

## МНОГОЗНАЧНЫЕ МЕРЫ ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

М. С. РОЙТМАН

Многозначной мерой переменных напряжений называется средство измерений, предназначенное для получения ряда значений напряжений с заданной точностью. Многозначные меры (ММ) необходимы не только для проведения поверочных работ. Они также весьма нужны для выполнения многих научных исследований. Их создание является необходимой предпосылкой автоматизации ряда измерений и построения автоматизированных контрольно-измерительных систем.

Требование универсальности, т. е. возможности одной и той же аппаратурой поверять вольтметры различных типов и систем — действующего, среднего и пикового, а также решать широкий круг задач, заставляет расширять диапазон частот, обеспечивать любые необходимые размеры выходной величины в пределах от десятков мкв до сотен вольт и лимитирует допустимые нелинейные искажения, прежде всего по нечетным гармоникам, до 0,5% и менее.

Таким образом, для создания ММ необходимо решение ряда тесно взаимосвязанных задач:

1. Разработка генераторов, в которых одновременно достижима высокая стабильность выходного напряжения и весьма малые нелинейные искажения в широком диапазоне частот. Следует пояснить, что для поверочных целей прежде всего важна кратковременная стабильность, т. е. стабильность напряжения за время поверки. В случае же использования ММ для выполнения многих научных исследований и особенно при автоматизации измерений и построении автоматизированных контрольно-измерительных систем первостепенное значение приобретает долговременная стабильность напряжения.

2. Необходимость с высокой точностью гарантировать значение напряжения. Обе указанные задачи с особой остротой выдвигают требование создания прецизионных широкополосных измерительных преобразователей, способных эффективно работать в системах авторегулирования.

3. Изыскание путей построения прецизионных широкополосных масштабных преобразователей (усилителей и делителей) для получения нужных градаций напряжения от десятков мкв до сотен вольт.

Практическая реализация решений вышеуказанных задач неизбежно приводит к необходимости уделять очень серьезное внимание раз-



работке методов и средств поверки как отдельных звеньев, так и ММ в целом.

Вне зависимости от общей структуры меры для обеспечения требуемой стабильности выходного напряжения при вариациях сопротивления нагрузки мы вынуждены оконечный контур авторегулирования делать замкнутым. Анализ связи между коэффициентами гармоник, коэффициентом стабилизации ( $G_{ст}$ ) и постоянными времени звеньев стабилизатора напряжения с замкнутой цепью воздействия показывает, что для систем с преобразователем действующего значения коэффициент 3-й гармоники  $\kappa_{3г}$  в области низких частот равен

$$\kappa_{3г} \approx \frac{G_{ст}}{4} \sqrt{\frac{\prod_{m_1} [(\omega\tau'_n)^2 + 1]}{\prod_{m_2} [(\omega\tau_n)^2 + 1]}} \quad (1)$$

где  $\tau'_n$  — постоянные времени ИП и фильтрующих звеньев;

$\tau_n$  — постоянные времени корректирующих звеньев форсирующего типа (в случае их наличия). В системах с преобразователем среднего значения

$$\kappa_{3г} \approx \frac{G_{ст}}{3} \sqrt{\frac{\prod_{m_1} [(\omega\tau'_n)^2 + 1]}{\prod_{m_2} [(\omega\tau_n)^2 + 1]}} \quad (2)$$

Выражения (1), (2) справедливы как для стабилизаторов компенсационного типа, так и с параметрической ОС.

Непосредственно из (1) и (2) следует, что в стабилизаторах с замкнутой цепью воздействия при заданном  $G_{ст}$  искажения зависят от величин постоянных времени и количества фильтрующих звеньев. Чем больше инерционных звеньев, тем, при прочих равных условиях, меньше  $\kappa_{3г}$ . Но если число звеньев больше двух, то мы сразу сталкиваемся с проблемой устойчивости. Для увеличения критического коэффициента стабилизации существует два способа — увеличивать разнос постоянных времени звеньев и вводить дополнительные корректирующие цепи (как правило, форсирующие звенья)\*). Не всегда можно увеличивать разнос  $\tau$  по разным причинам (например, когда звенья уже заданы). Если одну из постоянных времени делать очень большой, то мы тем самым снижаем быстродействие стабилизатора. Введение форсирующего звена (звеньев) повышает допустимое значение петлевого усиления, но одновременно приводит к увеличению нелинейных искажений [1].

Все эти противоречия приходится учитывать при построении стабилизаторов.

Но имеются несколько путей ослабления и даже исключения указанных противоречий. Первый путь наиболее очевиден и заключается в построении стабилизатора в виде многоконтурной системы авторегулирования напряжения (см. рис. 1). Достоинства подобной системы кратко рассмотрим несколько позже. Второй путь связан с использованием свойств генераторов с многократным преобразованием спектра. Элементарный анализ показывает, что в источниках с транспанацией спектра, в которых используется 2 и более смесителей частоты, принципиально отсутствует противоречие между уровнем нелинейных

\*) Принципиально, возможен 3-й способ повышения устойчивости, заключающийся в использовании для коррекции отрицательных реактивностей. Но пока мы не располагаем приемлемыми техническими решениями.



