

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

Л. И. ВОЛГИН

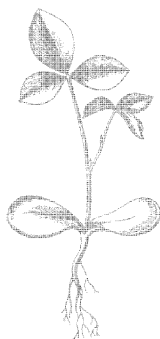
**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ
В ПОСТОЯННОЕ**

Л. И. Волгин

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ
В ПОСТОЯННОЕ



Москва «Советское радио» 1977



Scan AAW

6Ф2.08

В 67

УДК 621.317.72:621.314.6

Волгин Л. И.

В 67 Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. М., «Сов. радио», 1977.

240 с. с ил.

Рассмотрены методы построения измерительных преобразователей переменного напряжения в постоянное по уровню средневывпрямленного, эффективного и амплитудного значения. Изложение материала и схемные решения ориентированы на применение интегральных усилителей.

Книга рассчитана на широкий круг специалистов в области радио-, электро- и информационно-измерительной техники.

В $\frac{30104-071}{046(01)-77}$ **16-77**

6Ф2.08

Редакция радиотехнической литературы

Введение

Настоящая книга посвящена методам построения измерительных преобразователей переменных электрических сигналов в постоянное напряжение (далее для краткости — измерительные преобразователи напряжения ИПН) при заданных критериях качества высокой точности и линейности. Этот класс преобразователей находит широкое применение в радиоизмерительных приборах (РИП) различного назначения. Здесь, в первую очередь, следует указать на электронные и цифровые вольтметры для измерения переменных и импульсных напряжений в широком частотном диапазоне (от единиц герц до сотен мегагерц) при входных сигналах от единиц микровольт до сотен вольт. Кроме того, отечественной промышленностью выпускаются автономные преобразователи переменного напряжения в постоянное.

На базе квадратичных ИПН по уровню среднеквадратического значения строят, например, измерители (преобразователи) мощности поглощения, корреляционные измерительные устройства, фазочувствительные вольтметры. Их применяют также в анализаторах спектра. В генераторах стандартных сигналов, в многозначных мерах переменных напряжений, в измерителях добротности (куметрах) ИПН используют для установки и контроля уровня сигналов.

Рассматриваемые преобразователи находят применение и в смежных областях. В электроизмерительной технике ИПН используют в амперметрах и вольтметрах выпрямительной системы. Формиро-

ватели абсолютного значения знакопеременных функций (формирователи модуля), применяемые в моделирующей и счетно-решающей технике, представляют собой не что иное, как двухполупериодный ИПН по уровню средневыпрямленного значения без выходного усредняющего фильтра. В ряде замкнутых систем автоматического управления и регулирования в цепи обратной связи используют так называемые датчики тока, которые также являются преобразователями переменных электрических сигналов в постоянное напряжение или ток.

Можно без преувеличения сказать, что измерительная операция преобразования переменных электрических сигналов в постоянное напряжение является одной из самых распространенных в технике радио- и электроизмерений. От степени совершенства ИПН в значительной степени зависят метрологические характеристики и электрические параметры широкой номенклатуры РИП. Таким образом, представляется целесообразным выделить ИПН в самостоятельный класс аналоговых измерительных преобразователей.

При работе над книгой перед автором стояла нелегкая задача отбора, систематизации и классификации обширного материала по рассматриваемой тематике. Автор надеется, что в какой-то мере ему удалось решить эту задачу. Ограниченный объем книги практически не позволил достаточно глубоко осветить все вопросы, касающиеся поставленной темы. Этот недостаток в какой-то степени компенсируется обширной библиографией.

Автор глубоко признателен кандидатам техн. наук М. Л. Гуревичу и З. В. Маграчеву за ценные замечания и пожелания, высказанные при рецензировании и способствовавшие улучшению книги.

ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ПОНЯТИЯ. МЕТОДЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Электрические сигналы $x(t) = X_m e(t)$ (напряжение или ток) характеризуются средним (для периодических сигналов постоянная составляющая) X_0 , средневыпрямленным $X_{св}$, среднеквадратическим X и пиковым (для периодических сигналов амплитудным) X_m значениями:

$$X_0 = \frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} x(t) dt, \quad (1.1)$$

$$X_{св} = \frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} |x(t)| dt, \quad (1.2)$$

$$X = \left(\frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} x^2(t) dt \right)^{0.5}, \quad (1.3)$$

$$X_m = \max_{t \in (t_j, t_{j+1})} |x(t)|. \quad (1.4)$$

Здесь $e(t)$ — нормированная форма сигнала с единичной амплитудой; $t_{j+1} - t_j$ — заданный интервал времени. Для периодических сигналов $t_j = t_0 + jT$, $t_{j+1} = t_0 + (j+1)T$, где t_0 — некоторый фиксированный момент времени, T — период, $j = 0, 1, 2, \dots$

