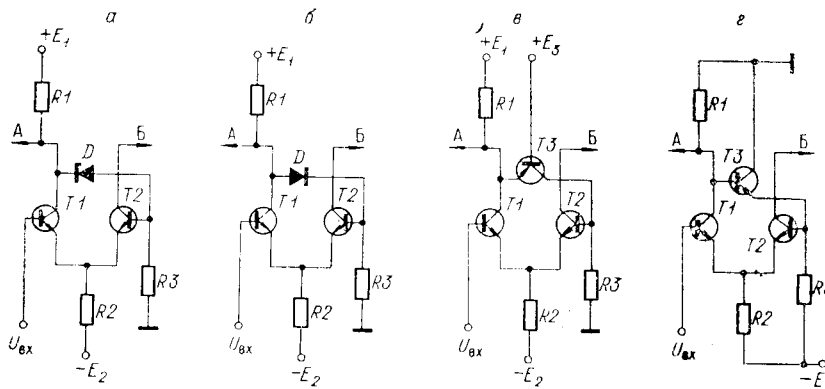


Рис. 1.

ствии мощность, рассеиваемая ЭОС, составляет несколько десятых долей ватта, так как ток через стабилитроны превышает ток транзисторного переключателя примерно в 2,5 раза. Уменьшить эту мощность можно выбором стабилитронов с более низким напряжением стабилизации, в предельном случае это может быть кремниевый диод, падение напряжения на котором составляет 0,7—0,8 В (см. рис. 1, б). Однако с понижением напряжения стабилизации увеличивается динамическое сопротивление ЭОС, а следовательно, уменьшаются перепады выходных напряжений.

Роль стабилитронов в звене счетчика, представленного на рис. 1, в, выполняет каскад на транзисторе ТЗ. В этом звене возможно снижение рассеиваемой мощности на ЭОС без существенного увеличения его динамического сопротивления. Но поскольку для изготовления таких счетчиков требуются транзисторы различных типов проводимости, то затрудняется их реализация в твердотельном исполнении.

Схема звена кольцевого счетчика [3] предусматривает применение транзисторов одного типа проводимости. Обратная связь в таких звеньях замыкается через эмиттерный повторитель на кремниевом транзисторе ТЗ (см. рис. 1, г). Для этого счетчика показано [10], что при условии идентичности допустимых данных (мощность или ток) транзисторных переключателей тока и ЭОС (это возможно при изготовлении кольцевого счетчика в микроселектронном исполнении) он может обладать более высоким быстродействием по сравнению с рассмотренными выше схемами.

Чтобы получить конечные уравнения для определения максимальных рабочих частот счетчиков в виде, удобном для инженерных расчетов, применим следующий подход. Будем считать, что предельная рабочая частота кольцевых счетчиков определяется задержкой  $\bar{t}_3$  распространения сигнала (перепада входного напряжения) через транзисторный переключатель тока и ЭОС до момента, когда на выходе ЭОС напряжение составит примерно половину перепада выходного напряжения. После этого можно считать, что звено счетчика зафиксировало подаваемый на него перепад входного напряжения, так как транзисторы Т1 и Т2 находятся в активной области и за счет положительной обратной связи через ЭОС в этом звене закончится переходный процесс, а следующее звено подготовлено к срабатыванию. Поэтому начиная с момента времени  $\bar{t}_3$  можно подавать следующий перепад входного напряжения. Так как максимальная рабочая частота  $f_{\max}$  кольцевого счетчика определяется двумя значениями  $\bar{t}_3$ ; то выражение для  $f_{\max}$  можно записать в виде

$$f_{\max} = 1/2\bar{t}_3. \quad (1)$$

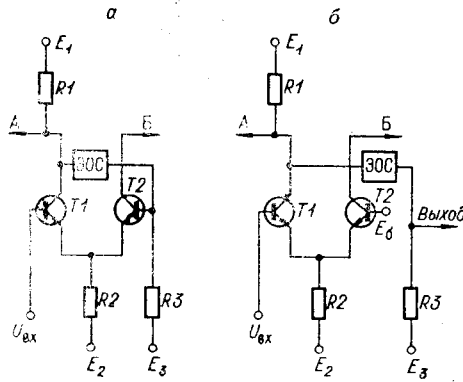


Рис. 2.

