

и, следовательно, в целом делитель позволяет реализовать коэффициенты деления, числитель и знаменатель которых могут изменяться в широких пределах, т. е.

$$K_d = \frac{P}{Q} \geq 1, \quad 2^{l-1} - 1 \geq P \geq Q \geq 1,$$

где l — число разрядов второго двоичного множителя.

Выводы

Рассмотренный метод деления частоты повторения импульсов может быть использован при разработке делителей частоты с коэффициентами деления, заданными неправильной дробью вида $P/Q \geq 1$, числитель и знаменатель которой представлены на кодовых входах делителя двоичными кодами с естественными весами двоичных разрядов. Кодовая форма представления коэффициентов деления упрощает разработку цифровых устройств, содержащих узлы, реализующие деление частоты на дробные коэффициенты, а также облегчает сопряжение делителей с различными устройствами автоматики с цифровым управлением.

ЛИТЕРАТУРА

1. G. Witzschel. Digitaler Frequenzteiler mit rational gebrochenem Teilungsfaktor zur Trägerfrequenzerzeugung.— Nachrichtentechnik, 1969, 19, Н. 9.
2. A. Lackner. Stetigarbeitende Informations — umsetzer.— Siemens — Zeitschrift, 1965, Н. 5.
3. Регистрирующая аппаратура для вибрационно-частотных датчиков.— Сб. статей, ч. 2. Под ред. Ю. С. Плискина. М., ОНТИПрибор, 1969.
4. Р. Г. Карпов. Техника частотно-импульсного моделирования. М., «Машиностроение», 1969.
5. Е. Д. Зайденберг. Регулируемое пересчетное устройство для деления частоты следования импульсов на неправильную дробь.— Авторское свидетельство № 264458.— ИПОТЗ, 1970, № 8.
6. Ян Си Зен. Определение максимальной погрешности двоичного множителя.— Автоматика и телемеханика, 1960, т. 21, № 7.
7. Э. К. Шахов. Метод измерения низких частот.— Автометрия, 1966, № 2.
8. Б. П. Касич. Способ деления частоты повторения импульсов.— Авторское свидетельство № 346799.— ИПОТЗ, 1972, № 23.
9. Б. П. Касич. Делитель частоты. Авторское свидетельство № 316198.— ИПОТЗ, 1971, № 29.

Поступила в редакцию 10 октября 1972 г.

УДК 621.374.2

Б. М. ЮРЧИКОВ

(Москва)

КАСКОДНЫЕ КЛЮЧИ В ФОРМИРОВАТЕЛЯХ ИМПУЛЬСОВ НА ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ

Импульсная модуляция и отклонение лазерного луча с помощью электрооптического эффекта в кристаллах требуют формирования на обкладках этих кристаллов высоковольтных управляющих импульсов. Электрооптические кристаллы представляют собой емкостную нагрузку [1]. Электронные ключи, применяемые в схемах формирования импуль-

