

## УСТРОЙСТВА АЛГЕБРАИЧЕСКОГО СУММИРОВАНИЯ ФУНКЦИЙ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ В ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ ФОРМЕ

При проведении математической обработки первичной информации и практического построения сложных алгоритмов требуются устройства, выполняющие различные алгебраические операции.

Любое устройство, предназначенное для выполнения какой-либо математической операции, характеризуется точностью, быстродействием, помехоустойчивостью и другими качествами, значение каждого из которых различно в зависимости от конкретно решаемой задачи.

Для повышения точности и быстродействия найдены новые пути [1] представления и обработки текущей информации, сочетающие в какой-то степени достоинства машин-аналогов и высокую точность цифровых устройств.

Эти пути базируются на переходе от представления текущей информации уровнями напряжения к импульсным сигналам.

Задача сводится к переходу от моделирования первичной информации напряжениями постоянного тока к импульсному моделированию, т. е. к использованию нового типа унифицированного сигнала и соответственно новых аналоговых устройств для математической обработки этого сигнала со свойствами цифровых машин.

Из способов импульсного представления измерительной информации наиболее целесообразным для поставленной задачи является частотно-импульсное моделирование [1]. Частотно-импульсное представление измерительной информации по сравнению с амплитудно-импульсным, фазо-импульсным, время-импульсным обладает лучшей помехозащищенностью, а получение информации в виде частотно-импульсного сигнала осуществимо наиболее простыми средствами [2] и с малыми потерями точности.

Рассмотрим устройства алгебраического суммирования, выполняющие операции с частотно-импульсной формой информации. Алгебраическое суммирование сигналов включает в себя и операцию вычитания как частный случай.

Задача определения алгебраической разности является характерной для систем автоматического регулирования и управления, а также для измерительных и измерительно-вычислительных устройств самых различных областей техники, т. е. там, где имеется необходимость сравнения текущего значения первичной информации с образцом, эталоном, уставкой, или необходимость определения разности между контролируемой физи-

ческой величиной и эталоном или двумя физическими величинами одной и той же природы. В одних случаях требуется только обнаружить наличие отклонения и выдать соответствующий сигнал о его направлении, в других — кроме направления отклонения необходимо знать и абсолютную величину разности.

Кроме вычитания частот, эти устройства без изменений могут быть использованы в качестве органов сравнения. Однако, несмотря на значительные возможности суммирующих устройств, ощущается недостаток в надежных, простых, обладающих достаточным быстродействием алгебраических сумматорах [1], [2]. Поэтому в данной работе рассмотрены варианты вычитателей частотно-импульсных сигналов. На рис. 1, а представлена наиболее простая функциональная схема вычитателя частот [2]. Импульсы входных частот  $F_1(t)$  и  $F_2(t)$  с разных выходов одновибраторов  $M_1$  и  $M_2$ , которые предназначены для формирования импульсов по длительности, поступают на схему совпадений  $U_1$  и через дифференцирующие цепи на входы ключей  $K_1$  и  $K_2$ . Импульсы со схемы совпадений  $U_1$  запускают одновибратор  $M_3$ , который выдает импульсы запрета для совпадающих по времени импульсов входных последовательностей  $F_1(t)$  и  $F_2(t)$ .

Не совпадающие по времени импульсы поступают на логическую схему  $\overline{AB} + A\overline{B}$ , состоящую из триггера  $T_1$  и двух ключей  $K_3$  и  $K_4$ . На выход схемы проходят только импульсы, которые не отделены от предыдущих импульсов того же канала импульсом другого канала.

