ЦИФРОВОЙ АВТОБАЛАНСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Л. А. Дидык, В. Д. Кукуш

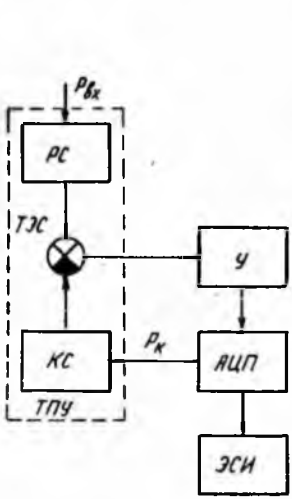
Харьков

Приборы с дискретным преобразованием измерительной информации благодаря целому ряду преимуществ вытесняют в настоящее время аналоговые приборы во всех областях измерений.

Достигнуты некоторые успехи в построении цифровых самобалансирующихся термисторных мостов СВЧ [1] и измерите

дей импульсной мощности СВЧ [2]. Однако вопросы построения цифровых автобалансных калориметров СВЧ и оптического диапазона до настоящего времени отражения в литературе не нашли.

В настоящей статье рассматривается одна из новых схем создания цифрового статического калориметра, описано устрой-



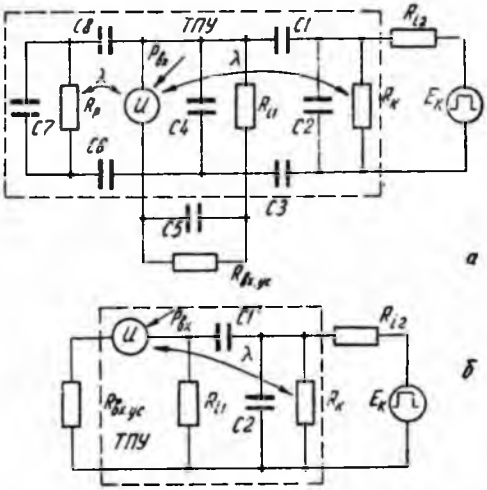


Рис. 1. Блок-схема цифрового автобалансного статического калориметра.

Рис. 2. Эквивалентная схема термопреобразовательного узла.

ство, реализующее эту схему, приведены его основные характеристики.

Принцип построения и описание узлов цифрового автобалансного статического калориметра

Блок-схема прибора приведена на рис. 1. В его основе лежит автобалансная схема (АБС), однако в отличие от существующих АБС компенсация производится не мощностью постоянного тока или тока низкой частоты, а прямоугольными импульсами стабильной длительности и амплитуды, вырабатываемыми аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Частота следования импульсов пропорциональна измеряемой мощности и измеряется электронным счетчиком импульсов [3].

Рассмотрим каждый из узлов схемы.

Термопреобразовательный узел и усилитель разностного сигнала. Термопреобразовательный узел (ТПУ), как и в известных АБС, включает в себя рабочую (РС) и компенсационную (КС) секции, объединенные термочувствительным элементом сравне-

ния (ТЭС) и помещенные в корпус, ослабляющий влияние внешних факторов.

Из ТЭС в данной схеме могут быть использованы как дифференциальные термопары, так и дифференциальные мосты. Однако пригодны лишь мосты постоянного тока. Это становится понятным, если рассмотреть эквивалентную схему ТПУ (рис. 2, *а*).

На рис. 2, *а* $C7$, $C9$, $C4$, $C5$ — паразитные емкости в точках подключения калибровочного $R_р$ и компенсационного $R_к$ нагревателей (нагреватели встроены в соответствующие секции), выходная емкость ТЭС и входная емкость усилителя У соответственно; $C1$, $C3$, $C8$, $C6$ — паразитные емкости между ТЭС и калибровочным и компенсационным нагревателями; R_{i1}, R_{i2} — внутреннее сопротивление ТЭС и источника компенсации $E_к$ выходного каскада АЦП соответственно; $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя разностного сигнала; U — полезный разностный сигнал; λ — тепловая связь между ТЭС и нагревателями.