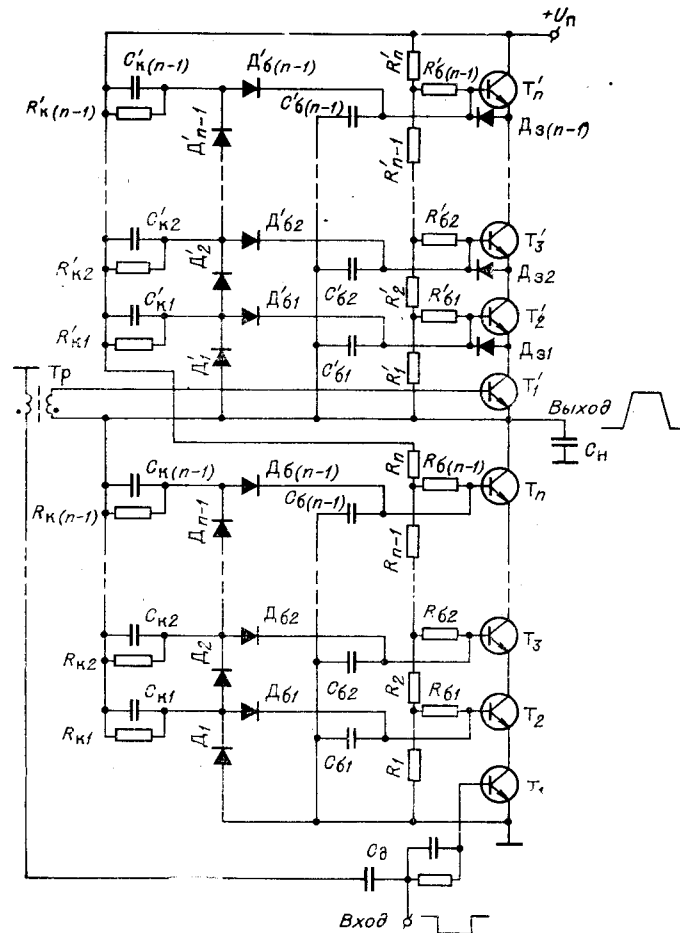


Рис. 1. Функциональная схема формирователя с каскодными ключами.

сов на кристаллах, должны выдерживать в разомкнутом состоянии высокое напряжение и пропускать в замкнутом состоянии большой импульсный ток. Это затрудняет использование в качестве управляемых элементов ключей транзисторов. В ряде случаев нашло применение каскодное соединение большого числа транзисторов [2], которое позволяет получать ключи с любым рабочим напряжением. Однако в формирователях импульсов на емкостной нагрузке при быстром росте напряжения на запираемом ключе происходит перенапряжение отдельных транзисторов, а при повышении частоты переключения это перенапряжение принимает статический характер из-за детектирующего действия переходов база — эмиттер транзисторов.

Ниже описывается способ обеспечения одинакового падения напряжения на всех транзисторах каскодного ключа в рабочем частотном диапазоне формирователя в любой момент времени и независимо от частоты, скорости переключения и скважности выходных импульсов. Это позволяет свести к минимуму количество транзисторов в ключе, полностью устранить их перенапряжение и обеспечить малое потребление энергии в промежутках между фронтами и спадами выходных импульсов за счет увеличения сопротивления делителей напряжения.

Принцип построения и работа таких ключей иллюстрируется функциональной схемой формирователя импульсов на емкостной нагрузке C_n (рис. 1).

Формирователь состоит из двух каскодных ключей, включенных последовательно между источником питания $+U_n$ и «землю». Каждый ключ содержит по n транзисторов и выдерживает напряжение в n раз больше, чем отдельно взятый транзистор. Нагрузка C_n включена между «землю» и общей точкой обоих ключей. При отпирании верхнего ключа ($T'_1 - T'_n$), когда нижний ключ ($T_1 - T_n$) заперт, емкость C_n заряжается до напряжения $+U_n$. При отпирании нижнего ключа (при закрытом верхнем) емкость C_n разряжается до нуля. Равномерное распределение напряжения на запертых транзисторах обеспечивается в статике соединением их баз через резисторы R_{6m} и R'_{6m} (здесь и ниже $m=1, 2, \dots, n-1$) к ответвлениям делителей напряжения, составленных из цепочек резисторов с одинаковыми сопротивлениями: $R_1=R_2=\dots=R_n$, $R'_1=R'_2=\dots=R'_n$. Поскольку нагрузка формирователя емкостная, большие токи через ключи протекают лишь в моменты их отпирания при перезаряде емкости нагрузки. Необходимые для этого импульсные базовые токи транзисторов обеспечиваются разрядом конденсаторов C_{6m} и C'_{6m} . Для восстановления их заряда служат разветвленные диодные цепочки, повторяющие по своей конфигурации и включению в схемы ключей резисторные делители напряжения, и конденсаторы C_{km} и C'_{km} , фиксирование заряда которых в статике обеспечивается резисторами R_{km} и R'_{km} . Наличие этих диодно-конденсаторных цепочек является отличительной чертой рассматриваемых каскодных ключей.

Диоды D_{3m} служат для защиты переходов эмиттер — база транзисторов $T_2 - T'_n$ от перенапряжения в момент их запираания.

Транзистор T_1 управляется входным имеющим два фиксированных разнополярных уровня напряжением по постоянному току, а транзистор T'_1 — через дифференцирующий конденсатор C_d и импульсный трансформатор Tr так, что транзистор T'_1 отпирается на короткое время одновременно с запираанием транзистора T_1 . Отпирание транзистора T_1 положительным уровнем входного напряжения приводит к быстрому отпиранию транзисторов $T_2 - T_n$ за счет разряда конденсаторов C_{6m} через их базы. После разряда емкости C_n эти транзисторы остаются открытыми за счет токов резисторов R_{6m} в течение всего времени, пока входное напряжение имеет положительный уровень. Этим обеспечивается поддержание нулевого уровня выходного напряжения (транзисторы $T'_1 - T'_n$ при этом заперты). Изменение уровня входного напряжения с положительного на отрицательный приводит к запираанию транзисторов $T_1 - T_n$ и отпиранию транзисторов $T'_1 - T'_n$.

