

С. Л. СУДЬИН

(Рига)

ПРЕЦИЗИОННОЕ УСТРОЙСТВО ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЕ — ЧАСТОТА

Преобразователи напряжение — частота являются распространенными и универсальными устройствами, широко применяющимися в измерительной и телеизмерительной технике. Среди таких устройств особенно интересен класс преобразователей, основанных на интегрировании входного напряжения и компенсации интеграла импульсом обратной связи, несущим эталонный заряд или вольт-секундную площадь [1, 2]. Преобразователи этого класса привлекают прежде всего своей точностью. Из детального анализа их погрешностей ясно, что основной вклад в мультипликативную составляющую погрешности преобразования вносят изменения параметров цепи обратной связи. Сравнение различных видов цепей обратной связи [3] показывает, что наибольшая точность может быть достигнута в преобразователе с цепью обратной связи, формирующей импульс стабильной вольт-секундной площади путем коммутации эталонного напряжения на эталонное время. Погрешности, вносимые цепью обратной связи указанного вида, сравнительно мало исследованы. Целью настоящей работы является анализ новой схемы формирователя импульсов стабильной вольт-секундной площади [4] как устройства обратной связи преобразователя напряжение — частота.*

Получение эталонного напряжения для целей формирования импульса стабильной вольт-секундной площади возможно от различных источников, таких как нормальные элементы, окислортутные элементы, кремниевые стабилитроны. Последние имеют весьма важные эксплуатационные преимущества по сравнению с другими источниками эталонного напряжения. Поэтому в настоящей работе мы рассматриваем возможность получения импульсов стабильной вольт-секундной площади с применением кремниевых стабилитронов.

При получении импульсов с помощью ключей и стабилитронов принципиально возможны два подхода: во-первых, получение импульса путем коммутаций напряжения питаемого постоянным током стабилитрона или, во-вторых, получение импульса путем коммутации тока, питающего стабилитрон. Два этих подхода иллюстрируются рис. 1, где условно показаны источники эталонного напряжения в виде простейших параметрических стабилизаторов напряжения, а входные цепи интеграторов — в виде сопротивлений нагрузки R_n . В схеме по рис. 1, а для получения высокой стабильности вольт-секундной площади импульса на нагрузке необходимо предъявить столь же высокие требования к стабильности статических и динамических параметров ключа К. Таким образом, возникающие здесь проблемы относятся к хорошо изученному комплексу вопросов прецизионной коммутации сигналов [5, 6]. Известно, что проблемы эти весьма сложны как в отношении выполнения требований к стабильности параметров ключа, так и в отношении выполнения требований к схеме управления ключом. В схеме по рис. 1, б требования

* Отметим, что устройство (см. [4]) может быть использовано как в преобразователях напряжение — частота, так и в преобразователях напряжение — временной интервал. В настоящей работе мы рассматриваем только первую возможность.

к ключу несравненно легче выполнимы, чем в схеме по рис. 1, а, так как изменения параметров ключа в схеме по рис. 1, б многократно ослабляют-ся стабилизирующими качествами стабилитрона. Практически стабильность вершины формируемого импульса в схеме по рис. 1, б определяется параметрами имеющихся в настоящее время стабилитронов. В то же время в этой схеме фронты формируемого импульса и ста- бильность его вольт-секундной площади зависят от динамических пара-

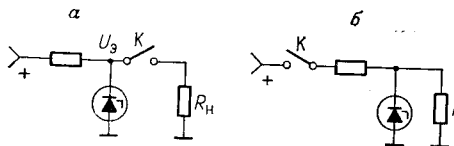


Рис. 1.

