

6
А-43
МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

МОСКОВСКИЙ ордена ЛЕНИНА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

МАСЛОВ А. А.

На правах рукописи.

«МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И ПОЛОСЫ
ПРОПУСКАНИЯ АНАЛОГОВЫХ МНОЖИТЕЛЬНЫХ
УСТРОЙСТВ»

Автореферат диссертации, представленной на соискание
ученой степени кандидата технических наук

ВВЕДЕНИЕ

Построение аналогового множительного (или делительного) устройства, удовлетворяющего современным техническим требованиям, является весьма сложной задачей. Об этом свидетельствует большое разнообразие предложенных принципов осуществления операций умножения и деления. Однако, несмотря на большое внимание, уделяемое этому вопросу, даже самые совершенные схемы множительных устройств по своим основным техническим данным, точности и быстродействию значительно уступают линейным решающим элементам. Ни один из известных принципов построения множительных устройств пока не позволяет создать множительное устройство, которое при сравнительно высокой точности ($0,1 \div 0,01\%$) обладало бы достаточно хорошими динамическими свойствами [1].

Одним из эффективных путей повышения точности и быстродействия аналоговых машин и их элементов является переход к параллельным каналам вычисления на базе грубо-точных систем и систем с разделением каналов по частотным признакам. Принцип построения грубо-точных систем применительно к множительным устройствам был разработан А. А. Фельдбаумом и Л. Н. Фицнером*. Несколько вариантов схем множительных устройств этого типа рассматриваются в статье Л. Н. Фицнера**. В дальнейшем ряд усовершенствований в грубо точные системы был введен Г. М. Петровым. На их основе им было разработано множительное устройство с нелинейной передаточной функцией, в котором впервые был реализован принцип разделения перемножаемых сигналов по частотным признакам.

Во всех предложенных схемах комбинированного типа удастся получить точность до $0,05\%$ и даже выше, но основное противоречие между точностью и быстродействием в этих устройствах полностью не снимается.

* См. Фельдбаум А. А., Фицнер Л. Н. — Электрическое умножающее устройство. Авторское свидетельство № 104137, 3 сентября 1952 г.

** См. Фицнер Л. Н. — Прецизионное множительное звено. Автоматика и Телемеханика, т. XX, № 1, 1959 г.

Разработка множительного устройства с требуемыми техническими характеристиками на основе имеющихся в современной литературе данных, к сожалению, весьма затруднительна, так как большинство опубликованных работ освещают либо вопросы чисто схемного характера, либо содержат анализ только предлагаемого способа получения произведения. Сравнительно полный обобщающий материал с классификацией множительных устройств по признакам, характеризующим способ перемножения, приводится в книге Когана Б. Я.*, однако общие вопросы теории этих устройств пока фактически не разработаны. Создание такой теории, как и теории других нелинейных систем, представляет значительные трудности, однако представляется возможным сравнительный анализ отдельных групп множительных устройств, объединенных общим принципом действия, с выяснением по каждой из них предельных технических возможностей по точности и быстродействию.

В задачу диссертации входило решение трех основных задач:

1. Систематизация различных принципов построения множительных устройств с учетом возможностей их дальнейшего развития в направлении повышения точности и быстродействия и анализ методов улучшения этих показателей.

2. Разработка структурной схемы множительных устройств с параллельными каналами вычисления, обеспечивающей сочетание высокой статической и динамической точностей и ее теоретический анализ.

3. Проверка полученных теоретических результатов на конкретных схемах множительных устройств с параллельными каналами с целью выяснения возможностей применения в аналоговых вычислительных машинах.

В соответствии с поставленными задачами работа делится на три раздела.

РАЗДЕЛ I

Анализ известных принципов построения множительно-делительных устройств

Противоречие между требованиями точности и быстродействия, которое в нелинейных решающих элементах выра-

* См. Коган Б. Я. — Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. Физматгиз, 1959.

жено особенно резко, позволило систематизировать множительные устройства по их предельным техническим показателям. Ориентировочные границы по точности и быстродействию по основным группам классификации, приведенной в работе схемы, даны в следующей таблице.