По сравнению с двоично-десятичными счетчиками на обычных триггерах со счетным входом [11] кольцевые счетчики при одинаковых временах  $\bar{t}_3$  имеют в три раза более высокие рабочие частоты.

Для определения времени  $\bar{t}_3$  звеньев кольцевых счетчиков перейдем от обобщенной схемы звена (рис. 2, а) к схеме, представленной на рис. 2, б, в которой цепь обратной связи разомкнута, а напряжение на базе транзистора Т2 фиксировано. Для этой схемы можно записать,

Для определения времени  $\bar{t}_3$  что время  $\bar{t}_3$

$$\bar{t}_3 = \bar{t}_3^{\text{ПТ}} + \bar{t}_3^{\text{ЭОС}}, \quad (2)$$

где  $\bar{t}_3^{\text{ПТ}}$  — среднее время задержки распространения входного сигнала через переключатель тока;  $\bar{t}_3^{\text{ЭОС}}$  — среднее время задержки распространения сигнала через ЭОС.

Можно считать [12], что время  $\bar{t}_3^{\text{ПТ}}$  определяется постоянными времени цепи базы  $\tau_6$  и цепи коллектора  $\tau_k$  транзисторных переключателей тока. Поэтому время переходного процесса в цепи базы для них определяется величинами емкостей переходов база — эмиттер  $C_{30}$  и коллектора  $C_{k0}$ , а также эквивалентной емкостью, которая учитывает инерционность транзисторов. Среднее время задержки в базе транзистора Т1 можно определить из уравнения

$$\bar{t}_6 = 0,7 \tau_6 = 0,7 r_6 C_{\text{вх}}; \quad (3)$$

$$C_{\text{вх}} = 0,95 C_{30} + 1,62 C_{k0} + \frac{1}{2\pi f_T R_k},$$

где  $r_6$  — сопротивление базы открытого транзисторного ключа;  $f_T$  — частота, на которой модуль коэффициента усиления транзистора равен единице;  $R_k$  — эквивалентная нагрузка в коллекторе транзисторного ключа.

Для звеньев, представленных на рис. 1, а, б, можно считать, что коллектор транзистора Т1 и база транзистора Т2 соединены по переменному току, так как в них элементы обратных связей обладают малым динамическим сопротивлением. Нагрузкой коллектора транзисторного ключа для схемы, изображенной на рис. 1, г, можно считать лишь сопротивление  $R1$ . Поэтому для этих случаев

$$R_k^{a,6} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}, \quad R_k^g \simeq R_1. \quad (4)$$

Среднее время задержки в цепи коллектора  $\bar{t}_k^a$  для схем рис. 1, а, б с учетом их гистерезиса [13], за счет которого порог фиксации превышает в среднем в 1,5 раза половину логического перепада схемы, равно

$$\bar{t}_k^{a,6} = 1,5 \cdot 0,7 \tau_k = 1,05 R_k^a (C_{\text{вх}} + 2C_{k0}), \quad (5)$$

так как для этих схем к сопротивлению  $R1$  подключены две емкости  $C_{k0}$  коллекторов транзисторных ключей двух смежных звеньев и емкость  $C_{\text{вх}}$  транзистора Т2.

