

В. Н. ВЬЮХИН, А. Н. КАСПЕРОВИЧ, В. П. ЮНОШЕВ  
(Новосибирск)

## БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ «КОД — ЧАСТОТА»

Важным узлом многих цифровых устройств является преобразователь «код — частота» (ПКЧ). В зависимости от применения к ПКЧ предъявляются определенные требования по стабильности частоты, линейности передаточной характеристики, быстродействию (времени установления частоты), содержанию паразитных частот в выходном сигнале. В частности, для создания быстродействующих синтезаторов частот необходим управляемый кодом интерполяционный генератор с диапазоном 4—6 МГц, временем установления частоты  $\leq 1$  мкс, линейностью и стабильностью характеристики вход/выход  $\sim 1\%$  и подавлением паразитных частот на 25—30 дБ. Ниже описывается блок-схема и наиболее интересные узлы такого преобразователя.

Для построения ПКЧ могут быть использованы различные методы. Так, возможно применение LC-автогенератора, управляемого варикапом. Однако в данном случае LC-автогенератор неприемлем из-за значительной нелинейности зависимости  $C=f(U)$  варикапа, температурной нестабильности и большого времени установления частоты. Использование же идеи синтеза выходной частоты из набора эталонных частот ведет к усложнению устройства. Релаксационные автогенераторы типа управляемого мультивибратора привлекают своим быстродействием (новое значение частоты устанавливается практически мгновенно), однако их стабильность невысока. Главный недостаток автоколебательных генераторов заключается в сравнительно низком частотном диапазоне (до 1 МГц), что обусловлено возрастанием нелинейности передаточной характеристики с ростом частоты.

Для решения поставленной задачи авторами был использован генератор треугольного напряжения [1], основанный на интегрировании знакопеременного тока, соответствующего входному коду. Выходная частота этого генератора умножалась с помощью специального умножителя.

ПКЧ содержит (см. блок-схему рис. 1): входной регистр (RG), два разнополярных преобразователя «код — ток» (ПКТ), накопительный конденсатор С, компараторы верхнего и нижнего уровней (КВУ и КНУ), RS-триггер, истоковый повторитель (ИП), умножитель частоты (УМЧ), усилитель и фильтр (Ф). Входной 7-разрядный код от ЭВМ «Электроника-100» по стробирующему импульсу ВВИ-4 заносится во входной регистр, к выходам которого через согласователи уровней (на схеме не показаны) подключены ПКТ. Кодовой комбинации 0000000 со-

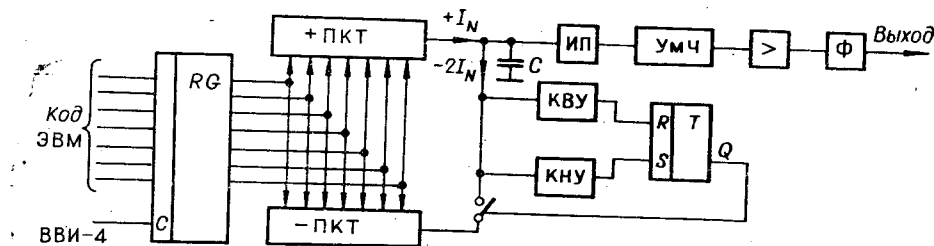


Рис. 1.

ответствуют ток  $+8$  мА на выходе  $+ПКТ$  и ток  $-16$  мА на выходе  $-ПКТ$ , коду 1111111 — ток  $+12$  мА на выходе  $+ПКТ$  и  $-24$  мА на выходе  $-ПКТ$ . Величины токов ПКТ отличаются вдвое, минимальные и максимальные значения определяются из соотношения  $F_{max}/F_{min}$ . Ток  $+I_N$  постоянно подключен к конденсатору и в отсутствие тока  $-2I_N$  заряжает его. При подключении тока  $-2I_N$  конденсатор заряжается разностным током, равным  $I_N - 2I_N = -I_N$ . Токи заряда и разряда равны. В результате форма напряжения на конденсаторе имеет треугольный симметричный вид. Размах колебаний определяется компараторами КВУ и КНУ, сигналы с которых через  $RS$ -триггер коммутируют ток  $-2I_N$ . Треугольные колебания частотой  $500-750$  кГц через истоковый повторитель поступают на умножитель частоты с коэффициентом умножения 8, на выходе которого сигнал имеет форму, близкую к синусоидальной, частоту  $4-6$  МГц. Для улучшения формы сигнал после усиления фильтруется.