искажений и стабильностью выходного напряжения, если регулирующее воздействие оказывается до 1-го смесителя. Это является чрезвычайно существенным достоинством таких источников. Известный недостаток генераторов с транспанацией спектра — значительная нестабильность частоты — может быть полностью устранен при использовании лишь одного задающего кварцованного генератора и системы преобразования

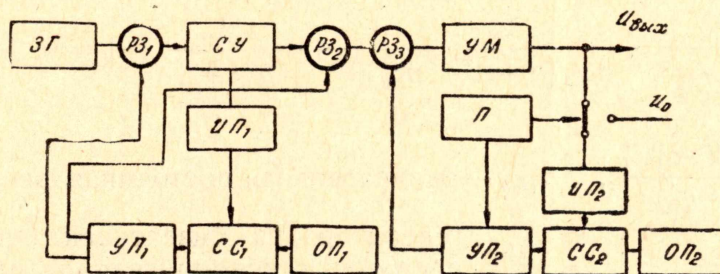


Рис. 1

частот. Большая сложность системы преобразования частот сильно ограничивает применение таких генераторов.

Третий путь заключается в применении в тракте прямой передачи селективного усилителя  $\kappa(\omega)$ . В этом случае коэффициент третьей гармоники уменьшается в  $\frac{\kappa(\omega)}{\kappa(3\omega)}$  раз. Но одновременно в систему

вводится еще одна постоянная времени  $\tau_{\text{ЭКВ}} = \frac{2Q_{\text{ЭКВ}}}{\omega}$  и появляется до-

полнительный фактор нестабильности  $\frac{\Delta u(\omega)}{u} = 2 \left( \frac{\Delta \omega}{\omega} Q_{\text{ЭКВ}} \right)^2$ , связан-

ный с возможной взаиморасстройкой по частоте  $\left( \frac{\Delta \omega}{\omega} \right)$ . Резко осла-

бить его можно, сделав селективный усилитель следящим [2]. Но этот вариант не является оптимальным.

Возможны два других решения. Для достижения требуемой избирательности и одновременного уменьшения  $\frac{\Delta u(\omega)}{u}$  можно усилитель делать

полосовым (с малой крутизной амплитудно-частотной характеристики вблизи рабочей точки). Но пока мы не располагаем для области низких и средних частот простыми решениями с приемлемыми свойствами.

Влияние взаиморасстройки можно полностью исключить, если генерация будет происходить на частоте квазирезонанса селективного звена  $\kappa(\omega)$  и в системе нет других частотозависимых звеньев с существенной крутизной фазочастотной характеристики. Мы приходим к структуре генератора, данной на рис. 2, где  $\kappa(u)$  — нелинейное звено (НЗ), РЗ — звено с регулируемым коэффициентом передачи,  $\kappa(\omega)$  —

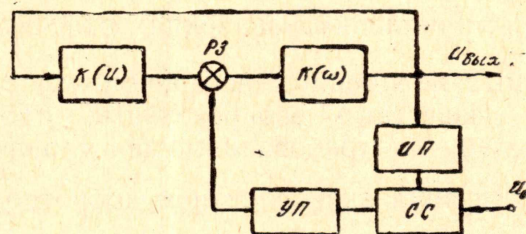


Рис. 2



селективный усилитель, ИП — измерительный преобразователь, СС — схема сравнения. У — усилитель сигнала рассогласования.

Характеристическое уравнение системы, как показано в [3], при аппроксимации коэффициента передачи нелинейного звена в виде

$$\kappa [u_{\text{вх}}(t)] = \kappa_0 \left[ 1 - \frac{\kappa''}{\kappa_0} (U_m \sin \omega t)^2 \right]$$

равно

$$\frac{G_{\text{ст}}}{3/2 \left( \frac{\kappa''}{\kappa_0} U_m^2 \right)} \cdot \frac{1}{\tau'_{\text{экв}} p + 1} \cdot \frac{1}{p\tau_1 + 1} \cdot \frac{1}{p\tau_2 + 1} + 1 = 0, \quad (3)$$

где  $\kappa'' = \frac{1}{2} \frac{d^2 \kappa [u]}{du^2}$ ,  $\tau'_{\text{экв}}$  — эквивалентная постоянная времени автогенератора на базе селективного звена,  $\tau_1, \tau_2$  — постоянные времени измерительного преобразователя.