метров стабилитрона. Кроме того, в такой схеме мощность, рассеиваемая в стабилитроне, зависит от выходной частоты преобразователя, что может привести к нелинейности преобразования и дополнительной динамической погрешности. Формирователи, работающие по принципу схемы, представленной на рис. 1, б, мало исследованы и привлекательны прежде всего максимально возможной стабильностью вершины формируемого импульса при простоте схемы. Рассмотрим одну из возможных схемных реализаций такого формирователя (рис. 2) и оценим погрешность преобразования за счет изменения параметров формирователя, включенного в цепи обратной связи. Схема формирователя состоит из источников питающих напряжений U_1 , U_2 , источников тока I_1 , I_2 , токового ключа на транзисторах T_1 , T_2 , диодов D_1 , D_2 , стабилитрона D_3 и входной цепи преобразователя, показанной в виде сопротивления R_n . В исходном состоянии транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 заперт. При этом ток I_1 полностью проходит через транзистор T_1 , так как в схеме обеспечено $I_2 > I_1$. Разность токов $I_2 - I_1$ протекает через диод D_2 . Таким образом, диод D_1 заперт и напряжение на нагрузке отсутствует. Импульс в нагрузке формируется при подаче на базы транзисторов токового ключа противофазных потенциалов. При смене потенциалов на базах транзистор T_1 запирается, транзистор T_2 открывается и проводит ток I_2 . Ток I_1 протекает через открывшийся диод D_1 и стабилитрон D_3 . На нагрузке появляется напряжение, равное напряжению на стабилитроне. Диод D_2 в это время заперт. Импульс на нагрузке заканчивается при восстановлении прежних потенциалов на базах транзисторов. Оставляя в стороне пока вопросы динамики, рассмотрим статические состояния схемы, соответствующие включенному и выключенному стабилитронам, т. е. наличию и отсутствию напряжения на нагрузке. Можно показать, что рассматриваемому формирователю соответствует эквивалентная схема, показанная на рис. 3, где для включенного стабилитрона

$$i_1 = U_1 Y_1 + I_1; \quad i_2 = \frac{e_{д. пр 1}}{r_{д. пр 1}}; \quad i_3 = \frac{U_{ст}}{r_{ст. пр}}; \quad i_4 = i_{д. об 2} + i_{к 0}; \quad (1)$$

$$y_1 = Y_1; \quad y_2 = \frac{1}{r_{д. пр}}; \quad y_3 = \frac{1}{r_{ст. пр}} + \frac{1}{R_n}; \quad y_4 = \frac{1}{r_{д. об 2}} + \frac{1}{r_k};$$

для выключенного стабилитрона

$$i_1 = U_1 Y_1 + I_1; \quad i_2 = -i_{д. об 1}; \quad i_3 = i_{ст. об}; \quad i_4 = U_2 Y_2 + I_2 + \frac{e_{д. пр 2}}{r_{д. пр 2}};$$

$$y_1 = Y_1; \quad y_2 = \frac{1}{r_{д. об 1}}; \quad y_3 = \frac{1}{r_{ст. об}} + \frac{1}{R_n}; \quad y_4 = Y_2 + \frac{1}{r_{д. пр 2}}. \quad (2)$$

В (1) и (2) приняты следующие обозначения, соответствующие линейным моделям элементов схемы: I_1 , I_2 , U_1 , U_2 — питающие источники тока и напряжения; Y_1 , Y_2 — проводимости источников тока; $r_{д. пр}$ — сопротивление открытого диода; $e_{д. пр}$ — э. д. с. открытого диода; $r_{д. об}$ — со-

противление запертого диода; $i_{д.об}$ — ток запертого диода; $r_{ст.пр}$ — динамическое сопротивление стабилитрона в режиме пробоя; $U_{ст}$ — напряжение на стабилитроне в режиме пробоя; $r_{ст.об}$ — сопротивление стабилитрона, смещенного в обратном (по отношению к рабочему) направлении; $i_{ст.об}$ — ток стабилитрона, смещенного в обратном направлении; $r_k, i_{к0}$ — параметры транзистора.

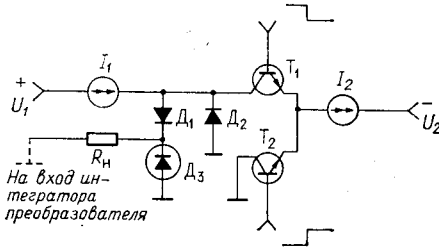


Рис. 2.

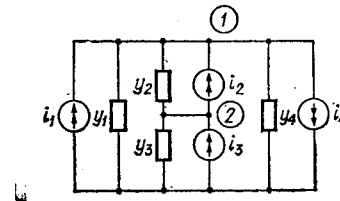


Рис. 3.