Мы рассмотрим упрощенную модель: нагреватель калибровки отсутствует. Тогда, если учесть, что $C1$, $C3 \gg C4$, $C5$, эквивалентная схема ТПУ упрощается (рис. 2, *б*) (C_1' — последовательное соединение $C1$ и $C3$).

Легко показать, что напряжение на входе усилителя разностного сигнала

$$U_{вх}(p) = \frac{R_{вх.ус}}{R_{i_1} + R_{вх.ус}}\left(1 + E_к \frac{R_к}{R_{i_2} + R_к} \cdot \frac{p\tau_1}{1 + p\tau_1} \cdot \frac{1}{1 + p\tau_2}\right), \quad (1)$$

где

$$\tau_1 = C_1' R_{i_1}; \ \tau_2 = C_2 \frac{R_{i_2} R_к}{R_{i_2} + R_к}; \ p = j\omega + c.$$

Обычно $R_{i_1} \ll R_{вх.ус}$ и $R_{i_2} \ll R_к$,

тогда

$$U_{вх}(p) = U + E_к \frac{p\tau_1}{1 + p\tau_1} \cdot \frac{1}{1 + p\tau_2}. \quad (2)$$

Так как $\frac{p\tau_1}{1 + p\tau_1} \cdot \frac{1}{1 + p\tau_2}$ — передаточная функция последовательно соединенных дифференцирующего и инерционного звеньев, то (2) можно записать в виде

$$U_{вх}(t) = U + E_к e^{-\frac{t}{\tau_1}}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right). \quad (3)$$

Второе слагаемое уравнения (3) представляет собой паразитный сигнал $U_п$, вызванный проникновением выходного импульса АЦП на вход усилителя разностного сигнала.

Амплитудное значение паразитного сигнала

$$U_{п\,max} = E_к e^{\frac{\tau_2}{\tau_1}\ln\frac{\tau_2}{\tau_1+\tau_2}}\left(1 - e^{\ln\frac{\tau_2}{\tau_1+\tau_2}}\right). \qquad (4)$$

Из (4) следует, что амплитуда паразитного сигнала определяется амплитудой выходного импульса АЦП и соотношением постоянных времени паразитных цепей и может достигать значительной величины (например, при $E_к = 20$ *в* и $\tau_2 = 10\tau_1$ $U_{п\,max} = 0{,}4$ *в*).

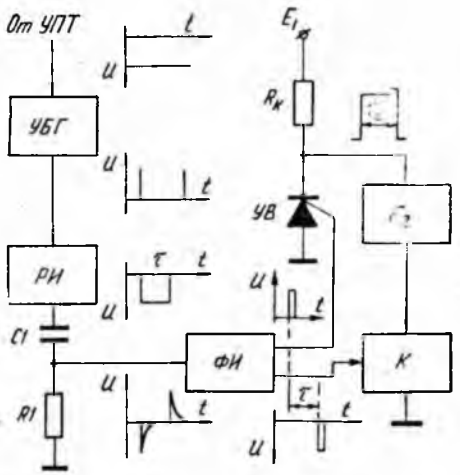


Рис. 3. Функциональная схема аналого-цифрового преобразователя.

При использовании мостов переменного тока возникает необходимость в резонансных усилителях. Паразитные импульсы, проникающие от АЦП на вход усилителя, вызывают ударное возбуждение последнего, что приводит к значительной нестабильности показаний прибора. При использовании же мостов постоянного тока паразитный сигнал, проникающий от АЦП на вход УПТ, легко фильтруется.

Для стабилизации характеристик прибора УПТ необходимо охватить местной нелинейной отрицательной обратной связью [3, 4].

Аналого-цифровой преобразователь. Назначение АЦП — преобразование усиленного УПТ выходного сигнала ТПУ из аналоговой формы в прямоугольные импульсы стабильной длительности и амплитуды.

АЦП (рис. 3) включает в себя блокинг-генератор с управляемым периодом следования импульсов [5] (УБГ); расширитель импульсов (РИ) — ждущий мультивибратор с мостовой времязадающей цепью [6]; дифференцирующая цепь C_1R_1; формирователь импульсов (ФИ) управления управляемым вентилем, включающий в себя согласующий каскад и два парал-

лельно работающих усилителя-ограничителя; ключ (К); управляемый вентиль (УВ); источник E_2.