Поскольку коэффициент 3-й гармоники  $\kappa_{3г} = \frac{1}{4} \left( \frac{\kappa''}{\kappa_0} u_m^2 \right)$ , то непосредственно из (3) видно, что при малых искажениях система неработоспособна. Поэтому для обеспечения устойчивой генерации при требуемом коэффициенте стабилизации приходится идти на увеличение нелинейных искажений на выходе НЗ. Когда характеристика НЗ является релейной, то выражение (3) принимает вид

$$G_{\text{ст}} \frac{1}{\tau'_{\text{экв}} p + 1} \cdot \frac{1}{\tau_1 p + 1} \cdot \frac{1}{\tau_2 p + 1} + 1 = 0 \quad (4)$$

и может быть легко получен желаемый коэффициент стабилизации. Но при этом жесткими становятся требования к селективному звену. В случае глубокого двухстороннего ограничения напряжения и необходимости иметь на выходе всего генератора  $\kappa_{3г} \sim 0,01\%$  коэффициент подавления третьей гармоники селективным звеном должен равняться  $\frac{\kappa(\omega)}{\kappa(3\omega)} = 3000$ . При такой избирательности нестабильность коэффициента передачи  $\frac{\Delta_{\Sigma} \kappa(\omega)}{\kappa}$  на частоте квазирезонанса становится превалирующей. Минимально достижимые нелинейные искажения определяются собственными искажениями селективного звена.

Итак, для рационального решения задачи желательно иметь  $\frac{\kappa(\omega)}{\kappa(3\omega)} > 1000$  при минимальных значениях относительной нестабильности  $\frac{\Delta_{\Sigma} \kappa}{\kappa}$  и вносимых нелинейных искажений  $\kappa_{fb}$ .

Известные избирательные RC-усилители с обратными связями указанным требованиям не удовлетворяют. Во-первых, даже сама реализация эквивалентной добротности  $Q_{\text{экв}} > 375$  (что соответствует значению  $\frac{\kappa(\omega)}{\kappa(3\omega)} > 1000$ ) существенно затруднена из-за возможной неустойчивости. Во-вторых, повышение  $Q_{\text{экв}}$  неизбежно приводит к увеличению нестабильности коэффициента передачи на частоте квазирезонанса. В-третьих, приходится применять специальные меры по снижению  $\kappa_{fb}$ . Все эти трудности преодолеваются при построении селек-



тивного усилителя на базе звена компенсации гармоник [4]. В таких усилителях достижимы  $\frac{\kappa(\omega)}{\kappa(3\omega)} = 3000$  и пренебрежимо малые вносимые нелинейные искажения. При использовании в качестве нулевых цепей распределенных RC-звеньев из манганиновой микропроволоки и  $Q_{\text{экв}} = 1000$ ,  $\frac{\Delta_{\Sigma} \kappa}{\kappa} \leq (\pm 0,05)$ . Предложенные селективные усилители сильно упрощают создание простого генератора с малыми нелинейными искажениями и высокой стабильностью  $U_{\text{вых}}$  и позволяют осуществлять прецизионные источники по структурной схеме, приведенной на рис. 2, как воздействием ИП на звено и регулируемым коэффициентом передачи (РЗ) [5], так и воздействием ИП на сам ограничитель  $\kappa(u)$  (звено РЗ становится ненужным). Амплитудно-стабильные генераторы с высокоселективными усилителями обладают следующими, принципиально важными, достоинствами:

1. В связи с возрастанием допустимого угла отсечки резко увеличивается значение коэффициента ослабления влияния неустойчивости звеньев автогенератора, при котором система еще устойчива (см. выражение (3)), т. е. облегчается возможность стабилизации  $U_{\text{вых}}$  при заданном уровне нелинейных искажений.

2. Почти полностью исключается влияние конечного значения инерционности ИП на нелинейные искажения в области низких частот (см. (1)).

3. Сильно ослабляется требование к линейности регулируемого звена, что приводит к упрощению схемы генератора и возможности использования безынерционных управляемых элементов. Следствием этого является снижение порядка системы авторегулирования и повышение ее устойчивости.

4. Существенно снижаются флуктуационные явления.

Все вышесказанное дает основание утверждать, что данное направление построения амплитудно-стабильных генераторов с низким уровнем НИ является весьма перспективным.

К сожалению, рассмотренные генераторы работоспособны лишь на фиксированных частотах. Хорошие результаты достижимы в генераторах с фильтром нижних частот\*), в которых последний одновременно служит для получения условия баланса фаз. Вариант генератора с фильтром нижних частот имеет определенное преимущество в том отношении, что все звенья самого автогенератора сравнительно легко могут быть сделаны стабильными и, главное, что вследствие низкой чувствительности коэффициента передачи к вариациям элементов фильтра генератор может быть сделан диапазонным [6]. Перспективность этого направления будет зависеть от того, насколько будет найдено рациональное решение ФНЧ, удовлетворяющее требованиям: а) подавление 3-й гармоники более 1000; б) регулируемые элементы однотипны и их число не превышает 3; в) малая неустойчивость коэффициента передачи; г) вносимые нелинейные искажения ниже 0,01%; д) условия баланса фаз и амплитуд во всей системе выполняются только на одной частоте. Пока подобными ФНЧ мы не располагаем. Поэтому при необходимости иметь плавную регулировку частоты предпочтение приходится отдавать генераторам с несколькими контурами авторегулирования.