Матрицы токов и проводимостей для рассматриваемой схемы при нумерации узлов, показанной на рис. 3, имеют вид

$$[i] = \begin{matrix} i_1 + i_2 - i_4 \\ -i_2 + i_3 \end{matrix} \quad [y] = \begin{matrix} y_1 + y_2 + y_4 & -y_2 \\ -y_2 & y_2 + y_3 \end{matrix}$$

Матрица узловых напряжений $[u] = [y]^{-1}[i]$. Произведя вычисления, получим выражение для выходного напряжения формирователя u_H

$$u_H = \frac{y_2(i_1 + i_2 - i_4) + (y_1 + y_2 + y_4)(-i_2 + i_3)}{(y_1 + y_2 + y_4)(y_2 + y_3) - y_2^2}. \quad (3)$$

Из (1)–(3) можно получить выражения для напряжений на нагрузке при включенном ($u_{н.вкл}$) и выключенном ($u_{н.выкл}$) стабилитроне. Анализ (1)–(3) позволяет получить выражения для мультипликативной погрешности $\delta F_M = -\delta u_{н.вкл}$ и приведенного смещения нуля $\delta F_{см} = -\Delta u_{н.выкл}/u_{н.вкл}$ преобразователя. Пренебрегая составляющими погрешности второго порядка малости, получим следующие соотношения для наиболее существенных мультипликативных составляющих погрешности при изменении различных параметров:

$$\delta F_M(I_1) = -\frac{r_{ст.пр}}{U_{ст}} \Delta I_1; \quad \delta F_M(Y_1) = -\left(\frac{U_1}{U_{ст}} r_{ст.пр} + r_{д.пр1}\right) \Delta Y_1; \quad (4)$$

$$\delta F_M(U_1) = -\frac{r_{ст.пр}}{U_{ст}} Y_1 \Delta U_1;$$

$$\delta F_M(U_{ст}) = -\frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}}; \quad \delta F_M(r_{ст.пр}) = -\frac{I_1}{U_{ст}} \Delta r_{ст.пр}. \quad (5)$$

Изменения других параметров элементов схемы практически не влияют на мультипликативную погрешность. Составляющие погрешности по (5) определяются изменениями параметров стабилитрона и нормируются. Так, для термокомпенсированного стабилитрона Д818Е они составят не более 10^{-3} в диапазоне температур до 100°C . Из (4) можно получить требования к стабильности тока I_1 , величине и стабильности проводимости Y_1 . Расчеты показывают, что для диапазона температур до 100°C и при изменении питающих напряжений на $\pm 5\%$ необходимо обеспечить $\Delta I_1 \leq 0,3$ мА; $\Delta Y_1 \leq 10^{-5}$ См; $Y_1 \leq 5 \cdot 10^{-5}$ См для получения суммарной дополнительной погрешности около 10^{-3} . Указанные параметры могут быть обеспечены в сравнительно простой схеме параметрического стабилизатора тока.

Рассмотрим аддитивную составляющую погрешности. Из (3) и (2), пренебрегая составляющими погрешности второго порядка малости, получим для приведенного смещения нуля следующее выражение:

$$\delta F_{\text{см}} = \frac{(I_1 - I_2) r_{\text{д. пр 2}} + e_{\text{д. пр 2}}}{U_{\text{ст}} r_{\text{д. об 1}}} R_{\text{н}} \quad (6)$$

Изменение $\delta F_{\text{см}}$ дает аддитивную составляющую погрешности. Расчет по (6) дает для обычно применяемых элементов величину порядка 3%, что недопустимо для прецизионного устройства. Однако если в качестве $R_{\text{н}}$ считать не входную цепь интегратора преобразователя, а шунтирующее стабилитрон сопротивление величиной 5—10 кОм, то смещение, а следовательно, и аддитивная погрешность могут быть снижены не менее, чем на два порядка. При этом включение такого сопротивления практически не изменяет мультипликативных составляющих погрешности, что можно видеть из (4) и (5) и более точно можно показать, используя (3) и (2).

Таким образом, в преобразователе с рассмотренным устройством обратной связи можно получить погрешность около 10^{-3} в широком диапазоне температур. Однако такие расчеты и вывод, очевидно, справедливы лишь для низкочастотного преобразователя. Ограничения максимальной выходной частоты преобразования практически целиком определяются стабильностью процессов включения и выключения стабилитрона. К сожалению, эти процессы в настоящее время не изучены достаточно для того, чтобы можно было теоретически надежно оценить их стабильность. Поэтому важные вопросы динамики работы рассматриваемого устройства исследованы нами экспериментально.