Группа классификации	Границы по точности в %		Границы по полосе пропускания в гц	
	от	до	от	до
Весьма точные, узкополосные по одному входу, широкополосные по второму	—	0,1	0	10
Точные узкополосные множительные устройства	0,1	0,5	0	10 ⁶
Средней точности, средней полосы пропускания	0,5	1	0	5 · 10 ⁴
Грубые широкополосные	1	10	0	10 ⁶

В первой главе раздела проводится обзор множительных устройств. Кроме того здесь даются некоторые результаты исследования новых схем, разработанных автором, которые по тем или иным признакам отличаются от ранее предложенных (множительное устройство с амплитудной модуляцией сигналов, основанное на фазовых соотношениях, множительное устройство на тиристах). Часть результатов разработок схем на диодных квадраторах [2, 3, 4, 5, 6] использованы для построения множительных устройств моделирующих установок типов ЭМУ-5, ЭМУ-6 и ЭМУ-8, выпускаемых промышленностью. Множительное устройство на тиристах [4] вошло также в состав серийно выпускаемого комплекта нелинейных блоков НБН.

Во второй главе описываются и сравниваются известные способы использования схем умножения в качестве делительных устройств. Здесь рассмотрены схема деления замкнутого типа с регулируемым коэффициентом передачи, схема с гиперболическим функциональным преобразователем, делительное устройство со схемой умножения в цепи обратной связи решающего усилителя.

Далее, в третьей и четвертой главах, рассматриваются способы повышения быстродействия множительных устройств, основанных на управляемых делителях напряжения, обеспечивающих сравнительно высокую статическую точность (0,01 ÷ 0,5%). Наибольшую точность (0,01 ÷ 0,1%) обеспечивают схемы с проводимостями, управляемыми цифровой следящей системой. Динамические свойства множительных устройств этого типа по одному из входов весьма высоки и определяются, в основном, полосой пропускания применяемого решающего усилителя; по другому входу их быстродействие существенно ограничивается предельной скоростью заполнения применяемого счетчика. При частоте следования тактовых импульсов задающего генератора, равной f_2 , предельная частота неискаженного слежения за синусоидальным сигналом максимальной амплитуды для схем с двоичными счетчиками равна $f_1 = \frac{f_2}{\pi(2^n - 1)}$ (n — число

разрядов счетчика). При частотах больших f_1 погрешность резко возрастает. Увеличение частоты f_2 ограничивается предельной частотой переключения коммутируемых элементов, поэтому улучшения динамических свойств цифровых следящих систем обычно добиваются за счет использования различных приемов повышения скорости заполнения счетчика, не связанных с увеличением f_2 .

В работе рассмотрены методы поразрядного заполнения двоичного счетчика, метод, основанный на использовании эффекта время-импульсной интерполяции и предложена схема с применением метода автоматического изменения количества разрядов счетчика. При использовании первого метода максимальная динамическая погрешность растет прямо пропорционально частоте входного сигнала

$$\delta U_{zm} = \frac{2\pi f(n+1)}{f_2}$$

Метод, основанный на использовании эффекта время-импульсной интерполяции, обеспечивает повышение быстродействия за счет уменьшения общего числа разрядов счетчика. При этом заданная точность сохраняется благодаря переводу схемы в автоколебательный режим работы, при котором усредненные значения управляемых проводимостей оказываются пропорциональными входному сигналу. Метод позволяет уменьшить общую емкость счетчика только до

7 ÷ 8 двоичных разрядов (при статической точности до 0,1%), так как при меньшем числе разрядов динамические свойства схемы начинают определяться инерционностью электрического фильтра, который необходимо включать на выходе устройства для подавления высокочастотных составляющих в выходном напряжении.

В предложенной схеме с применением метода автоматического отключения младших разрядов счетчика при увеличении скорости изменения входного сигнала после отключения каждого разряда динамическая погрешность возрастает вдвое, но все же скорость нарастания этой погрешности остается значительно меньшей, чем при использовании ранее упомянутых методов. При синусоидальном входном сигнале максимальная динамическая погрешность в схеме меняется скачками на частотах

$$f_i = \frac{f_2}{\pi(2^{n-i+1} - 1)} \quad (i = 1, 2, \dots, n-1).$$

В диапазоне частот $f_i \div f_{i+1}$ она остается постоянной и равной

$$\delta U_{zm} = \frac{2}{2^{n-i} - 1}.$$

Достаточно широкое применение в настоящее время нашли время-импульсные множительные устройства, принцип действия которых основан на изменении скважности периодических знакопеременных прямоугольных импульсов пропорционально одному сомножителю и амплитуды этих импульсов пропорционально второму. Для получения результата умножения в виде непрерывно меняющегося напряжения на выходе время-импульсных устройств приходится включать электрический фильтр, ограничивающий их полосу пропускания областью звуковых частот. Для время-импульсных схем замкнутого типа в работе была установлена взаимосвязь между предельными значениями по точности и быстродействию, которая была выражена через следующие параметры: заданную частоту прямоугольных колебаний $f_{пз}$, скважность прямоугольных колебаний $\zeta = \frac{t_1 - t_2}{T}$ (T — период колебаний, t_1 и t_2 — длительности импульсов отрицательной и положительной полярностей) и наименьшую продолжительность короткого импульса внутри одного периода $t_{2 \min}$.