Общий коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации каждого контура (ступени), а нелинейные иска-

\*) К ним относятся и генераторы на интеграторах.



жения — среднеквадратичной сумме искажений во всех контурах (в худшем случае, арифметической сумме). В многоконтурных системах, окончательный контур которых является замкнутым, в полной мере реализуемы достоинства стабилизирующей ступени с разомкнутой цепью воздействия (в ней нет противоречия между коэффициентом стабилизации и нелинейными искажениями, нет и опасности неустойчивости) и особенно ступени с комбинированным воздействием. По причинам, рассматриваемым далее, при необходимости обеспечить высокую долговременную стабильность  $U_{\text{вых}}$  в широком диапазоне частот мы в большинстве случаев вынуждены применять многоконтурные системы авторегулирования. Достижимая стабильность и точность значения  $U_{\text{вых}}$  при этом определяется прежде всего характеристиками измерительного преобразователя (ИП). При выборе типа ИП следует помнить, что в прецизионных источниках наряду с обеспечением малых НИ приходится решать две другие основные задачи:

1. Стабилизировать  $U_{\text{вых}}$ . Для этого прежде всего важна временная стабильность ИП.

2. Гарантировать значение  $U_{\text{вых}}$ , т. е. иметь малую погрешность преобразования. Очень хорошо, когда обе функции удается совместить. Но возможны и гибридные реализации, если достигаемый эффект оправдывает усложнение источника.

В настоящее время наиболее точным методом измерения переменного напряжения является метод его компарирования по действующему значению с известным постоянным. Для компарирования напряжений в широком диапазоне частот от единиц герц до сотен МГц используются электротепловые ИП [7]. Проведенные нами исследования [8, 9, 10, 11, 12] показали, что из класса электротепловых ИП весьма перспективными являются фотоэлектрические преобразователи (ФП), прежде всего вследствие возможности получения высокой чувствительности и малой погрешности асимметрии. Указанные достоинства ФП и ряд других позволяют резко упростить аппаратуру. При выборе типа лампочек накаливания (Л) для ФП необходимо исходить из допустимой погрешности в области низких частот, которая равна.

$$\delta_{fH} \approx - \frac{1}{16 [1 + (2\omega\tau_L)^2]} \left[ K_{\text{ФП}} - K_L \alpha_R \frac{R_L - R}{R_L + R} \right], \quad (5)$$

где  $\tau_L$  — постоянная времени тела накала Л,

$$K_{\text{ФП}} = 5 \div 10, \quad K_L = \frac{2}{4 + \alpha_R \left( \frac{R_L - R}{R_L + R} \right)}$$

— коэффициенты передачи ФП и Л соответственно;

$\alpha_R \approx 1, 2$  — коэффициент нелинейности изменения сопротивления тела накала  $R_L$  с вариацией температуры тела накала;

$R$  — сопротивление, включенное последовательно с Л для расширения пределов компарирования напряжения.

Нормированные характеристики для  $\tau_L$  можно записать в виде [13]

$$\frac{\tau_L}{\tau_{L3}} \approx \left( \frac{T}{T_3} \right)^{-3} \approx \left( \frac{I}{I_3} \right)^{-2,15} \approx \left( \frac{U}{U_3} \right)^{-\frac{6}{4 + \alpha_R \frac{R_L - R}{R_L + R}}}, \quad (6)$$

где  $\tau_{L3}$ ,  $T_3$ ,  $I_3$  — параметры тела накала при температуре „зажигания“ ( $T_3 \approx 940^\circ\text{K}$ ).

Увеличивать постоянную времени  $\tau_L$  снижением тока  $I$  в рабочей точке принципиально допустимо лишь до значения  $I = 0,2 I_{\text{ном}}$ , так



как при дальнейшем снижении  $I$  начинается уменьшение  $\tau_d$  [13]. Поэтому если необходимо увеличение  $\tau_d$ , то приходится использовать лампы с большей удельной массой тела накала, т. е. лампы с большим номинальным током. Например, для ламп типа НСМ  $6 \times 150$  в рабочем режиме  $I_d = 32 \div 38$  ма частотная погрешность на 20 гц ниже 0,02%. В диапазоне частот от 100 гц до 20 кгц погрешность компарирования сравнительно легко может быть сведена к значению в 0,002% [11, 12]. К сожалению, указанная цифра не может быть пока практически реализована в многозначных мерах переменных напряжений, предназначенных для широкого использования, из-за отсутствия соответствующих мер постоянного напряжения (погрешность на постоянном токе в лучшем случае находится в пределах 0,001%  $\div$  0,002%).