Для интегральной характеристики формы сигнала $x(t)$ в практике измерений используют коэффициенты формы (форм-фактор) k_Φ , амплитуды (пик-фактор) k_a и усреднения k_y :

$$k_\Phi = X/X_{св}, \quad k_a = X_m/X, \quad k_y = X_m/X_{св},$$

связь между которыми определяется выражением: $k_y = k_\Phi k_a$. Для указанных коэффициентов справедливо неравенство: $1 \leq k_\Phi \leq k_a \leq k_y$ (знак равенства выполняется для сигналов типа «меандр»). Для синусоидальных сигналов

$$k_\Phi = \pi/2 \sqrt{2}, \quad k_a = \sqrt{2}, \quad k_y = \pi/2.$$

Общей универсальной зависимости, связывающей среднев्यпрямленное, среднеквадратическое и амплитудное значения, не существует. Формально одно из значений $X_{св}$, X и X_m можно выразить через два других, так как [1]

$$X^2 = X_{св} X_m / k_0^2 = X_{св} X_{кп}, \quad (1.5)$$

где $k_0^2 = k_a / k_\Phi$; $X_{кп} = X_m / k_0^2$ — квазипиковое значение сигнала.

В соответствии с (1.1) — (1.4) различают: ИПН по уровню среднего значения (усредняющие фильтры) с функцией преобразования $Y = f(X_0)$, ИПН по уровню средневыпрямленного значения (преобразователи средневыпрямленных значений — ПСЗ), для которых $Y = f(X_{св})$; ИПН по уровню среднеквадратического значения (преобразователи среднеквадратических значений — ПСКЗ), для которых $Y = f(X)$; ИПН по уровню амплитудного значения (преобразователи амплитудных значений — ПАЗ), для которых $Y = f(X_m)$.

Различают пассивные и активные ИПН. Пассивные ИПН строятся на базе пассивных элементов (вакуумные и полупроводниковые диоды и дру-

гие пассивные нелинейные элементы, обладающие выпрямительным эффектом, и пр.). В активных ИПН кроме указанных пассивных элементов для улучшения параметров используются активные функциональные элементы (усилители напряжения, усилители тока и пр.).

Далее будем различать ИПН с линейной и нелинейной функцией преобразования. Для линейных ПСЗ, ПСКЗ и ПАЗ статическая функция преобразования определяется квазилинейными зависимостями:

$$Y = SX_{\text{св}} + \Delta Y; Y = SX + \Delta Y; Y = SX_m + \Delta Y,$$

где $S = S_0(1 + \gamma)$ — коэффициент передачи ИПН (чувствительность) соответственно по уровню средневывпрямленного, среднеквадратического и амплитудного значения; γ — мультипликативная погрешность ИПН, обусловленная отличием текущего значения коэффициента передачи S от номинального (паспортного, градуировочного) S_0 ; ΔY — аддитивная погрешность ИПН. Нелинейность функции преобразования здесь учтена в погрешности $\gamma = \gamma(X)$.

1.1. Основные параметры

ИПН характеризуются следующими параметрами.

Полный допустимый диапазон изменений преобразуемой (измеряемой) величины $D = X_{\text{к}} - X_{\text{н}} = X_{\text{н}}(d - 1)$ определяется разностью конечного $X_{\text{к}}$ и начального $X_{\text{н}}$ значений, где $d = X_{\text{к}}/X_{\text{н}}$ — коэффициент диапазона. Полный диапазон обычно разбивается на n поддиапазонов (пределов) $D_i = X_{\text{ки}} - X_{\text{ни}} = X_{\text{ни}}(d_i - 1)$, где $X_{\text{ки}}$ и $X_{\text{ни}}$ — соответ-

венно конечное и начальное значения i -го предела преобразования ($i=1, 2, 3, \dots, n$), $d_i=X_{ki}/X_{ni}$.

Частотный диапазон $\Delta f=f_k-f_n$ для ИПН, предназначенных для работы с синусоидальными сигналами, или *допустимый спектр частот* для ИПН, предназначенных для работы с сигналами произвольной формы, определяется разностью конечного f_k и начального f_n значений частотного диапазона или шириной допустимого спектра частот.

Точность * ИПН характеризуется основной и дополнительными погрешностями. Основная погрешность ИПН определяется как фактическая погрешность ИПН, соответствующая рабочим (номинальным) значениям воздействующих факторов. Класс точности ИПН определяется основной погрешностью, приведенной в соответствие с нормированным рядом чисел и формой записи, рекомендуемыми ГОСТ 13600—68.

Погрешность ИПН обусловлена следующими причинами: воздействием дестабилизирующих факторов, изменением неинформационных параметров входного сигнала (процесса), наличием методических погрешностей, ограниченной точностью образцовых средств градуировки и поверки, а также нелинейностью (при заданной линейной) функции преобразования. Дестабилизирующие факторы делятся на внешние (температура, электромагнитные наводки и пр.) и внутренние (нестабильность и неидеальность схемных элементов, собственные шумы и пр.). Методические погрешности обусловлены как свойствами заложенного в ИПН принципа или метода преобразования (методические погрешности первого рода), так и свойствами самого объекта измерения (методические погрешности второго рода).