Для максимального значения относительной статической погрешности была получена формула

$$\delta U_z = \frac{\Delta U_z}{U_{z \max}} = \delta \zeta \cdot \frac{1}{1 - 2t_2 \min \cdot f_{n2}}$$

здесь $\delta \zeta$ — ошибка в установке скважности прямоугольных колебаний за счет неидеальности характеристик переключающих элементов.

Динамические свойства характеризовались граничным значением частоты f_{zp} , найденной из условия неискаженности умножения синусоидального сигнала на постоянное напряжение.

Величина f_{zp} определена выражением:

$$f_{zp} = \alpha f_{n2} \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{\zeta_{\text{раб}}}{\zeta_{\text{max}}}\right)^2}}{1 - 2t_2 \min f_{n2}}$$

здесь α — коэффициент, определяющий уровень пульсаций на выходе схемы, численно равный коэффициенту усиления выходного решающего усилителя для первой гармоники прямоугольных колебаний.

$\zeta_{\text{раб}}$ — верхняя граница рабочего диапазона изменения скважности (при постоянных входных сигналах).

ζ_{max} — максимально возможное значение скважности. С увеличением f_{n2} граничная частота f_{zp} увеличивается, но при этом возрастает и статическая погрешность.

В процессе выяснения возможностей улучшения динамических свойств время-импульсных множительных устройств без ущерба для точности автором были разработаны схемы множительного устройства с комбинированным включением время-импульсных делителей напряжения и время-импульсное множительное устройство логарифмического типа.

В схеме с комбинированным включением импульсных делителей (одновременно во входную цепь и цепь, параллельную решающему усилителю) последние управляются в противофазе. При этом один из входных сомножителей вместо скважности преобразуется в значение дроби $\frac{\alpha}{1-\alpha}$, где $\alpha = \frac{t_1}{T}$ — относительная продолжитель-

ность прямоугольных импульсов. Требуемый диапазон изменения $\frac{\alpha}{1-\alpha}$, верхняя граница которого равна

$$\left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)_{\max} = \frac{1}{t_2 \min f_{n2}} - 1,$$

по сравнению с одинаковым диапазоном изменения скважности достигается при значительно большем значении частоты f_{n2} , поэтому полосу пропускания устройства удается заметно расширить.

В реализованном макете множительного устройства частотная характеристика по каждому из входов оставалась плоской в пределах от 0 до 400 гц при $f_{n2} = 10$ кгц. Статическая точность составляла 0,2%.

В предложенной схеме логарифмического типа входные сигналы сравниваются с периодическими напряжениями экспоненциальной формы, в результате чего образуется последовательность прямоугольных импульсов с длительностью пропорциональной сумме логарифмов перемножаемых величин. Произведение образуется путем обратного преобразования полученных импульсов в непрерывно меняющееся напряжение с помощью логарифмического преобразователя, включенного в цепь обратной связи решающего усилителя. Точность схемы составляла 0,5%, полоса пропускания 20 гц. Положительным свойством логарифмического устройства является легкость перехода к операции деления и относительная простота схемы в случае перемножения нескольких напряжений.

В заключение первого раздела приведена сравнительная таблица технических показателей множительных устройств, составленная на основе литературных данных и анализа рассмотренных в работе схем. Приведенные в таблице цифры показали, что использование какого-либо одного принципа построения ограничивает предельные возможности множительных устройств либо по точности, либо по быстродействию, поэтому возможности построения широкополосного и вместе с тем точного множительного устройства следует искать не внутри какого-либо одного принципа, а путем комбинирования различных схем в систему, которая позволит использовать хорошие динамические свойства одного принципа и высокую точность другого.

Методы повышения точности и быстродействия множительных устройств

В начале раздела приводятся некоторые общие соображения по вопросам оценки точности и быстродействия множительных устройств и дается характеристика класса перемножаемых сигналов.