Наиболее интересным узлом ПКЧ является умножитель частоты. Способ умножения частоты колебаний треугольной формы известен (см., например, [2]) и заключается в вычитании из сигнала постоянной составляющей и двухполупериодном линейном выпрямлении. Там же указывается, что «при постоянной амплитуде входного сигнала такой умножитель не требует реактивных элементов и теоретически может в произвольно широком диапазоне частот иметь сколь угодно большой коэффициент умножения». Однако в известных авторам схемотехнических решениях [2, 3] в качестве сигнала используется треугольное напряжение, в результате сильно сказывается неидеальность характеристик выпрямляющих диодов. Кроме того, для вычитания постоянной составляющей применяются конденсаторы. Использование конденсаторов позволяет упростить схему ПКЧ, но приводит к увеличению времени установления новой частоты (десятки периодов).

В основу предлагаемого устройства положен принцип выпрямления токового сигнала, формируемого высокоомным коллекторным выходом транзистора. При работе с токовым сигналом, во-первых, существенно уменьшается влияние выпрямляющих диодов на точность выпрямления, во-вторых, уменьшается нелинейность треугольного сигнала из-за паразитных емкостей, в-третьих, расширяется частотный диапазон, потому что схема включения транзистора при передаче токового сигнала имеет большую рабочую полосу частот, чем при передаче напряжения. Принципиальная схема умножителя частоты представлена на рис. 2. Первый каскад (транзисторы  $T1$  и  $T2$ , генераторы тока  $\Gamma1... \Gamma3$ ) используется для расщепления фазы входного сигнала и преобразования напряжения в ток. С помощью диодов  $D1.. D4$  осуществляется двухполупериодное выпрямление токового сигнала. В каждом из последующих каскадов происходит вычитание постоянной составляющей и двухполупериодное линейное выпрямление. Часть схемы на рис. 2, обведенная

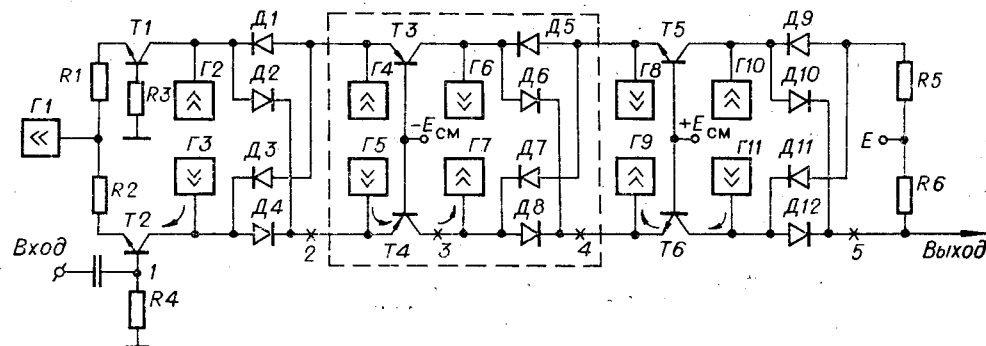


Рис. 2.

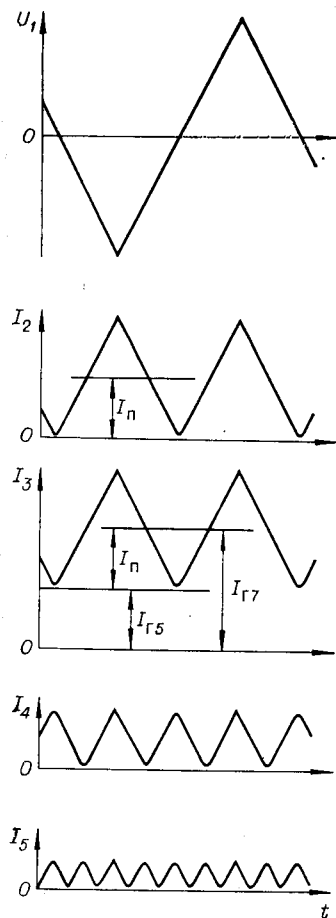


Рис. 3.

пунктиром, при каскадировании может повторяться при условии, что транзисторы в соседних каскадах имеют разные типы проводимости.

Работу схемы поясняют временные диаграммы, представленные на рис. 3.