Для схемы, изображенной на рис. 1, г, емкостью, вносимой элементом обратной связи в цепь коллектора, является входная емкость

эмиттерного повторителя, равная  $0,88 C_{к0}$ , [12]. Поэтому время задержки распространения сигнала в цепи коллектора на уровне 0,5 логического перепада можно определить как

$$\bar{t}_к^r = 0,7\tau_к = 0,7R_к^r \cdot 2,88C_{к0} = 2,02R_к^r C_{к0}. \quad (6)$$

Время переходного процесса в цепи коллектора транзистора Т1 для схемы рис. 1, а можно в первом приближении не учитывать, так как потенциал коллектора этого транзистора практически не изменяется. Постоянная времени для коллекторного тока транзистора Т3 определяется емкостью  $C_{вх}$  транзистора Т2, емкостью  $C_{к0}$  транзистора Т3 и сопротивлением резистора  $R3$ . С учетом гистерезиса среднее время нарастания напряжения на резисторе  $R3$  равно

$$\bar{t}_к^a = 1,5 \cdot 0,7R_3(C_{вх} + C_{к0}). \quad (7)$$

Временем задержки эмиттерного повторителя при положительном перепаде напряжения можно пренебречь, а при отрицательном — среднее время задержки эмиттерного повторителя равно [11]

$$\bar{t}_3^{\text{эп}} = 0,5R_3C_n \frac{\Delta U}{E - E_6}.$$

Учитывая гистерезис схемы рис. 1, з при замкнутой обратной связи и равенство  $C_n = C_{вх}$ , можно получить

$$\bar{t}_3^{\text{эос}} = 1,5\bar{t}_3^{\text{эп}} = 0,75R_3C_{вх} \frac{\Delta U}{E - E_6}. \quad (8)$$

В этих уравнениях  $\Delta U$  — напряжение логического перепада на выходе схемы при переключении транзисторов одной ячейки;  $E - E_6$  — напряжение, которое совместно с сопротивлением  $R3$  определяет ток эмиттерного повторителя. С учетом (3), (5) и (7) полное время задержки для схем, изображенных на рис. 1, а, б, будет равно

$$\bar{t}_3^{a,б} = \bar{t}_6 + \bar{t}_к^{a,б} = 0,7 [(r_6 + 1,5R_к^a)C_{вх} + 3R_к^a C_{к0}], \quad (9)$$

а для схемы рис. 1, в

$$\bar{t}_3^b = \bar{t}_6 + \bar{t}_к^b = 0,7 [(r_6 + 1,5R_3)C_{вх} + 1,5R_3C_{к0}]. \quad (10)$$

Для схемы рис. 1, з с учетом (3), (6) и (7)

$$\bar{t}_3^r = \bar{t}_6 + \bar{t}_к^r + \bar{t}_3^{\text{эос}} = 0,7 \left[ \left( r_6 + 1,07R_3 \frac{\Delta U}{E - E_6} \right) C_{вх} + 2,88R_к^r C_{к0} \right]. \quad (11)$$

Из уравнений (9) и (11) можно получить оптимальные значения  $R_к^a$  и  $R_к^r$ , при которых времена  $\bar{t}_3^a$  и  $\bar{t}_3^r$  оказываются минимальными. С учетом [4] получаем:

$$R_{к.опт}^{a,б} = \sqrt{\frac{r_6}{2\pi f_T (1,43C_{э0} + 5,43C_{к0})}};$$

$$R_{к.опт}^r = \sqrt{\frac{r_6 + 1,07R_3 \frac{\Delta U}{E - E_6}}{2\pi f_T \cdot 2,88C_{к0}}},$$

а их отношение

$$\frac{R_{к.опт}^r}{R_{к.опт}^{a,б}} = \sqrt{\left[ 1 + 1,07 \frac{R_3}{r_6} \frac{\Delta U}{(E - E_6)} \right] \left( 0,5 \frac{C_{к0}}{C_{э0}} + 1,89 \right)}.$$

При  $C_{э0} = C_{к0}$  и  $r_6 \simeq R \frac{\Delta U}{E - E_6}$  отношение  $\frac{R_{к.опт}^r}{R_{к.опт}^a}$  равно 2, 2. Это значит,

что схема звена счетчика с эмиттерным повторителем в цепи обратной связи при одинаковой величине логических перепадов имеет примерно вдвое меньше ток коммутации транзисторных ключей. Иначе говоря, ток, переключаемый транзисторными ключами, в схемах рис. 1, а, б, перераспределяется между коммутируемым током и током эмиттерного повторителя в схеме, представленной на рис. 1, г. Поэтому, если коммутируемый ток выбран близким к величине предельного тока транзистора, то последняя схема оказывается более быстродействующей.