Работает АЦП следующим образом. Кратковременные импульсы УБГ, частота следования которых является функцией выходного напряжения УПТ АБС, расширяются РИ до необходимой длительности. Импульс, вырабатываемый РИ, дифференцируется и из импульсов дифференцирования ФИ формирует импульс включения УВ, соответствующий переднему фронту

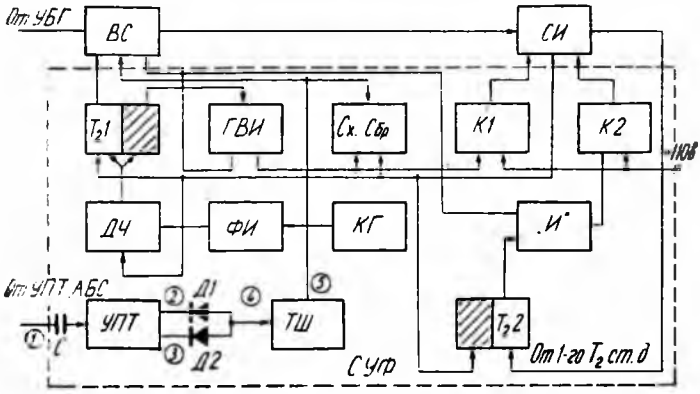


Рис. 4. Функциональная схема электронного счетчика импульсов.

импульса РИ и импульс выключения УВ, соответствующий заднему фронту импульса РИ. Импульс включения поступает на управляющий электрод УВ, и УВ включается. Через время τ на ключ К поступает импульс выключения УВ и замыкает его. Ток, протекающий по цепи (плюс E_2 — открытый УВ — ключ — минус E_2), компенсирует ток через УВ, и он выключается. На нагрузке формируется мощный прямоугольный импульс (ступенька на вершине импульса вызвана импульсом выключения).

Максимальная частота следования импульсов АЦП определяется длительностью импульса

$$F_{max} = \frac{1}{\tau_и}. \qquad (5)$$

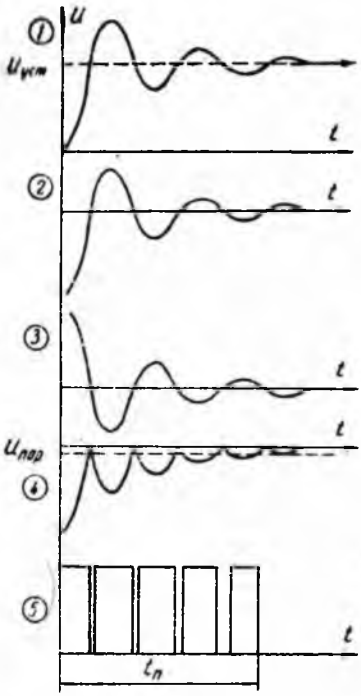
Это соответствует случаю, когда выходные импульсы сольются и источник E_1 постоянно будет подключен к нагрузке. В нагрузку отдается максимально возможная мощность.

Целесообразно, чтобы мощность компенсации превышала максимальную измеряемую мощность примерно на 20%, тогда

$$F|_{P_{max}} = \frac{1}{1{,}2\,\tau_и}. \qquad (6)$$

Чтобы получить значение частоты, кратное измеряемой мощности, в схеме предусматривается регулировка напряжения источника питания УВ—E_1 и длительности импульса РИ.

Электронный счетчик. Для измерения частоты следования импульсов компенсации может быть использован любой промышленный счетчик импульсов. Однако для обеспечения автономности прибор снабжен специальным счетчиком, включающим в себя временной селектор (ВС), схему управления и формирования (СУФ), а также собственно счетчик импульсов (СИ) (рис. 4), выполненный по обычной схеме на промышленных ячейках типа ИЗ-12.