Токи генераторов Г2 и Г3 в сумме равны току генератора Г1. При подаче сигнала на вход умножителя происходит перераспределение токов между транзисторами Т1 и Т2. Разность коллекторного тока транзистора Т1 и тока генератора Г2 равна (со знаком минус) разности коллекторного тока транзистора Т2 и тока генератора Г3. Разностные токи замыкаются через диодный мост Д1...Д4 и входное сопротивление следующего каскада. Включенные по схеме с общей базой транзисторы Т3 и Т4 обеспечивают низкое входное и высокое выходное сопротивление. Генераторы тока Г4..Г7 обеспечивают Т3 и Т4 режим по постоянному току и осуществляют вычитание постоянной составляющей из противофазных сигналов, формирующихся в выходной диагонали диодного моста Д1...Д4.

Если пренебречь базовыми токами, то постоянные составляющие токов, протекающие по эмиттер-коллекторной цепи транзистора Т4, связаны соотношением

$$I_{\pi} + I_{Г5} = I_{Г7}. \quad (1)$$

Для транзистора Т3 токи выражаются таким образом:

$$-I_{\pi} + I_{Г4} = I_{Г6}. \quad (2)$$

При настройке  $I_{Г6}$  и  $I_{Г7}$  выставляются равными, а токи  $I_{Г4}$  и  $I_{Г5}$  — в соответствии с (1) и (2).

Переменные составляющие токов, имеющие треугольную форму удвоенной частоты, поступают на вход диодного моста Д5...Д8, где еще раз выпрямляются. Работа третьего каскада аналогична работе второго.

Источники напряжения  $+E_{см}$ ,  $-E_{см}$  и  $E$  служат для задания режимных потенциалов в каждом из каскадов и в выходной цепи. Сигнал частоты  $8F_{вх} = (4-6 \text{ МГц})$  снимается с одного из резисторов  $R5$  или  $R6$ , усиливается (поскольку после каждого выпрямления амплитуда уменьшается вдвое) и через полосовой фильтр подается на выход устройства.

Особенностью описываемого умножителя частоты является то, что его выходной сигнал ( $8F_{вх}$ ) должен иметь минимум паразитных спектральных компонент в рабочей полосе. Это требование накладывает существенное ограничение на достижимый коэффициент умножения и граничную частоту устройства. Практически, вследствие неидеальности элементов умножителя, в выходном сигнале будут содержаться все гармоники входного сигнала  $F_{вх}$ ,  $2F_{вх}$ ,  $3F_{вх}$ ... , которые в рабочей полосе должны быть подавлены на 25—30 дБ относительно полезной компоненты  $8F_{вх}$ . При  $F_{вх} = 500-700 \text{ кГц}$  опасными являются гармоники с номерами  $n = 5-12$ .

Проанализируем причины, которые вызывают искажение формы выпрямленного сигнала.

1. Форма сигнала искажается из-за влияния прямого сопротивления диодов. Эти искажения невелики, поскольку для большей части диапазона токового сигнала выдерживается соотношение

$$r_{\Gamma} \| r_{\text{вых. ОБ}} \gg r_{\text{пр. д}} + r_{\text{вх. ОБ}}, \quad (3)$$

где  $r_{\text{вых. ОБ}}$  — выходное сопротивление схемы ОБ;  $r_{\text{вх. ОБ}}$  — входное сопротивление схемы ОБ;  $r_{\Gamma}$  — выходное сопротивление генератора тока;  $r_{\text{пр. д}}$  — прямое сопротивление открытого диода.

Чем меньше токовый сигнал (чем ближе к выходу каскад умножителя), тем больше относительная величина участка, на котором условие (3) не выполняется. Поэтому качественное умножение частоты возможно в 8 раз. Если же не требуется высокая спектральная чистота выходного сигнала (например, сигнал с умножителя подается на счетчик), то возможно умножение на пяти каскадах (в 32 раза).

2. Поскольку все токи генераторов тока умножителя частоты настроены на определенную амплитуду входного сигнала, существенное влияние на форму выходного сигнала оказывает нестабильность амплитуды треугольного напряжения, снимаемого с накопительного конденсатора. Причиной увеличения амплитуды с увеличением частоты является инерционность цепи обратной связи (цепи, которая изменяет полярность втекающего в конденсатор тока при достижении напряжением одного из пороговых уровней).

Поясним причину искажения формы сигнала после умножения при возрастании амплитуды колебаний на входе умножителя. После первого выпрямления постоянная составляющая сигнала при увеличении амплитуды изменяется. Это приводит к тому, что после второго выпрямления каждый второй импульс будет иметь большую амплитуду, поскольку не происходит полного вычитания постоянной составляющей. После третьего выпрямления, когда частота еще раз удваивается, большей импульс будет чередоваться с тремя импульсами нормальной амплитуды. В результате в выходном спектре появится паразитная компонента  $2F_{\text{вх}}$ , относительный уровень которой соответствует относительному увеличению амплитуды импульсов.