В результате емкость C_n заряжается до напряжения $+U_n$. После окончания действия продифференцированного конденсатором C_d отпирающего импульса транзисторы $T'_1 - T'_n$ запираются, и верхний уровень выходного напряжения поддерживается до очередного отпирания транзисторов $T_1 - T_n$ за счет малой величины $\sum_{i=1}^n R'_i$ по сравнению с сопротивлением запертых транзисторов $T_1 - T_n$, равным $U_n/i_{к0}$, где $i_{к0}$ — их коллекторный ток.

Резисторы R_{6m} предотвращают нарушение равномерного деления напряжения цепочкой $R_1 - R_n$ при отпирании нижнего ключа, обеспечивая тем самым взаимную независимость базовых токов транзисторов $T_2 - T_n$. Если транзисторы имеют большой коэффициент усиления по току β , так что $\beta \gg n$, то, принимая $R_{61} \gg R_1$, для приближенного расчета R_{6m} можно воспользоваться формулой $R_{6m} \approx R'_1 m \beta_{m+1}$, где β_{m+1} — коэффициент усиления транзистора T_{m+1} . Более точный расчет сопротивлений делителя рассмотрен в [2]. Поскольку транзисторы

$T_1' - T_n'$ всегда заперты, за исключением коротких моментов заряда емкости C_n , величины R_{6m}' не критичны и должны лишь быть много меньше величины $U_n/n i_{60}$, где i_{60} — базовый ток запертых транзисторов. В частности, можно принять эти сопротивления равными нулю.

Поскольку необходимые для перезаряда емкости C_n импульсные базовые токи транзисторов обеспечиваются за счет разряда конденсаторов C_{6m} и C_{6m}' , должны выполняться следующие соотношения: $C_{6m} \approx (n/m\beta_{m+1}) C_n$; $C_{6m}' \approx (n/m\beta_{m+1}') C_n$. При этом скорость перезаряда емкости нагрузки зависит лишь от базовых токов транзисторов T_1 и T_1' .

Скорость заряда конденсаторов C_{6m} и C_{6m}' через резисторы делителей напряжения значительно меньше скорости их разряда через переходы база — эмиттер отпирающихся транзисторов, что вызывает отмеченную выше неравномерность распределения напряжения на транзисторах в известных каскодных схемах.

Работа диодно-конденсаторных цепочек, служащих для устранения этого недостатка, происходит одинаково в обоих ключах. Поэтому их действие рассмотрено лишь на примере верхнего ключа. Когда его транзисторы отпираются, конденсаторы C_{6m} разряжаются базовыми токами транзисторов, а конденсаторы C_{km}' разряжаются через диоды D_m' . Емкость нагрузки при этом заряжается до напряжения питания $+U_n$. При отпирании нижнего ключа емкость C_n быстро разряжается до нуля. Отрицательный перепад выходного напряжения отпирает диоды D_{6m}' и передается на базы транзисторов верхнего ключа через емкостные делители, образованные парами конденсаторов $C_{km}' - C_{6m}$. Таким образом, заряд этих конденсаторов происходит одновременно с изменением выходного напряжения, обеспечивая одинаковое напряжение в любой момент времени на всех транзисторах верхнего ключа, если выполняется соотношение $C_{km}' = [m/(n-m)] C_{6m}' = [n/(n-m)\beta_{m+1}'] C_n$. Величина сопротивления резисторов R_{km}' , предотвращающих изменение заряда конденсаторов в статике обратными токами i_0 диодов D_m' , выбирается из соотношения

$$R_{6m}' + [m(n-m)/n] R_1' \ll R_{km}' \leq U_n(n-m)/n i_0.$$

При этом токи резисторов R_{km}' полностью компенсируют обратные токи диодов, но не меняют заметно распределение напряжения между транзисторами. Аналогичные соотношения выполняются для элементов диодно-конденсаторных цепочек нижнего ключа.