Компараторы на ФП хорошо сопрягаются с системами авторегулирования напряжения, осуществляя как стабилизацию выходного напряжения, так и гарантирование его значения [14]. Это позволяет на базе ФП создавать простые и качественные широкодиапазонные меры переменных напряжений [15, 16, 17]. Но ФП, как и все ИП действующего значения, пригодные для компарирования и использования в системах авторегулирования, обладают сравнительно низкой временной стабильностью\*). Поэтому в случае желательности долговременного постоянства выходного напряжения система должна быть гибридной или в конечном контуре необходимо использовать принцип автоматического замещения. Последнее эффективно лишь в многоконтурных системах, так как периодическое преобразование позволяет резко ослабить только медленные во времени вариации напряжения. Следовательно, первые контуры (или первый контур) должны обеспечивать малые кратковременные нестабильности  $U_{\text{вых}}$ , что практически выполнимо, а окончательная ступень — устранять медленные во времени вариации  $U_{\text{вых}}$  и гарантировать само значение  $U_{\text{вых}}$ .

На рис. 1 приведена структура системы с независимыми окончательными контурами регулирования, а на рис. 3 — со связанными контурами, где ЗГ — задающий генератор, СУ — согласующий усилитель, УМ — усилитель мощности, П — автоматический переключатель, образующий

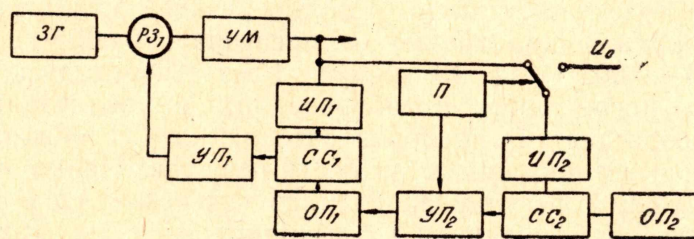


Рис. 3

совместно с измерительным преобразователем ИП<sub>2</sub>, схемой сравнения СС<sub>2</sub> и усилительно-преобразующим звеном компаратор действующего значения напряжения с периодическим преобразованием. Особо следует заметить, что практическая реализация такого компаратора с погрешностью порядка 0,01% связана с необходимостью преодоления многих технических трудностей [19].

Вторая система может быть проще первой, но она имеет существенно большие ограничения по достижимому коэффициенту стабилизации и по устойчивости.

\*) Возможно, что полупроводниковые анизотропные элементы [18] составляют приятное исключение.



Для стабилизации напряжения в системах «непрерывного регулирования» могут применяться любые «безынерционные» и инерционные нелинейные элементы, а также различные преобразователи напряжения, обладающие высокой долговременной стабильностью и требуемыми частотными свойствами. Но при использовании того или иного типа нелинейных элементов и преобразователей естественно возникает необходимость учета его специфики. Например, стабилизация амплитуды тождественна стабилизации действующего значения напряжения (или среднего), лишь когда нелинейные искажения пренебрежимо малы или когда неизменна форма кривой. Стабилизация же колебаний «безынерционными», нелинейными элементами при желательности иметь низкий уровень НИ неизбежно приводит к необходимости использования в системе частотнозависимых звеньев.

С точки зрения максимальной временной стабильности в настоящее время наиболее подходящими являются температурно-скомпенсированные стабилитроны, синхронные детекторы

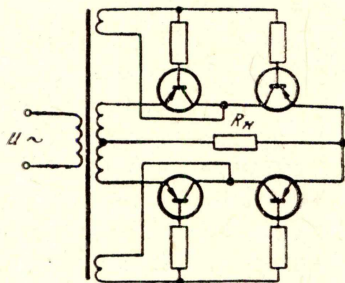


Рис. 4

и преобразователи на базе операционных усилителей с выпрямителями в цепи обратной связи. Частотный диапазон амплитудно-стабильных генераторов со стабилитронами ограничен сверху значительной емкостью последних (она равна  $\sim 500$  pF) и переходными процессами в  $p-n$ -переходах [20]. Весьма высокой временной стабильностью в области частот до  $10$  кГц обладают двухполупериодные синхронные детекторы на германиевых транзисторах в инверсном включении (см. рис. 4). Предпочтительность германиевых транзисторов перед кремниевыми обусловлена тем, что сопротивление первых в режиме насыщения в  $3-5$  раз меньше сопротивления вторых. Значение же остаточного тока в режиме отсечки в двух полупериодных СД не играет существенной роли [21].

Нестабильность коэффициента преобразования СД при  $U_{\text{вых}} = 10$  в и оптимальном токе коммутации (с целью резкого ослабления влияния температуры окружающей среды) не превышает  $0,005\%$  за несколько месяцев и  $0,001-0,002\%$  за 10 минут. Из-за переходных процессов в транзисторах погрешность преобразования с увеличением частоты существенно возрастает. В преобразователях на СД можно исключить влияние любой нечетной гармоники (четные и так влияют незначительно) соответствующей регулировкой углов «отсечки» [21] или используя два и более СД и суммируя их выходные сигналы [22]. Но этот путь приводит к излишне сложным решениям. Применительно к стабилизаторам напряжения можно получить не хуже результаты, сочетая СД со стабилитронами (см. рис. 5).