При включении множительного устройства в схему набора решаемой задачи последнее как бы охватывается обратной связью, которая для задач со сходящимся решением отрицательна. В связи с этим фактическая погрешность на выходе устройства уменьшается с величины ΔU_{zp} до $\Delta U_{z3} = \frac{\Delta U_{zp}}{1 + \kappa F(p) U_y}$, где $F(p)$ — передаточная функция схемы набора, включенной между выходом и одним из входов множительного устройства, p — оператор Лапласа, κ — коэффициент пропорциональности, U_y — сигнал, подаваемый на второй вход. Из формулы следует, что при уменьшении U_y погрешность множительного устройства ΔU_{zp} должна убывать. Этот факт не учитывается ни в одном из общепринятых критериев точности, поэтому в работе предлагается оценивать статическую точность множительных устройств по ошибке при работе в замкнутой схеме с фиксированным коэффициентом отрицательной обратной связи. Формула для оценки относительной погрешности имеет вид

$$\delta U_{z3} = \frac{100 \delta U_{zp}}{1 + U_y}$$

(здесь U_y следует рассматривать как величину безразмерную).

Для схем с управляемыми делителями напряжения, в которых основной вес погрешности определяется ошибкой в обработке требуемого коэффициента передачи, эта формула может быть приближенно заменена суммой погрешности умножения на нулевой сигнал и ошибки в коэффициенте передачи:

$$\delta U_{z3} \leq 100 \delta U(0) + \delta \alpha(U_x).$$

Далее было показано, что для оценки динамической точности комбинированных множительных устройств целесооб-

разно пользоваться величиной относительной средней квадратичной погрешности

$$\delta = \frac{1}{U_{z \max}} \sqrt{\frac{\int_0^t \Delta U_z^2(t) dt}{t}},$$

т. к. характер изменения ошибки во времени для этих устройств весьма неравномерен. Ошибка δ была использована для введения понятия «полоса пропускания» (по аналогии с линейными элементами). Под понятием «полоса пропускания» в работе подразумевается частота ω , при которой динамическая погрешность умножения гармонического сигнала максимальной амплитуды на постоянный (если речь идет о полосе по одному из входов), либо погрешность возведения его в квадрат (если речь идет о полосе по двум входам) достигает 5%.

При характеристике класса перемножаемых сигналов предполагалось, что последним присущи следующие особенности:

1. Ограниченность по величине пределами линейности решающего усилителя

$$\sup_{0 < t < \infty} |U(t)| \leq M.$$

2. Непрерывность и дифференцируемость в течение всего времени существования $0 \leq t \leq \infty$ за исключением конечно-го числа точек разрыва первого рода.

Для характеристики дифференциальных свойств сигналов использовался параметр

$$\sigma = \max_{0 < \kappa < \infty} \sup \sqrt{\sup_{0 < t < \infty} \left| \frac{U^{(\kappa)}(t)}{M} \right|^*},$$

именуемый показателем сигнала.

В главе 2 рассматриваются принципы построения множительных устройств с параллельными каналами вычисления

* предполагается, что в точках разрыва $U(t)$ или его производных существует два равноправных значения

$$U^{(\kappa)}(t)_1 = \lim_{+\Delta t \rightarrow 0} U^{(\kappa)}(t + \Delta t)$$

и

$$U^{(\kappa)}(t)_2 = \lim_{-\Delta t \rightarrow 0} U^{(\kappa)}(t - \Delta t)$$

и предлагается новая структурная схема трехканального множительного устройства с частотным разделением сигналов. Идея параллельных каналов вычисления во множительных устройствах реализуется путем представления одного или обоих входных сигналов в виде суммы двух слагаемых с последующим образованием результата в виде суммы произведений отдельных составляющих. Получение основной части произведения, обычно возлагается на низко-частотные множительные устройства с регулируемым коэффициентом передачи, в качестве которых, как правило, используются схемы с цифровой следящей системой. В целях расширения полосы пропускания емкость счетчиков в цифровой части этих систем значительно уменьшают, а возросшую в результате этого систематическую погрешность учитывают с помощью более грубых, но широкополосных множительных устройств.