Поскольку для заряда конденсаторов C_{6m} , C_{km} , C_{6m}' и C_{km}' отбирается часть выходной энергии, величина C_n в формулах для определения C_{6m} должна быть увеличена на

$$\sum_{m=1}^{n-1} C_{6m}' C_{km}' / (C_{6m}' + C_{km}'),$$

а в формулах для определения C_{6m}' на

$$\sum_{m=1}^{n-1} C_{6m} C_{km} / (C_{6m} + C_{km}).$$

Заметим, что конденсаторы C_{km} могут быть соединены последовательно друг с другом и параллельно диодной цепочке D_m так, что

каждый конденсатор C_{km} , кроме $C_{k(n-1)}$, окажется подсоединенным параллельно диоду D_{m+1} .

Выравнивание импульсного напряжения на транзисторах с помощью диодно-конденсаторных цепочек описанного типа было использовано в формирователе управляющих напряжений для модулятора света [3]. Каждый каскодный ключ состоял из трех транзисторов КТ604Б. В качестве диодов D_m и D_{6m} использовались соответственно КД102А и Д219А. При напряжении питания 750 В и нагрузке 100 пФ выходное напряжение переключалось между двумя уровнями 10 и 740 В за 1,5 мкс с частотой от 0 до 300 кГц, что соответствует частоте следования выходных импульсов до 150 кГц. При этом неравномерность распределения напряжения между транзисторами в пределах 30 В, обусловленная неточностью подбора величин сопротивлений и емкостей делителей, оставалась

неизменной во всем рабочем диапазоне частот независимо от скважности импульсов. Номиналы сопротивлений и емкостей были следующие: $R_1 = R_2 = R_3 = 240$ кОм; $R'_1 = R'_2 = R'_3 = 100$ кОм; $R_{61} = 1$ МОм; $R_{62} = 2$ МОм; $R_1 = R_{62} = 0$; $R_{k1} = R'_{k1} = 100$ МОм; $R_{k2} = R'_{k2} = 51$ МОм; $C_{61} = C_{k2} = 20$ пФ; $C_{62} = C_{k1} = 10$ пФ; $C_{61} = 51$ пФ; $C_{k1} = 24$ пФ; $C'_{62} = 15$ пФ; $C'_{k2} = 30$ пФ*.

Между дифференцирующим конденсатором C_d и трансформатором Tr был применен промежуточный каскад усиления с общим эмиттером на транзисторе П416Б для развязки входных цепей транзисторов T_1 и T'_1 и обеспечения небольшой задержки (около 1 мкс) в отпирании верхнего ключа (с целью исключить протекание сквозного тока через оба ключа). Диаграммы напряжений на транзисторах приведены на рис. 2.

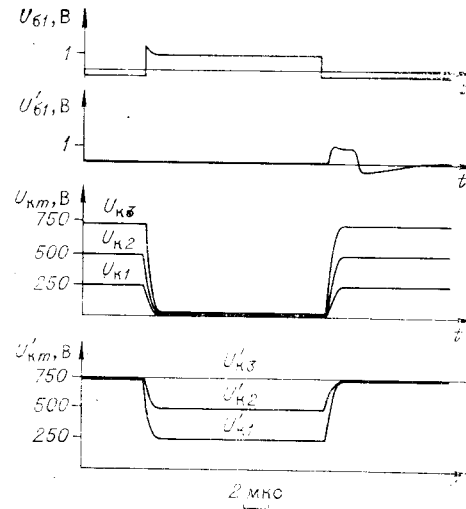


Рис. 2. Диаграммы напряжений на транзисторах каскодных ключей при $n=3$ и $U_n=750$ В:

U_{61} и U'_{61} — напряжения между базой и эмиттером транзисторов T_1 и T'_1 ; U_{km} и U'_{km} — напряжения на коллекторах транзисторов T_m и T'_m ($m = 1, 2, 3$).

ЛИТЕРАТУРА

1. W. Kulcke et al. Digital Light Deflectors.— Proc. of the IEEE, 1966, v. 54, № 10, p. 1419—1429.
2. А. П. Ложников, Е. К. Сонин. Каскодные схемы на транзисторах. М., «Энергия», 1969.
3. Б. М. Юрчиков. Формирователь управляющего напряжения для модулятора света.— Приборы и техника эксперимента, 1973, № 4.

Поступила в редакцию 9 ноября 1972 г.,
окончательный вариант — 28 мая 1973 г.

* В верхнем ключе применены конденсаторы большей емкости для компенсации завала фронтов импульсов на вторичной обмотке трансформатора Tr из-за слабой индуктивной связи его обмоток, которые были максимально разнесены на сердечнике для уменьшения емкости и увеличения пробивного напряжения между ними.