В значительно более широком диапазоне частот могут функционировать преобразователи на базе операционных усилителей с выпрямителями в цепи обратной связи [23, 24, 25 и др.]. Сравнительно малая частотная погрешность и высокая долговременная стабильность указанных преобразователей позволяет их использовать в качестве измерительных преобразователей, осуществляющих как стабилизацию выходной величины, так и контроль ее размера [26]. В рассматриваемых ИП влияние нестабильности и нелинейности диодов уменьшается во столько раз, чему равен фактор обратной связи ( $F_{\text{ос}}$ ). Но с увеличением глубины обратной связи снижается полоса частот, в которой сохраняется требуемое значение  $F_{\text{ос}}$ . Это обстоятельство и переход-



ные процессы в диодах имеют решающее влияние на верхнюю граничную частоту ИП. Даже у лучших преобразователей погрешность с 0,01%\*) на 1 кГц возрастает до 0,05% на 20 кГц. Поэтому напрашивается вывод о целесообразности некоторого снижения глубины ООС и достижения желаемого качества ИП другими методами (например, структурными). Это направление уже практически используется [25] и представляется весьма перспективным.

Следует заметить, что неплохая временная стабильность преобразования достижима в простейшем двухполупериодном диодном вы-

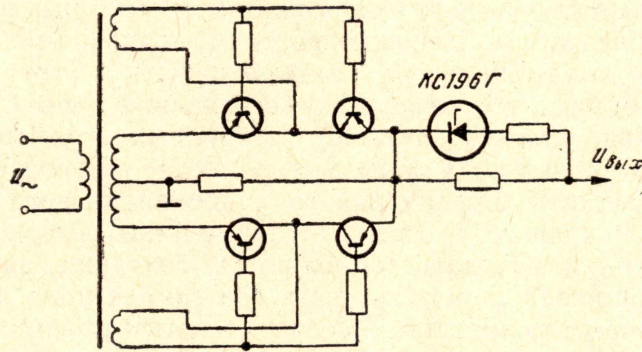


Рис. 5

прямителе с термокомпенсацией вспомогательным диодом  $D_3^{**}$ ) (см. рис. 6). Так как ТКН диода существенно зависит от тока [27], то термокомпенсация осуществляется регулировкой  $R^*$ . В источнике, разработанном нами для ВНИИМа [28], с преобразователем, аналогичным приведенному на рис. 6, нестабильность за час не превышала 0,001%. Наиболее широкополосным ИП, способным работать вплоть до СВЧ диапазона, кроме ряда электротепловых, является амплитудный компенсационного типа [29]. При  $U_{вых} \geq 5$  в и низком уровне НИ они имеют длительную временную нестабильность не более  $\pm 0,1\%$ . В случае необходимости работы в широком диапазоне (до сотен кГц) получения минимальной погрешности и временной нестабильности приходится применять два ИП: один для стабилизации  $U_{вых}$  и второй — для периодической коррекции системы.

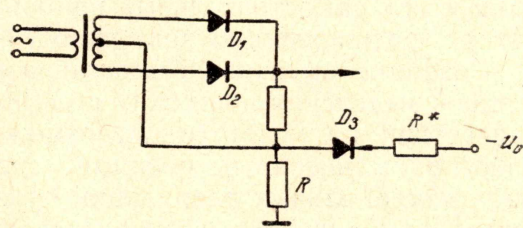


Рис. 6

Как ранее указывалось, масштабные устройства должны обеспечивать уровни напряжения от десятков мкв до сотен вольт. Для получения уровней ниже определенного используются делители. Наиболее высокой точностью в сравнительно узком диапазоне частот обладают делители с тесной индуктивной связью (ИД). Исключительно острая необходимость в точных широкополосных делителях заставила рассмотреть возможности максимального расширения рабочей полосы частот ИД при минимальной потере точности, а также комбинированных решений, реализующих достоинства ИД.

Представляется возможным решить указанную задачу четырьмя путями. Первый, но не самый эффективный, путь заключается в вырав-

\*) Рекламные данные.

\*\*\*) Всюду идет речь о фиксированном значении уровня стабилизируемого напряжения.



нивании значений эквивалентных емкостей, шунтирующих отдельные обмотки, вспомогательными корректирующими емкостями [30 и др.]. Второй путь связан с новыми типами намотки и конструктивными решениями [31, 32, 33]. Третий путь заключается в использовании системы двух делителей — ИД и частотно-независимого резистивного. Такое решение применено в калибраторах 745А фирмы Hewlett—Packard [1] (диапазон частот  $10 \text{ гц} \div 100 \text{ кгц}$ ) и в ГК-6 (диапазон частот  $5 \text{ гц} \div 30 \text{ Мгц}$ ) [16]. В случае необходимости оба делителя могут быть связаны системой авторегулирования [34 и др.]. Четвертый путь позволяет обойти многие трудности и заключается в применении двух и более одновременно переключаемых ИД, каждый из которых работает лишь в своем диапазоне частот. Переключение ИД в зависимости от диапазона частот легко осуществляется автоматически. Этот эффективный путь использован нами при создании многозначной меры ГК-12 [35].