Подставляя полученные значения  $\bar{t}_3^a$ ,  $\bar{t}_3^b$  и  $\bar{t}_3^r$  в выражение (1), получаем:

$$f_{\max}^{a,б} = \frac{0,714}{(r_6 + 1,5R_K^a) \left( 0,95C_{\text{э0}} + 1,62C_{\text{к0}} + \frac{1}{2\pi f_{\text{т}} R_K^a} \right) + 3R_K^a C_{\text{к0}}}; \quad (12)$$

$$f_{\max}^b = \frac{0,714}{(r_6 + 1,5R_3) \left( 0,95C_{\text{э0}} + 1,62C_{\text{к0}} + \frac{1}{2\pi f_{\text{т}} R_3} \right) + 1,5R_3 C_{\text{к0}}}; \quad (13)$$

$$f_{\max}^r = \frac{0,714}{\left( r_6 + 1,07R_3 \frac{\Delta U}{E - E_6} \right) \left( 0,95C_{\text{э0}} + 1,62C_{\text{к0}} + \frac{1}{2\pi f_{\text{т}} R_1} \right) + 2,88R_1 C_{\text{к0}}}. \quad (14)$$

Таким образом, принятая методика определения предельного быстродействия кольцевых счетчиков позволила получить простые соотношения, учитывающие как режимы работы, так и параметры применяемых транзисторов. Для иллюстрации сравним результаты экспериментальных исследований, описанных в литературе, с расчетными данными по этим формулам.

Кольцевой счетчик [4], собранный из звеньев, которые соответствуют рис. 1, а, работает в диапазоне частот до  $f_{\max \text{ эксп}} \geq 500$  МГц; применяются транзисторы с частотой  $f_{\text{т}} \leq 1,2$  ГГц и сопротивлением  $r_6 = 100$  Ом. Для расчетов величины емкостей  $C_{\text{э0}}$  и  $C_{\text{к0}}$  этих транзисторов можно принять равными  $C_{\text{э0}} \approx C_{\text{к0}} \approx 1$  пФ. Если выбрать емкость пробника осциллографа или емкость буферной схемы, например, эмиттерного повторителя, с помощью которой осуществляется подключение к резистору  $R_3$  звена счетчика, равной примерно емкости  $C_{\text{к0}}$  и учесть величины резисторов схемы  $R_1 = 510$  Ом,  $R_3 = 100$  Ом, то из (12) расчетное значение предельной рабочей частоты этого счетчика  $f_{\max \text{ расч}}^a = 545$  МГц.

Для кольцевого счетчика, описанного в [3], который собран на микросхемах серии 137 со звеньями, соответствующими рис. 1, г, суммарная емкость в цепи коллектора состоит из шести емкостей  $C_{\text{к0}}$  и двух входных емкостей эмиттерных повторителей, т. е.  $C_{\text{п.акв}} = 7,76 C_{\text{к0}}$ . Значения параметров элементов в этой схеме для расчета приняты следующими:  $f_{\text{т}} = 500$  МГц;  $r_6 = 100$  Ом;  $C_{\text{э0}} = C_{\text{к0}} = 5$  пФ;  $R_1 = 100$  Ом;  $R_3 = 510$  Ом;  $\Delta U = 0,4$  В;  $E - E_6 = 2,4$  В. Согласно (14), находим предельную рабочую частоту для такой схемы счетчика  $f_{\max \text{ расч}}^r = 102$  МГц, а эксперимент показывает, что такая схема счетчика работает с максимальной частотой  $f_{\max \text{ эксп}}^r = 105$  МГц.