Триггер  $T_1$  может служить также триггером знака разности  $F_1(t) - F_2(t)$ . Импульсы при переменном знаке разности частот могут объединяться с помощью цепи ИЛИ. Работа схемы вычитателя частот иллюстрируется временными диаграммами, рис. 1, б, которые соответствуют осциллограммам в указанных точках. Если последовательности импульсов  $F_1(t)$  и  $F_2(t)$  модулированы периодическими колебаниями, то разностная частота будет зависеть [3] не только от амплитуды, но и от фазы исследуемых колебаний.

$$\left. \begin{aligned} F_1(t) &= f_{01} + \frac{1}{2} \cdot f_{д1} \cdot \cos(\Omega_1 \cdot t + \varphi), \\ F_2(t) &= f_{02} + \frac{1}{2} \cdot f_{д2} \cdot \cos(\Omega_2 \cdot t + \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $f_{01}, f_{02}$  — несущие частоты;

$\Omega_1, \Omega_2$  — частоты модулирующих колебаний;

$f_{д1}, f_{д2}$  — девиация исследуемых частот.

Если  $f_{01} = f_{02} = f_0$ , а  $f_{д1} = f_{д2} = f_{д}$  и  $\Omega_1 = \Omega_2 = 2\pi F_M = \Omega$ , то разностная частота на выходе вычитателя запишется так:

$$|f_p| = \frac{1}{2} \cdot f_{д} \cdot [\cos(\Omega \cdot t + \psi) - \cos(\Omega \cdot t + \psi)] =$$

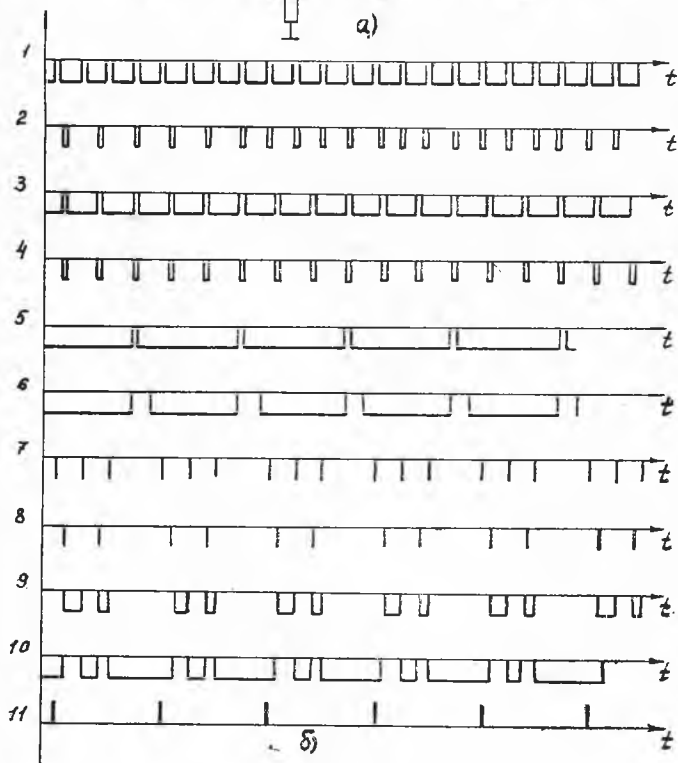
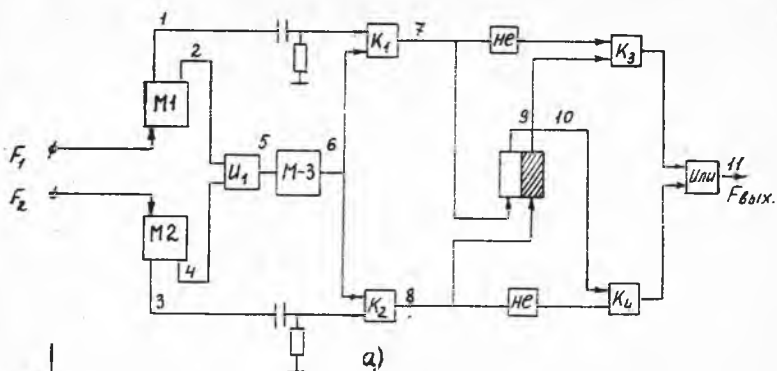