Для решения задачи получения требуемых уровней напряжения в несколько сот вольт возможны два подхода. Первый — изыскивать возможности создания прецизионного широкополосного высоковольтного делителя и включать его на выходе мощного высоковольтного источника. Второй — изыскивать возможности создания высоковольтного образцового усилителя и использовать его совместно с низковольтным широкодиапазонным делителем. По очень многим причинам мы считаем второй подход предпочтительным\*).

Наличие же высоковольтного образцового усилителя позволяет обойтись низковольтным широкополосным ИД, который служит для получения уровней ниже определенного, что в конечном итоге позволяет создать как более точные, так и более простые меры переменных напряжений. Весьма немаловажным обстоятельством является и то, что образцовый измерительный усилитель может быть широко использован и как самостоятельный прибор (в первом же варианте это исключается), расширяющий возможности измерительной техники.

Создание высоковольтных образцовых усилителей без привлечения методов выделения «ошибки» и ее использования для автоматического воздействия на усилитель невозможно. Поэтому приходится обращать особое внимание на встроенные системы выделения «ошибки» и на поиск рациональных реализаций систем авторегулирования [36, 37, 38]. Последнее в значительной мере сдерживается отсутствием достаточно полного сравнительного анализа различных вариантов автокорректировки мгновенного значения коэффициента передачи усилителя с учетом необходимости обеспечения требуемой широкополосности и устойчивости. Многие трудности практической реализации образцовых высоковольтных усилителей обусловлены отсутствием необходимой элементной базы — широкополосных прецизионных делителей, мощных транзисторов с рабочим напряжением порядка  $1 \text{ кв}$  и граничной частотой  $f_a > 5 \text{ Мгц}$ , микросхемных дифференциальных усилителей с большим входным сопротивлением и подавлением синфазной составляющей более  $10^5$  и ряда других. Это заставляет искать обходные пути и приводит к существенному усложнению усилителей.

В пределах данной статьи не представляется возможным более полное и всестороннее рассмотрение задачи построения высоковольтных образцовых усилителей.

---

\*) Использовать индуктивный делитель (ИД) на уровне  $300 \text{ в}$  (а тем более  $1000 \text{ в}$ ) в широком диапазоне частот невозможно. Поэтому приходится применять или два делителя (ИД на фиксированную частоту и широкополосный резистивный) и метод «переноса», или точный резистивный делитель с соответствующим включением малопотребляющего по входу измерительного преобразователя и охватывать всю систему обратной связью.