В процессе рассмотрения динамических свойств при различных способах объединения множительных устройств в системы с параллельными каналами в работе показывается, что в груботочных множительных устройствах противоречие между требованиями точности и быстродействия полностью не снимается. Произведение в этих устройствах образуется в виде суммы

$$U_z = U_{z1} + U_{z2} = \frac{U_y U_x^*}{U_0} + \left[\frac{k(U_x - U_x^*) U_y}{U_0} + \Delta(U_z) \right] \frac{1}{k} = \frac{U_x U_y}{U_0} + \frac{\Delta(U_z)}{k}.$$

Составляющая произведения U_{z1} образуется с помощью цифровой следящей системы. Ошибка рассогласования этой системы $U_x - U_x^*$ предварительно усиливается в k раз и затем умножается с помощью грубого множительного устройства на сомножитель U_y . Погрешность этого множительного устройства вместе с полезным сигналом делится на k , в результате чего и обеспечивается нужная точность.

Полоса пропускания груботочных устройств обычно определяется полосой пропускания цифровой следящей системы, так как за ее пределами разность $U_x - U_x^*$ возрастает, усилитель, усиливающий эту разность, выходит за пределы линейности и второй канал также перестает функционировать. Если динамические свойства грубого множительного устройства недостаточно высоки, то полоса пропускания уст-

ройства в целом может оказаться еще уже, так как напряжение $U_x - U_x^*$ при синусоидальном U_x имеет сложную форму, близкую к пилообразным колебаниям, модулированным по частоте. Частота первой гармоники этих колебаний примерно в 60 раз превышает частоту входного сигнала.

В отличие от груботочных множительных устройств, в которых за пределами полосы пропускания более инерционного канала устройство в целом уже не работает, схемы с частотным разделением сигналов обеспечивают автоматическое переключение функций умножения высокочастотных составляющих на более быстродействующий канал. Например, в схеме, предложенной Г. М. Петровым это свойство реализовано с помощью введения в обычную груботочную систему нелинейной передаточной функции, которая обеспечивает автоматическое изменение коэффициента k в приведенной выше формуле так, что с увеличением $U_x - U_x^*$ величина $k(U_x - U_x^*)$ остается в пределах линейности усилителя. Внутри полосы пропускания следящей системы коэффициент k сохраняется большим и система в целом функционирует как груботочная. На более высоких частотах k уменьшается до величины, меньшей 1. За счет уменьшения k погрешность высокочастотного множительного устройства перестает ослабляться и, наоборот, начинает подчеркиваться. В этом состоит один из недостатков схемы. Кроме того, за счет нелинейных искажений в ней недостаточно полно используются динамические свойства высокочастотного канала.

При разработке нового множительного устройства с параллельными каналами вычисления, перед автором стояла задача обеспечить полосу пропускания системы, близкую к полосе пропускания, решающих усилителей при статической точности не хуже 0,1%. При этом схема должна обеспечивать сохранение высокой динамической точности до частот порядка 50 ÷ 100 гц при максимальной амплитуде входных сигналов.

Предложенная структурная схема трехканальных множительных устройств [7] содержит две цифровых следящих системы и одно высокочастотное множительное устройство. Следящие системы образуют груботочную двухканальную систему, но с одинаковыми множительными устройствами в каждом из каналов. Третье множительное устройство выполняет функции умножения высокочастотных составляющих

входных сигналов и включается в работу только в том случае, когда спектры обоих сомножителей выходят за пределы полосы пропускания следящих систем. Общая формула умножения имеет вид

$$U_z = U_{z1} + U_{z2} + U_{z3} = \frac{\bar{U}_x U_y}{U_0} + \frac{\bar{U}_y \tilde{U}_x}{U_0} + \frac{\tilde{U}_x \tilde{U}_y}{U_0}$$

здесь \bar{U}_x, \bar{U}_y — низкочастотные и \tilde{U}_x, \tilde{U}_y — высокочастотные составляющие U_x и U_y ($U_x = \bar{U}_x + \tilde{U}_x, U_y = \bar{U}_y + \tilde{U}_y$).

Для выделения высокочастотных составляющих сигналов U_x и U_y в схеме не требуется каких-либо дополнительных устройств, так как последние представляют собой ошибки рассогласования следящих систем.

Структурная статическая погрешность трехканального множительного устройства равна произведению ошибок каждой из следящих систем, поэтому для обеспечения точности, например, в 0,04% для каждой из них можно допустить погрешность дискретности в 2%. В общем случае структурная статическая точность устройства составляет $\frac{U_0}{n^2}$ (n — емкость каждого из счетчиков в цифровых следящих системах), тогда как для множительного устройства, построенного на базе одной следящей системы, она равна $\frac{U_0}{n}$.