Рис. 1. Блок-схема и временные диаграммы вычитающего устройства

$$= f_{\text{д}} \cdot \sin \frac{1}{2} \cdot (\psi - \varphi) \cdot \sin \frac{1}{2} \cdot [2\Omega \cdot t + (\psi + \varphi)]. \quad (2)$$

Показания счетчика, считывающего разностную частоту в интервале времени значительно больше периода модуляции —  $T_{\text{м}}$

$$F_0 = \frac{2}{T_{\text{м}}} \cdot \int_0^{\frac{T_{\text{м}}}{2}} f_{\text{д}} \cdot \sin \frac{1}{2} \cdot (\psi - \varphi) \cdot \sin [2\Omega \cdot t + (\psi + \varphi)] \cdot \frac{1}{2} \cdot dt =$$

$$= \frac{2}{\pi} \cdot f_{\text{д}} \cdot \sin \frac{1}{2} \cdot (\psi - \varphi). \quad (3)$$

Зависимость от сдвига фаз исследуемых колебаний (3) значительно расширяет возможности применения вычитателей частот.

Авторами была создана и исследована принципиальная схема вычитателя, представленная на рис. 2. Несмотря на относительную простоту она имеет весьма ограниченный частотный диапазон вычитаемых частот  $F_1(t)$ ,  $F_2(t)$ . Частотные возможности вычитателя определяются быстрейшим мультивибратором  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ . Обычно этот диапазон не более 15—20 кГц.

Для получения разности  $F_1(t) - F_2(t)$  в широком диапазоне частот авторами разработана более универсальная схема вычитателя, представленная на рис. 3, а. Она состоит из 11 двухвходовых и 2 трехвходовых потенциально-логических схем типа И и одной схемы типа ИЛИ.