Реальная амплитуда колебаний для минимальной частоты больше теоретической на величину

$$\Delta U_{\text{min}} = t_{\text{в}} I_{\text{min}} / C, \quad (4)$$

где  $t_{\text{в}}$  — время задержки выключения тока;  $I_{\text{min}}$  — ток, соответствующий минимальному значению частоты;  $C$  — емкость накопительного конденсатора.

Для максимальной частоты  $F_{\text{max}} = 1,5F_{\text{min}}$  величина превышения

$$\Delta U_{\text{max}} = t_{\text{в}} 1,5 I_{\text{min}} / C. \quad (5)$$

Абсолютное приращение амплитуды есть разность (4) и (5):

$$\Delta U = 0,5 t_{\text{в}} I_{\text{min}} / C.$$

В реальной схеме  $t_{\text{в}} = 20$  нс,  $I_{\text{min}} = 8$  мА,  $C = 1,1$  нФ, приращение 75 мВ. Относительное приращение амплитуды  $75 \text{ мВ} / 4500 \text{ мВ} = 1,5\%$ , но если учесть, что после трех каскадов удвоителя амплитуда уменьшается в 8 раз, то относительное увеличение амплитуды на выходе будет равно 12%. Для устранения этого явления в устройстве используется компенсирующий преобразователь «код — напряжение» (на рис. 1 не показан), который изменяет уровень КНУ (вместо потенциала 0 В подается поло-

жительное напряжение, пропорциональное коду). Введение компенсирующего двухразрядного ПКЧ позволило уменьшить погрешность от изменения амплитуды до того же порядка, что и погрешность от искажения формы треугольного колебания. Линейность шкалы ухудшается от введения компенсирующего ПКЧ, однако для данного конкретного применения это оправдано.

Быстродействие ПКЧ определяется переходными процессами в узлах устройства. Новое значение частоты на выходе появится через время

$$t = t_1 + t_2 + t_3 \cong 600 \text{ нс},$$

где  $t_1$  — время преобразования «код — ток» ( $\sim 100$  нс);  $t_2$  — время прохождения сигнала по каскадам умножителя частоты ( $\sim 100$  нс);  $t_3$  — время задержки в фильтре ( $\sim 400$  нс).

Разработанный ПКЧ был изготовлен в двух экземплярах и использовался в быстродействующем синтезаторе частот [4]. ПКЧ имеет следующие характеристики: диапазон частот 3,96—6,18 МГц; относительный уровень паразитных частот в полосе 4—6 МГц не превышает —28 дБ; нелинейность шкалы частот 1,25%; время установления частоты выходного сигнала не более 1 мкс; стабильность частоты в лабораторных условиях 0,3% в диапазоне +5...+40°C.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. О'Нейл. Микросхемы — генераторы сигналов.— «Электроника», 1972, № 24, с. 72—74.
2. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л., «Энергия», 1970.
3. Клерк М., Лиманский С., Добек Й. Умножитель частоты.— Пат. Франции, № 2092839, кл. Н03ы19/00, заявл. 24 июня 1970, опубл. 22 июля 1972.
4. Вьюхин В. Н., Ковалев Е. А., Курочкин В. В., Юношев В. П. Быстродействующий двухканальный синтезатор частот.— «Автоматика», 1976, № 3, с. 28—35.

Поступила в редакцию 14 февраля 1977 г.

УДК 681.325.3

**В. И. АЛЕКСАНДРИН, М. А. ЧУБАРОВ**

(Горький)

### КОНТРОЛЬ ДИНАМИКИ АЦП МЕТОДОМ НАКОПЛЕНИЯ ОШИБКИ

В процессе проектирования, производства и эксплуатации аналого-цифровых преобразователей (АЦП) возникает задача контроля их характеристик в динамическом режиме.

Описанный в работе [1] метод, являясь достаточно универсальным, требует создания специальной аппаратуры, что в случае контроля АЦП с быстродействием выше 5—10 млн преобразований в секунду существенно снижает его технико-экономическую эффективность.

Обеспечить динамический режим работы АЦП и сравнительно простой способ регистрации результата можно и без использования специального быстродействующего запоминающего устройства, если учесть, что АЦП является звеном с запаздыванием. Для этой цели исследуемый АЦП и образцовый цифроаналоговый преобразователь