В связи с этим суммарный объем оборудования (для двух систем, вместо одной), необходимый для обеспечения заданной точности, не увеличивается, зато полоса пропускания каждой из них расширяется почти на два порядка. Кроме того, благодаря практической безынерционности схем с управляемыми проводимостями по одному из входных сигналов система становится безынерционной уже по каждому из сомножителей (при низкочастотном втором) даже без высокочастотного канала. Правда, за пределами полосы пропускания следящих систем динамическая погрешность умножения высокочастотного сигнала на низкочастотный возрастает до погрешности работающего канала.

Каждое из трех множительных устройств может быть отключено из системы и использовано как самостоятельное множительное устройство. При отключении из схемы одного или двух множительных устройств она остается работоспособной, но ее технические характеристики ухудшаются. Это

обеспечивает повышенную надежность устройства. Динамические характеристики трехканального множительного устройства, как и других множительных устройств с параллельными каналами существенно зависят от динамических свойств цифровой следящей системы, поэтому исследованию этих свойств в работе уделено достаточно большое внимание. По общей скелетной схеме, представляющей собой следящую систему с нелинейным импульсным элементом был проведен анализ устойчивости и определены частотные характеристики.

Исследование устойчивости проводилось методом гармонического баланса, но с учетом наличия в схеме импульсного элемента, жестко связывающего возможные частоты периодических колебаний ω с частотой повторения импульсов ω_0 условием $\frac{\omega}{\omega_0} = N \geq 2$ (N — целое число). Достаточное условие отсутствия периодических режимов в системе выразилось весьма простым неравенством $\max T_1 \leq \frac{4}{\omega_0}$, где T_1 — постоянная времени апериодического звена (усилителя).

Частотная характеристика цифровой следящей системы для входного сигнала U_x определяется уравнением

$$K_3(p, J) = \frac{K_2(p) J}{1 + K_2(p) J}$$

где $p = j\omega$, $K_2(p)$ — передаточная функция линейной части разомкнутой системы и J — эквивалентный коэффициент усиления нелинейного импульсного элемента.

Общее решение этого уравнения не может быть получено, так как оно содержит два неизвестных $K_3(p, J)$ и J . Однако, учитывая, что в установившемся состоянии J постоянен, можно построить вспомогательное семейство частотных характеристик замкнутой системы, рассматривая J для каждой из кривых, как параметр. Если затем определить J как функцию амплитуды и частоты сигнала U_x при работе схемы в замкнутом состоянии, то с помощью полученного семейства кривых могут быть найдены искомые частотные характеристики для различных амплитуд U_x . Очевидно точки этих характеристик будут находиться где-то на кривых постоянного J .

В результате определения функции $J(\omega, U_x)$, найденной графоаналитическим методом по общей скелетной

схеме, выяснилось, что начиная с некоторого значения частоты ω , зависящего от амплитуды U_x коэффициент J начинает быстро убывать, поэтому и амплитудночастотные, и фазочастотные характеристики системы имеют резкий излом при $\omega_{zp} = \frac{f_z M}{na}$ (f_z — тактовая частота импульсного элемента, n — емкость счетчика, a — амплитуда U_x). Значение частоты $\omega_{zp} = \frac{f_z}{n}$, соответствующее синусоидальному входному сигналу максимальной амплитуды M использовано в работе для характеристики динамических свойств следящей системы. Это значение граничной частоты было обозначено символом σ_c и названо показателем следящей системы. Численно показатель следящей системы σ_c характеризует максимальную скорость изменения U_x , при которой следящая система воспроизводит этот сигнал без искажений.

Оценка максимальной динамической погрешности цифровой следящей системы для введенного класса входных сигналов проводилась отдельно в точках разрыва функции и для установившегося процесса. Максимальная погрешность для разрывного сигнала имеет место для напряжения прямоугольной формы. С изменением частоты прямоугольных колебаний f эта погрешность меняется как

$$\Delta^2 = \frac{2}{3} M^2 \frac{f}{\sigma_c} \quad \text{при } f \leq \frac{\sigma_c}{2}$$

и

$$\Delta^2 = M^2 \left(\frac{1}{4} + \frac{\sigma_c^2}{48 f^2} \right) \quad \text{при } f \geq \frac{\sigma_c}{2}$$