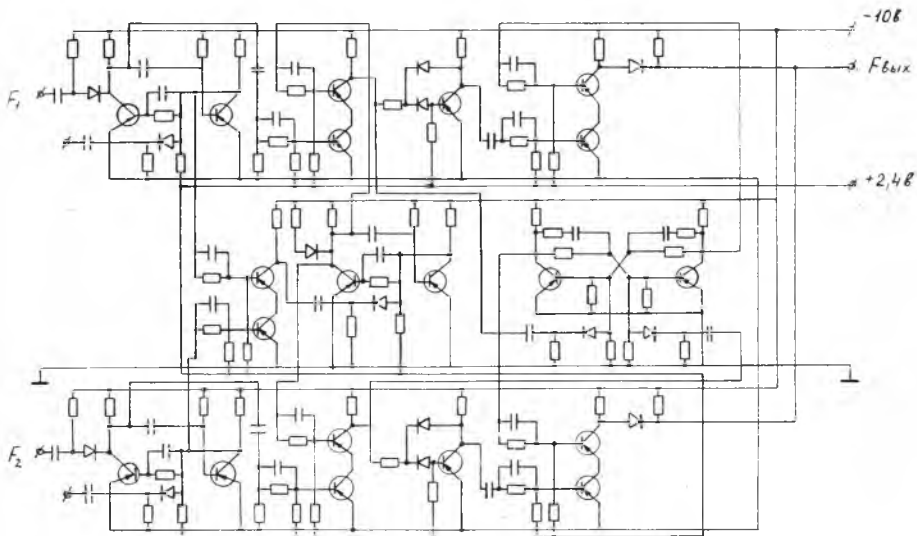


Рис. 2. Принципиальная схема вычитающего устройства

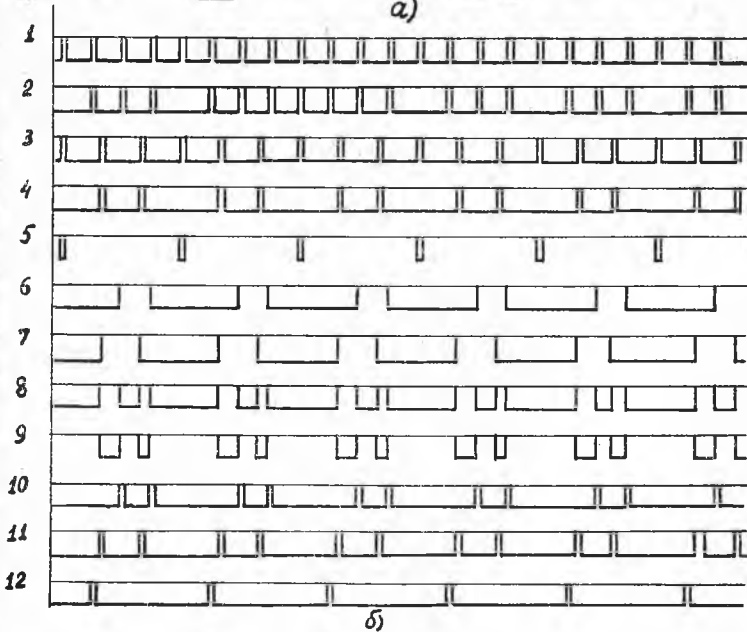
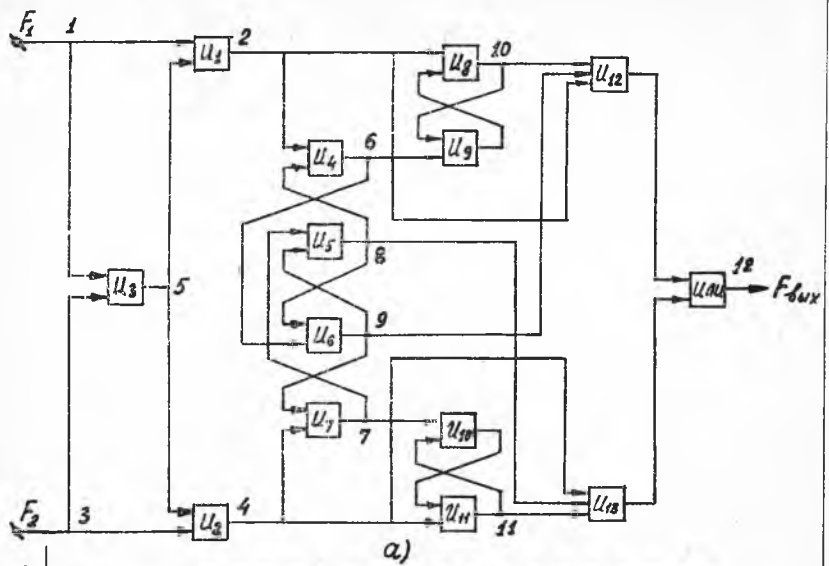


Рис. 3. Принципиальная схема и временные диаграммы вычитателя на интегральных логических схемах

На входы 1 и 3 подаются последовательности отрицательных импульсов входных частот  $F_1(t)$  и  $F_2(t)$ . Элементы  $I_1, I_2, I_3$  служат для исключения, совпадающих по времени импульсов. В исходном состоянии  $I_1, I_2$  открыты разрешающим потенциалом с выхода схемы  $I_3$ , а на выходы  $I_1$  и  $I_2$  проходят импульсы входных частот  $F_1(t)$  и  $F_2(t)$ . При совпадении импульсов входных частот на выходе  $I_3$  появляется импульс, запрещающий совпадающие импульсы в обоих каналах.

Таким образом, с выходов схем  $I_1$  и  $I_2$  снимаются две несовпадающие по времени последовательности импульсов.

На элементах  $I_4, I_5, I_6, I_7$  выполнен триггер знака. В исходном состоянии после включения устройства на выходе схем  $I_5$  или  $I_6$  устанавливается положительный потенциал. Пусть плюс установился на выходе  $I_5$ , тогда на  $I_6$  будет минус и схемы  $I_7$  и  $I_{12}$  будут открыты, а  $I_4$  и  $I_{13}$  — закрыты. Далее триггер знака переберется только от импульса последовательности  $F_2(t)$ . При этом знак потенциала на выходах  $I_5, I_6$  изменится на противоположный, схемы  $I_4$  и  $I_{13}$  открываются, а  $I_7$  и  $I_{12}$  — запираются. Следующий импульс частоты  $F_2(t)$ , не отделенный от предыдущего импульса  $F_1(t)$ , не изменяет состояния триггера знака, а проходит через открытую схему  $I_{13}$  на выход вычитателя.