В числе первоочередных задач в области многозначных мер переменных напряжений наряду с повышением их метрологических свойств находятся задачи создания полностью автоматизированных установок, способных функционировать по программе, и многозначных мер с регулируемой формой кривой напряжения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. «Calibrator Model 745A». Проспект фирмы Hewlett Packard, 1968.
2. Э. Г. Емельянов, М. С. Ройтман. Узкополосный избирательный усилитель. Авт. свид. № 336762, бюллетень № 14, 1972.
3. М. С. Ройтман. Устойчивость генераторов с управляемыми инерционными элементами. Изв. ТПИ, т. 231. Изд. ТГУ, 1971.
4. Э. Г. Емельянов, М. С. Ройтман, А. И. Крамнюк. Устройство узкополосного усилителя сигнала. Авт. свид. № 290401, бюллетень № 2, 1971.
5. М. С. Ройтман, Ю. К. Рыбин, В. И. Чуфистов. Амплитудно-стабильный генератор синусоидального напряжения. В настоящем сборнике.
6. P. Richman. Phase shift oscillator with error Corrector. Патент США, 3 396 346, 1968.
7. Т. Б. Рождественская. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Изд. стандартов, М., 1964.
8. Б. А. Перминов, М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист. Компараторы переменного тока на фотоэлектрических преобразователях. «Автометрия», 1965, № 5.
9. М. С. Ройтман, Ю. М. Фомичев, В. Р. Цибульский, Э. И. Цимбалист. Компараторы электрических напряжений на фотоэлектрических преобразователях. Материалы семинара «Фотоэлектрическая автоматика». Л., ЛДНТП, 1969.
10. Ю. М. Фомичев, М. С. Ройтман. Погрешность фотоэлектрических преобразователей на высоких частотах. Изв. ТПИ, т. 231, Изд. ТГУ, 1971.
11. М. С. Ройтман, В. Р. Цибульский, Ю. М. Фомичев. Фотоэлектрический преобразователь переменных напряжений. Труды II Всесоюзного семинара по оптоэлектронике в кибернетике. ИАТ АН СССР, М., 1972.
12. М. С. Ройтман, В. Р. Цибульский, Г. П. Трофимов, А. В. Соколов. Экспериментальное определение погрешности перехода термо- и фотоэлектрических преобразователей. «Метрология», 1973, № 6.
13. М. С. Ройтман. Теория фотоэлектрических преобразователей. «Автометрия», 1971, № 1.
14. М. С. Ройтман, Э. И. Цимбалист, Ю. М. Фомичев. Устройство для получения стабильного и калиброванного по действующему значению синусоидального напряжения. Авт. свидетельство № 196114, ИПОТЗ, № 11, 1967.
15. М. С. Ройтман, Ю. М. Фомичев, Э. И. Цимбалист и др. Образцовые источники переменных напряжений. Депонированный отчет по НИР «Витамин» и «Веретено», Госреестр № 68029571, 68021579, 1969.
16. М. С. Ройтман, Ю. М. Фомичев, Э. И. Цимбалист, А. И. Крамнюк, В. Р. Цибульский. Образцовые источники синусоидального напряжения. Труды IX Всесоюзной конференции по автоматике. Новосибирск, Изд. СО АН СССР, 1971.
17. М. С. Ройтман, Ю. М. Фомичев, Э. И. Цимбалист. Источники калиброванного переменного напряжения. Доклады научно-технической конференции по радиотехническим измерениям. СНИИМ, Новосибирск, 1969.
18. Л. И. Анатычук, С. А. Андрусак, В. И. Бондарчук, О. Я. Лусте, Ю. С. Цыганюк. Применение полупроводниковых анизотропных кристаллов для электрических измерений. «Измерительная техника», 1972, № 2.
19. М. С. Ройтман, Ю. Г. Свинолулов, Ю. А. Булатов. Компараторы переменных напряжений с высокой долговременной стабильностью. В настоящем сборнике.
20. Г. И. Зайдман, С. А. Зайдман. Переходные процессы в температурно-компенсированных стабилизаторах. Изв. вузов СССР, «Приборостроение», 1971, № 2.
21. М. С. Ройтман. К теории синхронных детекторов. Труды Томского института радиоэлектроники. Т. 1, Изд. ТГУ, 1963.
22. P. Richman, N. Walner. A New Fast Computing RMS-tg DC Conversion. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 20, № 4, november, 1971.
23. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1964.
24. I. Mangoe. Precision A. C. Supplies. Instrument and Control Systems, № 12, 1961.
25. P. Richman. Elektronik bei Präzisionsmessungen elektrischer Größen im Frequenzbereich o bis 100 knz. Zeitschrift für Instrumentenkunde, № 3—4, 1967.



25. P. Richman. A New Absolute A. C. Voltage Standard Session 26. IEEE Record of convention held Narch, 1963.
27. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. «Энергия», 1967.
28. В. Р. Цибульский. Высокостабильный измерительный генератор Г-4. В настоящем сборнике.
29. Б. Е. Рабинович, А. М. Федоров. Современное состояние техники градуировки и поверки электронных вольтметров при высоких частотах. «Измерительная техника», 1966, № 10.
30. T. L. Zarf, C. H. Chinburg, H. K. Wolf. Inductive voltage dividers with calculable relative corrections. IEEE Trans. Instrum. and Measur. № 12, 1969.
31. А. И. Крамнюк, М. С. Ройтман. Широкополосные индуктивные делители напряжения. В настоящем сборнике.
32. Е. П. Патэро. Индуктивный делитель напряжения. Авт. свидетельство № 220344.
33. D. K. Noman. Improved highfrequency Voltage divider. «NBS Technical News Bulletin», 10, 1968.
34. В. Н. Кустовская, Н. Ф. Сувид. Коммутационно-модуляционное устройство для деления высокочастотных напряжений. Материалы II республиканской научно-технической конференции «Электронные измерительные приборы и системы с коммутационно-модуляционными преобразователями», Львов, 1971.
35. М. С. Ройтман, Ю. М. Фомичев, Ю. А. Булатов, Ю. Г. Свинолулов. Генератор-калибратор ГК-12. В настоящем сборнике.
36. М. С. Ройтман. Применение встроенных систем непрерывной поверки для совершенствования измерительных усилителей. Материалы Всесоюзного семинара по широкополосным и наносекундным видеоусилителям. Томск, 1969.
37. М. С. Ройтман, В. М. Сергеев, В. А. Бутенко. Структурные методы повышения точности измерительных усилителей. Материалы семинара «Точность радиоэлектронной аппаратуры». М., МДНТП, 1971.
38. М. С. Ройтман, В. М. Сергеев, В. А. Бутенко. Вопросы теории и практической реализации структурных методов повышения точности измерительных усилителей. В настоящем сборнике.
-