Типичная осциллограмма включения и выключения термокомпенсированного стабилитрона Д818Е в схеме по рис. 2 без принятия каких-либо мер, ускоряющих эти процессы, показана на рис. 4, а. Из осциллограммы видно, что процессы включения и особенно выключения стабилитрона весьма длительны. Большая длительность процесса выключения объясняется тем, что при отключении тока, питающего стабилитрон, его эквивалентная заряженная емкость блокируется компенсирующими диодами, препятствующими разряду емкости по пути,

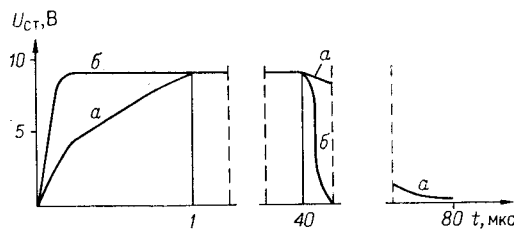


Рис. 4.

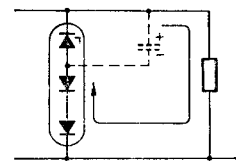


Рис. 5.

указанному стрелкой (рис. 5). При этом емкость разряжается обратным током компенсирующих диодов и путем естественной рекомбинации. Отсюда следует, что если не принять специальных мер по форсированию процессов включения и особенно выключения стабилитрона, то рассматриваемый метод формирования импульса стабильной вольт-секундной площади окажется практически непригодным при длительностях импульсов в несколько миллисекунд и менее, так как на стабильность вольт-секундной площади импульса будут сильно влиять изменения эквивалентной емкости стабилитрона и других факторов, определяющих длительность процессов его включения и выключения. Предлагается форсировать процессы включения и выключения стабилитрона (рис. 6).

Изображенная схема подобна в статическом отношении схеме, показанной на рис. 2. Отличия схем состоят в том, что в схеме по рис. 6 включение стабилитрона происходит под действием суммы тока I_1 и дополнительного импульса тока, обеспечиваемого формирователем на транзисторе T_3 , а при выключении стабилитрона задний фронт импульса на нагрузке определяется не процессами в стабилитроне, а процессами в транзисторных ключах T_4 , T_5 , T_6 . Отметим, что шунтирование стабилитрона ключом хотя и приводит к ускорению разряда емкости стабилитрона, но блокирующее действие компенсирующих диодов сохраняется. Поэтому длительность включенного состояния ключа необходимо выбирать значительной. Установлено, что для диодов Д818Е достаточной является длительность 15—16 мкс. Очевидно, что изменение остаточного напряжения ключа приведет к погрешности преобразования. Поэтому в схеме по рис. 6 применен компенсированный ключ T_5 , T_6 , включаемый одновибратором на время 15—16 мкс, а для получения быстрого заднего фронта импульса — транзистор T_4 , включаемый на время 1—1,5 мкс. Принятые меры позволяют получить длительность включения и выключения термокомпенсированного стабилитрона 100—150 нс (см. рис. 4, б). Экспериментальные исследования показали, что изменение вольт-секундной площади импульса в схеме (см. рис. 6) за счет изменения фронтов не превышает $(1,5 \div 2,0) \cdot 10^{-8}$ В·с при изменении температуры в диапазоне $\pm 60^\circ \text{C}$. Такое изменение соответствует погрешности преобразования $3 \cdot 10^{-4}$ при длительности импульса 40 мкс, что позволяет обеспечить максимальную выходную частоту преобразователя 10—12 кГц.

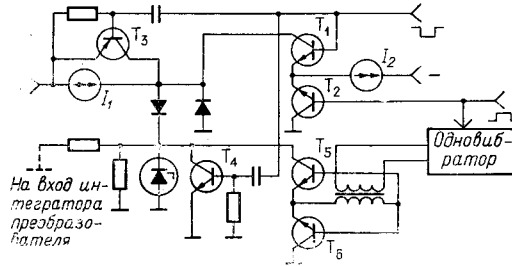


Рис. 6.