Элементы  $I_8, I_9$  и  $I_{10}, I_{11}$  образуют схемы запрещения чередующихся импульсов. Чередующиеся импульсы образуются задним фронтом входного импульса при срабатывании триггера знака от его переднего фронта.

При изменении состояния триггера знака на выходе схем  $I_4$  и  $I_7$  возникает короткий положительный импульс, который устанавливает на выходах  $I_8$  и  $I_{11}$  положительный потенциал, закрывающий схемы  $I_{12}$  и  $I_{13}$  на время действия входного импульса.

Задним фронтом этого же импульса на выходах схем  $I_8$  или  $I_{11}$  устанавливается отрицательный потенциал, открывающий  $I_{12}$  или  $I_{13}$ . Если от очередного импульса триггер знака не переводится в другое состояние, то на  $I_8$  или  $I_{11}$  запрещающих потенциалов не возникает, и входные импульсы проходят через открытые схемы  $I_{12}$  или  $I_{13}$  на выход вычитающего устройства. Таким образом, на выход схемы ИЛИ пройдет импульс того же канала, который не отделен от соседнего импульсом другого канала. Временные диаграммы, представленные на рис. 3, б, пояснят работу вычитателя частот.

Эта схема выполнена на интегральных элементах. Быстродействие элементов позволяет использовать ее при операциях с частотами до 10 мГц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Карпов Р. Г. Математические операции при частотно-импульсном моделировании физических величин. М., 1961.

2. Кнорринг В. Г. Цепи вычитания частот для приборов с преобразованием частота — цифра. «Измерительная техника», № 7, 1963.  
 3. Сайбель А. Г. Основы радиолокации, М., 1961.

Ю. В. БЛИНКОВ, А. А. ЖАДАЕВ, Е. А. ЛОМТЕВ, Б. Н. ЛЯДОВ

## НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБЩЕЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Нередко при проектировании измерительных усилителей требуется принять все возможные меры для повышения входного сопротивления усилителя.

Обычно в основу инженерного метода расчета входного сопротивления усилителя, охваченного общей последовательной отрицательной обратной связью (ООС) по динамическим параметрам транзисторов, берется формула

$$Z_{вх.} = Z_{вх.б.о.с} + Z_{о.с} K_i, \quad (1)$$

где  $Z_{вх.}$  — входное сопротивление усилителя, охваченного общей последовательной ООС;

$Z_{вх.б.о.с}$  — входное сопротивление усилителя без ООС;

$Z_{о.с}$  — сопротивление в цепи общей последовательной ООС;

$K_i$  — общий коэффициент усиления по току усилителя.

Однако формула (1) в случае усилителя с непосредственными межкаскадными связями довольно приближена, так как не учитывает всех составляющих тока, протекающего через цепь общей последовательной ООС, и их фазовых соотношений.

Для более точного расчета величины входного сопротивления следует вместо коэффициента  $K_i$  использовать коэффициент цепи ООС

$$K_\beta = \frac{i_{о.с}}{i_{вх.}}, \quad (2)$$

который учитывает все составляющие тока, протекающего в цепи общей последовательной ООС, и их фазовые соотношения. Коэффициенты  $K_i$  и  $K_\beta$  часто очень отличаются друг от друга по величине. Например, в трехкаскадном усилителе (рис. 1) на транзисторах одного типа проводимости с целью общей последовательной ООС коэффициент усиления по току

$$K_i = K_{i1} K_{i2} K_{i3} m_{вх} m_{12} m_{23}, \quad (3)$$

где  $K_{ij}$  — коэффициент усиления по току транзистора  $j$ -го каскада усилителя;

$m_{вх}$  — коэффициент передачи по току входной цепи усилителя;