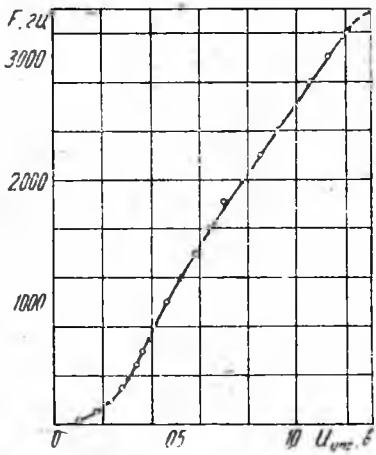


Рис. 5. Временные диаграммы схемы запирания временного селектора на время переходного процесса.

Рис. 6. Зависимость частоты следования импульсов УБГ от управляющего напряжения.

СУФ имеет некоторые особенности, которые мы и рассмотрим. Основной особенностью СУФ является наличие схемы, отключающей счетчик на время переходного процесса при подаче скачка мощности на вход прибора. Эта схема включает в себя разделительный конденсатор *С*, УПТ, диоды *Д1*, *Д2* и триггер Шмитта (ТШ). Работа схемы ясна из рис. 4 и 5.

Конденсатор *С* отфильтровывает постоянную составляющую выходного напряжения УПТ АБС; на выходе УПТ СУФ имеем

два сигнала, повернутые по фазе на 180°. После выпрямления диодами *Д1* и *Д2* результирующий сигнал подается на вход ТШ, который вырабатывает импульсы, запирающие ВС на время переходного процесса $t_п$. После окончания переходного процесса схема приводится в исходное состояние и только тогда начинается процесс измерения.

Кроме этого СУФ управляет индикацией. Она отключает индикаторы от источника питания на время считывания, что исключает мигание индикаторов (как это, например, имеет место в цифровом частотомере Ф551), утомляющее глаза оператора. Для исключения возможных промахов оператора СУФ также отключает от источника питания индикатор старшей счетной декады, если на ее вход не поступил ни один импульс. Прибор разрабатывался для измерения мощности до 20,0 *вт*. Поэтому например, если была измерена мощность 7,5 *вт*, то результат прочитаем не 07,5 *вт*, а 7,5 *вт*.

Управление индикацией осуществляется ключами К1 и К2 схемой «И» и триггером $Тг_2$.

Остальные узлы счетчика: кварцевый генератор (КГ), формирователь импульсов (ФИ), делитель частоты (ДЧ), схема сброса, временной селектор, генератор времени индикации (ГВИ) имеют то же назначение, что и в других цифровых приборах.

Результаты экспериментальных исследований

При проведении экспериментальных исследований получены следующие результаты.

Частота следования импульсов УБГ при изменении управляющего напряжения на его входе от 0 до 1,3 *в* изменялась в пределах от 4 до 3400 *гц*. Участок характеристики до 100 *гц* (рис. 6) имеет значительную нелинейность. Однако это не существенно, так как он не является рабочим. Незначительное отклонение экспериментальной характеристики от линейной на результат измерения влияния практически не оказывает: УБГ входит в замкнутую цепь преобразования.

Только ждущий мультивибратор с времязадающим мостом Ильина обеспечил требуемую стабильность длительности импульса.

Во всем диапазоне частот УБГ и при отклонении питающего напряжения на $\pm 10\%$ длительность импульса изменялась примерно на 1%.

Только использование дополнительного источника для выключения управляемого вентиля (имеется в виду неполностью управляемый вентиль) в отличие от схем с коммутирующим конденсатором [7] дает возможность получить прямоугольные импульсы любой длительности вплоть до 100 *мксек* и менее. В при-

боре вырабатываются импульсы длительностью 300 *мксек*, длительностью переднего фронта 2 *мксек*, заднего — 5 *мксек*, амплитуда импульса 20 *в*.

Схема запирания временного селектора на время переходного процесса срабатывает, если амплитуда напряжения на входе VIII СУФ превышает 5 *мв*, что составляет примерно 0,2% максимального выходного напряжения УПТ АБС.