Экспериментальное исследование влияния самопрогрева стабилитрона в рассматриваемой схеме показало, что соответствующая погрешность менее 10^{-4} . Такое слабое влияние может быть объяснено тем, что стабилитрон в формирователе работает при средней рассеиваемой мощности, не превышающей 40% от номинальной.

Описанная схема формирования была использована в преобразователе напряжение — частота, имеющем следующие параметры: максимальная выходная частота 10 кГц; погрешность нелинейности $2 \cdot 10^{-4}$; погрешность при температуре $+60^\circ \text{C} \pm (2 + 5 \cdot 10^{-4} F)$ Гц; погрешность при температуре $-60^\circ \text{C} \pm (2 + 1,5 \cdot 10^{-3} F)$ Гц; погрешность при изменении питающих напряжений на $\pm 5\% \pm (1 + 2 \cdot 10^{-4} F)$ Гц; погрешность при непрерывной работе в течение 8 ч $\pm (1 + 2 \cdot 10^{-4} F)$ Гц; рабочий диапазон температур $\pm 60^\circ \text{C}$.

ВЫВОД

Новый подход к формированию импульсов стабильной вольт-секундной площади позволяет обеспечить высокую точность преобразования в широком диапазоне температур.

ЛИТЕРАТУРА

1. R. H. Dupp. Патент Великобритании № 629354, 5. 1946.
2. A. F. Voff. Патент США № 3040273, 23. 4. 1958.
3. С. Л. Судьин. Сравнительное исследование трех схем преобразования напряже-

- ние — частота с эталонным возвратом.— В сб. «Коммутация и преобразование малых напряжений». Л., ЛДНТП, 1968.
4. С. Л. Судьин. Формирователь импульсов. Авторское свидетельство № 356784.— ИПОТЗ, 1972, № 32.
 5. В. И. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. М.— Л., «Энергия», 1964.
 6. С. Л. Судьин. Преобразователь напряжение — частота повышенной точности.— Автометрия, 1968, № 5.

Поступила в редакцию 12 октября 1971 г.,
окончательный вариант — 21 января 1972 г.

УДК 621.314.2.089.6 : 621.317.738

В. И. СМЕТАНИН

(Новосибирск)

ПОГРЕШНОСТИ СЛЕДЯЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЕМКОСТИ В ЧАСТОТУ

При дистанционном сличении мер, приобретающем особое значение в автоматизированном эксперименте, возникает проблема синтеза преобразователей какой-либо физической величины в частоту или интервал времени с характеристикой преобразования, стабильной во времени [1]. Стабильность характеристики может обеспечиваться несколькими способами, в том числе при помощи образцовых мер других физических величин. К таким преобразователям предъявляется ряд специфических требований [2]: во-первых, число физических величин, меры которых стабилизируют характеристику преобразования, должно быть минимально; во-вторых, такие меры должны обладать высокой стабильностью и надежностью при малых затратах; в-третьих, в процессе проверки, осуществляемой с помощью таких преобразователей, необходимо определить, как это принято в метрологической практике, основные и остаточные параметры поверяемой меры.

Наиболее гибкими преобразователями электрической емкости, позволяющими получить широкий диапазон изменения частоты, высокую точность и стабильность преобразования, являются преобразователи, основанные на использовании электроизмерительных цепей, уравновешиваемых изменением частоты питающего напряжения или тока [3—6]. Как отмечено в [4, 6], такие преобразователи свободны от недостатков, присущих автогенераторным преобразователям и преобразователям на основе систем с внешним возбуждением (основным недостатком первых является зависимость характеристики преобразования от параметров электронных приборов, а вторых — трудность обеспечения малого затухания переходного процесса, особенно в области низких частот или при использовании RC - и RL -цепей; кроме того, характеристика преобразования тех и других принципиально нелинейна).

К сожалению, ни один из известных преобразователей [3—6], позволяющих осуществить преобразование емкости в частоту с использованием простейших измерительных RC -цепей уравновешивания, не удовлетворяет в полной мере изложенным выше требованиям и, главным образом не дает возможности осуществить прямое раздельное преобразование каждого из параметров исследуемой меры (как ос-