Оценка динамической погрешности для непрерывного сигнала или для его непрерывного участка, достаточно удаленного от точки разрыва имеет смысл только в том случае, если показатель сигнала превышает показатель следящей системы σ_c . В этом случае сигнал $U_x(t)$ отслеживается с точностью до ошибки дискретности на участках, где $|U_x'(t)| \leq M\sigma_c$ и аппроксимируется отрезками прямых, когда $|U_x'(t)|$ становится больше $M\sigma_c$. Возможен также случай, когда участки точного слежения отсутствуют, а выходное напряжение носит пилообразный характер. В работе был найден вид непрерывного входного сигнала (принадлежащего к заданному классу), который при $\sigma > \sigma_c$ воспроизводится с наибольшей динамической

погрешностью. Таким сигналом оказался $U_x(t) = M \sin \sigma t$. Далее для синусоидального сигнала была вычислена величина динамической погрешности как функция переменной $\alpha = \frac{\sigma}{\sigma_c}$ ($\alpha > 1$) и построена соответствующая кривая.

При оценке динамической погрешности трехканального множительного устройства было показано, что последняя максимальна при одинаковых входных сигналах и что для непрерывных сигналов предельная величина погрешности достигается в случае возведения в квадрат синусоидального напряжения. Для этого случая оценка динамической погрешности варианта схемы с двумя высокочастотными каналами выражается неравенством

$$\delta_{xy}^2 \leq \delta_z \leq \delta_{xy}$$

здесь δ_{xy} — максимальная средняя квадратичная погрешность каждой из следящих систем, δ_z — погрешность множительного устройства.

Для трехканального варианта динамическая погрешность близка к статической, пока показатель σ входных сигналов не превышает σ_c и ограничивается предельной величиной динамической ошибки высокочастотного множительного устройства при $\sigma > \sigma_c$.

В заключение второго раздела проводится сопоставление технических характеристик различных структур множительных устройств с параллельными каналами и схемы с одной цифровой следящей системой. Сопоставление проводилось при одинаковой статической точности в 0,04% по величине показателя следящих систем σ_c и полосе пропускания по одному и двум входам. Данные сопоставления сведены в нижеследующую таблицу.

Наименование схемы	σ_c	Полоса пропускания по низкочастотному входу	Полоса пропускания по 2-м входам	Точность %
1	2	3	4	5
Схема Гольдберга	4	5	—	0,04
Груботочные системы	400	480	—	0,04

1	2	3	4	5
Груботочные системы с параллельным заполнением счетчика	—	< 500	< 500	0,1
Груботочные системы с нелинейной передаточной функцией	200	< 10 ⁴	< 10 ⁴	0,04
Система с двумя низкочастотными каналами	200	5 · 10 ⁴	300	0,04
Трехканальное множительное устройство	200	5 · 10 ⁴	10 ⁴	0,04

Динамическая погрешность для трехканального множительного устройства начинает возрастать на частотах несколько меньших, чем в груботочных системах, но общая полоса пропускания как по каждому из входов, так и по двум входам заметно превышает полосу пропускания приведенных в таблице множительных устройств.

РАЗДЕЛ 3

Результаты разработки трехканального множительного устройства

В целях проверки преимуществ новой структуры множительных устройств с параллельными каналами было разработано два варианта трехканальных множительных устройств, отличающихся, в основном, способом построения цифровых следящих систем и схемами высокочастотных каналов.

В первом варианте цифровые следящие системы выполнены на реверсивных шаговых искателях, а в качестве высокочастотного канала использовалось ранее разработанное множительное устройство на диодных квадраторах модели ЭМУ-5. Общее число решающих усилителей устройства составило 3. Показатель следящих систем σ_c был равен 1 рад/сек.

В процессе экспериментальной проверки множительного устройства на реверсивных шаговых искателях были получены следующие результаты: максимальная статическая погрешность не превысила 0,08%, амплитудно-частотная характеристика по каждому из входов оставалась плоской в пределах полосы пропускания решающих усилителей, максимальный дрейф за 10 мин. не превысил 1 мв, фоновая составляющая в выходном напряжении составляла 30 мв при перемножении постоянных напряжений и не превосходила 100 мв при умножении переменного напряжения с частотой до 10 кгц на нуль.

Для второго варианта множительного устройства были разработаны цифровые следящие системы на коммутаторных декатронах с емкостью счетчиков по 100 единиц и показателем $\sigma_c = 400$ рад/сек при частоте заполнения $f_z = 20$ кгц. В качестве коммутирующих элементов использовались транзисторные ключи по схеме с общим эмиттером при инверсном включении триода.