Технические характеристики цифрового автобалансного статического калориметра СВЧ

Разработанный по рассмотренной схеме цифровой автобалансный статический калориметр СВЧ имеет следующие характеристики:

диапазон измеряемых мощностей	2 — 20 *вт*
рабочая частота	10 *Ггц*
тракт волноводный	28,5×12,6
погрешность измерений	5% ±1 мл. разр.
в приборе предусмотрен автоматический и ручной режим работы;	
время индикации регулируется в пределах	1 — 10 *сек*
питание прибора	220 *в* ±10%, 50 *гц*

Необходимо заметить, что погрешность дискретности при измерении единиц ватт будет значительной. Авторы не ставили целью обеспечение высокой точности измерений в нижней области диапазона, а уже на половинном уровне она составит 1%, что вносит незначительный вклад в результирующую среднеквадратичную погрешность ряда измерений. В то же время невысокие требования к точности измерения в нижней части диапазона позволяют упростить схему прибора. При необходимости погрешность дискретности можно уменьшить известными способами.

В заключение добавим, что рассмотренная схема может быть использована не только для построения цифровых статических калориметров СВЧ, но и для построения измерителей мощности СВЧ на основе «поглощающей стенки», а также цифровых калориметрических измерителей мощности оптического диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. В. Груздев и др. Цифровой измеритель СВЧ мощности. «Изв. вузов, Приборостроение», т. XIII, № 1, 1970.

2. В. А. Откидач и др. Прибор с цифровым отсчетом для измерения одиночных и редко повторяющихся импульсов мощности СВЧ. «Измерительная техника», 1970, № 11.

3. Л. А. Дидык, В. Д. Кукуш. Пути улучшения характеристик автоматизированных тепловых измерителей мощности СВЧ. См. статью настоящего сборника.

4. Я. П. Цар, Л. А. Дидык. К вопросу о стабилизации динамически характеристик автобалансного калориметра. Сб. «Приборы и системы авто матики», вып. 11. Изд-во ХГУ, Харьков, 1970.
5. А. Д. Златомрежев, Н. М. Пономарев. Блокинг-генерато с управляемым периодом следования импульсов. «Полупроводниковые при боры и их применение», вып. 21, под. ред. Я. А. Федотова. Изд-во «Советско радио», 1969.
6. В. А. Ильин. Импульсные устройства с мостовыми элементами. Изд во «Энергия», 1965.
7. М. Б. Щедрин, Ю. В. Голованов. Формирователи мощных им пульсов заданной длительности на тиристорах. «Полупроводниковые прибо ры в технике электросвязи», вып. 4, под ред. Н. Ф. Николаевского. Изд-в «Связь», 1969.

СИНТЕЗ КАСКАДНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СХЕМ МЕТОДОМ ГРАФОВ

Н. Я. Какурин

Харьков

Наиболее часто проектирование функциональных схем дискретных устройств осуществляется на основе выражений типа минимальных дизъюнктивных нормальных форм (МДНФ) или минимальных конъюнктивных нормальных форм (МКНФ). Это объясняется наличием разработанного математического аппарата нахождения МДНФ или МКНФ [1] и тем, что минимальные формы являются выражениями второго порядка.

Порядком выражения переключательной функции называется количество этапов, необходимых для выполнения всех операций. С технической точки зрения порядок выражения определяет число каскадов дискретной схемы. Так как каждому реальному элементу присуща задержка, то увеличение числа последовательно включенных элементов (каскадов) влечет за собой увеличение суммарной задержки между входом и выходом всего дискретного устройства. В некоторых случаях эта задержка может оказаться недопустимо большой для нормальной работы схемы. В ряде случаев требования на быстродействие проектируемого дискретного автомата не являются жесткими и оказывается возможным использование выражений большого порядка, требующих для своей реализации меньших аппаратурных затрат. Широкое применение микроэлектронных элементов, обладающих малыми задержками, позволяет расширить сферу дискретных устройств, синтезируемых на основе выражений большего порядка.

Один из возможных способов преобразования МДНФ, приводящий к уменьшению аппаратурных затрат, состоит в вынесении переменных выражения за скобки. При вынесении переменных изменяется порядок выражения.