С помощью соотношений (12) — (14) можно определить, получено ли максимальное быстродействие исследуемого экспериментально кольцевого счетчика. Так, например, схема кольцевого счетчика со звеньями, соответствующими рис. 1, в, работала на частоте 100 МГц [1]. Однако эта величина, по-видимому, не является предельной. Для расчета предельного быстродействия такого счетчика примем следующие параметры транзисторов ГТ311 и ГТ313:  $f_{\text{т}} = 500$  МГц,  $r_6 = 50$  Ом,  $C_{\text{к0}} = 2,5$  пФ,

$C_{\text{э.о}}=5$  пФ,  $R_3=150$  Ом. С учетом емкости пробника или емкости эмиттерного повторителя, подключенного к резистору  $R_3$ , предельная рабочая частота такого счетчика должна составлять величину  $f_{\text{max расч}}^{\text{в}}=173$  МГц.

### ВЫВОДЫ

Рассмотрены основные типы звеньев скоростных кольцевых счетчиков на переключателях тока, которые могут быть изготовлены в микрорезисторном исполнении. Полученные расчетные соотношения позволяют найти предельное быстродействие различных типов кольцевых счетчиков. Кольцевые счетчики с эмиттерными повторителями в цепях обратных связей обладают значительно меньшей рассеиваемой мощностью по сравнению с другими схемами при сохранении высокой скорости счета.

### ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Авдеев, В. М. Кузнецов. Кольцевая пересчетная схема на токовых переключателях с транзисторными связями в ячейках.— «Автоматика и вычислительная техника», 1971, № 5.
2. В. В. Марченко, Б. А. Иванов. Быстродействующий делитель частоты на триггерах Шмитта.— «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 2.
3. М. И. Алькаев, В. В. Курочкин, А. М. Щербаченко. Пересчетная декада с дешифратором на 100 МГц.— «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 4.
4. Ингелмен. Точное и простое двоично-пятеричное пересчетное устройство, работающее на частоте 500 МГц.— «Электроника» (рус. пер.), 1963, № 46.
5. З. Гузик, Р. Красовский, М. Турала. Пересчетный прибор на 100 МГц для физических экспериментов.— Препринт № P13-5793, Дубна, Изд. ОИЯИ, 1971.
6. В. Н. Дюнин. Пересчетное устройство на токовых ключах.— «Вопросы радиотехники. Сер. Радиоизмерительная техника (РТ)», 1971, вып. 4.
7. Ган. Кольцевой счетчик на 500 МГц.— «Приборы для науч. исслед.», 1967, № 10.
8. Л. Дубик, З. Цисек. Пересчетная декада на частоту 200 МГц.— Препринт № P13-5638, Дубна, Изд. ОИЯИ, 1971.
9. Ю. В. Роднов. Пересчетная декада на 100 МГц.— «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 2.
10. И. Ф. Клисторин, В. В. Курочкин, А. М. Щербаченко. Кольцевой счетчик.— Авт. свид-во № 427428. ОИПОТЗ, 1974, № 17.
11. Delayed feedback improves ECL speed and noise immunity.— «Electron. Des.», 1968, vol. 16, № 24.
12. Анализ и расчет интегральных схем. Под ред. Д. Линна, Ч. Мейера и Д. Гамильтона. М., «Мир», 1969.
13. Robert M. Wakler. Design flip-flops from LSI cells.— «Electron. Des.», 1968, vol. 12, № 6.

Поступила в редакцию  
24 января 1975 г.

УДК 637.533.3

**А. М. ИСКОЛЬДСКИЙ, Ю. Е. НЕСТЕРИХИН,  
В. М. ФИНОГЕНОВ, А. Ф. ШЕСТАК**

(Новосибирск)

### БИПЛАНАРНЫЙ ЭОП В ИМПУЛЬСНОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ

Настоящая работа выполнена в рамках сформулированной ранее в [1] программы создания сверхскоростных электронно-оптических фоторегистраторов для исследования импульсных процессов наносекундного диапазона.

При регистрации таких процессов с помощью двухэлектродных электронно-оптических преобразователей (ЭОП) с иммерсионными