Специфика применения декатронов для построения счетчика, управляющего электронными ключами, состоит в необходимости запоминать состояние счетчика в период переключения тока декатрона с одного катода на другой, а также в выполнении требования одновременности подачи управляющих импульсов на декатроны при переносе из одного десятичного разряда в другой. Разработанная схема счетчика и схема управления построены с учетом этих особенностей.

В варианте макета множительного устройства на декатронах с двумя низкочастотными каналами были реализованы следующие технические характеристики: статическая точность не хуже 0,2% (при использовании транзисторов без предварительного отбора), полоса пропускания по каждому из входов 30 кгц, показатель следящих систем 400 рад/сек, фоновая составляющая в выходном напряжении менее 30 мв, максимальный дрейф за 10 мин. не более 30 мв.

Основные результаты работы

1. Показано, на основе анализа, что использование какого-либо одного принципа построения множительных устройств ограничивает предельные возможности этих устройств либо по точности, либо по быстродействию.

2. Предложены и разработаны следующие новые схемы множительных устройств: схема с регулируемым коэффи-

циентом передачи с применением метода автоматического изменения количества разрядов счетчика, схема с комбинированным включением время-импульсных делителей, время-импульсная схема логарифмического типа, множительное устройство с амплитудной модуляцией сигналов, основанное на фазовых соотношениях, множительное устройство на тиритах, входящее в состав серийно выпускаемой моделирующей установки ЭМУ-8 и комплект нелинейных блоков НБН.

3. Предложена и исследована структура множительных устройств с тремя параллельными каналами вычисления, которая по сравнению с другими множительными устройствами с параллельными каналами имеет следующие достоинства:

а) позволяет расширить полосу пропускания множительных устройств (по двум входам) до полосы пропускания высокочастотного канала при статической точности 0,01—0,1%;

б) обеспечивает расширение полосы пропускания по каждому из входов до полосы пропускания решающего усилителя;

в) допускает расчленение на отдельные множительные устройства без изменения их схем, причем в зависимости от работающего числа каналов меняются технические характеристики системы;

г) сохраняет работоспособность устройства при выходе из строя одного или двух каналов (хотя и с большей погрешностью), что обеспечивает повышенную надежность;

д) обеспечивает возможность упрощения схемы каждого из каналов за счет снижения требования при работе в общей схеме.

4. Проведен теоретический анализ цифровой следящей системы, как одного из основных элементов множительных устройств с параллельными каналами вычисления, в результате которого получено условие отсутствия автоколебаний, найдены частотные характеристики, определен входной сигнал, отслеживаемый с наибольшей динамической погрешностью, и дана оценка верхней границы этой погрешности.

5. Проведена оценка максимальной динамической погрешности трехканального множительного устройства и ее сопоставление с оценкой динамических свойств других множительных устройств с параллельными каналами вычисления.

6. Разработаны варианты трехканальных множительных устройств на реверсивных шаговых искателях и на декадронах, экспериментальное исследование которых подтвердило достоинства предложенной структурной схемы множительных устройств с параллельными каналами и разделением сигналов по частотным признакам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маслов А. А. — Обзор и классификация множительных устройств. Автоматика и телемеханика, т. XXI, № 10, 1960.
2. Трапезников В. А., Коган Б. Я., Гуров В. В., Маслов А. А. — Описание электронной модели ЭМУ-5. Институт технико-экономической информации АН СССР, 1956.
3. Гуров В. В., Евсеев В. М., Коган Б. Я., Маслов А. А., Транни Ф. Е. — Описание электронной модели типа ЭМУ-8. Филиал Всесоюзного института научной и технической информации АН СССР, 1957.
4. Коган Б. Я., Маслов А. А., Полонников Д. Е. — Электронная аппаратура моделирования типа ЭМУ-8А. Вестник Академии наук, № 7, 1958.
5. Маслов А. А. — Множительно-делительное устройство на тиритах. Автоматика и телемеханика, т. XVIII, № 4, 1957.
6. Маслов А. А., Пурлов Ю. Г. — Универсальный функциональный преобразователь на принципе квадратичной аппроксимации. Автоматика и телемеханика, № 2, 1960.
7. Маслов А. А. — Трехканальное множительное устройство с разделением сигналов по частоте. Автоматика и телемеханика, т. XXI, № 12, 1960.