Основная и дополнительные погрешности разделяются на мультипликативные и аддитивные, которые, в свою очередь, делятся на случайные (стохастические) и систематические (детерминированные) составляющие текущих (мгновенных) значений погрешностей. К дополнительным следует также

* Количественно точность определяется как величина, обратная погрешности [2].

относительную погрешность, обусловленную изменением формы входного сигнала (погрешность от формы кривой), и др. Подробная систематизация погрешностей измерительных устройств дана в [3].

Важной характеристикой ИПН, отражающей его динамические свойства, является *быстродействие* — минимальное время, затрачиваемое на одно измерение. Точность и быстродействие являются взаимосвязанными характеристиками ИПН.

Для ИПН, предназначенных для работы с сигналами произвольной формы, важным параметром является *допустимое значение коэффициента усреднения* (для ПСЗ) или *амплитуды* (для ПСКЗ) сигнала [4, 5]: $k_y = k_{yк} X_k / X$; $k_a = k_{aк} X_k / X$, где $k_{yк}$ и $k_{aк}$ — допустимые значения k_y и k_a , соответствующие конечным значениям X_k пределов измерения.

Кроме перечисленных параметров, в паспорте на прибор всегда указываются активное входное сопротивление $R_{вх}$ (для фиксированной частоты) и шунтирующая его входная емкость $C_{вх}$.

1.2. О линейности функции преобразования

Особо следует остановиться на требовании линейности функции преобразования ИПН. В настоящее время наблюдается тенденция совместно использовать аналоговые и цифровые преобразователи. Использование аналоговых измерительных преобразователей (АИП), к которым относятся и рассматриваемые ИПН, совместно с цифровыми измерительными устройствами или в составе их имеет свою специфику. Здесь, в первую очередь, следует указать на необходимость сопряжения аналоговых и цифровых преобразователей, при этом нужно решить вопросы линеаризации функции преобразования АИП в заданном диапазоне $D =$

$=X_K - X_H$ изменений входной величины X и вопросы совместимости (информационной, метрологической, конструктивной и пр.) аналоговых и цифровых преобразователей.

Рассмотрим вопросы сопряжения несколько подробнее. В прямопоказывающих АИП не требуется применять специальные средства линеаризации, так как линейная зависимость между входной (измеряемой) величиной X и показанием прибора Y обеспечивается соответствующей градуировкой шкалы прибора. Однако и здесь может возникнуть задача линеаризации, например, при совмещении нескольких шкал в комбинированных (универсальных) измерительных приборах. При работе АИП с цифровыми измерительными устройствами нелинейность аналогового преобразователя полностью входит в результирующую погрешность преобразования (измерения). В связи с этим ставится задача линеаризации функции преобразования АИП.

Вторым кругом задач, связанных с проблемой сопряжения, являются вопросы совместимости. При настоящем уровне развития техники аналого-цифрового преобразования погрешность цифровых устройств составляет десятые, сотые и тысячные доли процента. Исходя из требования метрологической совместимости точность аналоговых и цифровых преобразователей должна быть одного порядка. Это обуславливает высокие требования к точности АИП, что также вызывает необходимость применения новой более совершенной схемотехники, направленной на уменьшение погрешности АИП.

Принято подразделять методы повышения точности и линейности на следующие группы: конструкторско-технологические, структурные методы, методы вычислительной коррекции.

При конструкторско-технологических методах используется прецизионная элементная база и другие способы повышения точности и линейности (экранирование, бифилярные намотки, использование линейных элементов и пр.).

Более широкими возможностями обладают две последние группы методов. Под структурными методами повышения точности и линейности обычно понимают способы подавления влияния погрешностей и нелинейности подсистем системы на результирующую погрешность системы средствами схемотехники, т. е. организацией (синтезом) такой структуры, которая обеспечивает заданную точность и линейность.

Под вычислительными методами повышения точности и линейности понимают методы подавления влияния погрешностей и нелинейности подсистем системы на результирующую погрешность системы путем математической обработки результатов ряда измерений или ряда уравнений, связывающих параметры подсистем системы (в частности, средствами вычислительной техники), в соответствии с заданным алгоритмом, при этом набор исходных данных для математической обработки осуществляется при неизменной или перестраиваемой структуре системы.

Здесь под структурой системы (в рассматриваемом случае структурная схема) понимается состав и характер взаимодействий подсистем системы.

В настоящей работе рассматриваются структурные методы повышения точности и линейности ИПН, которые используются или могут быть использованы для построения ИПН.

1.3. Некоторые вопросы синтеза и уменьшения погрешности статизма ИПН с замкнутой структурной схемой

В измерительной технике для повышения точности и линейности широкое применение находит введение обратной связи. Повышение точности при введении отрицательной обратной связи (ООС) объясняется наличием нелинейной зависимости коэффициента передачи замкнутой системы от нестабильного параметра k_i (для ООС $k_i < 0$) [7]. Функцию преобразования можно линеаризовать, используя отрицательную, положительную (ПОС) или комбинированную (и отрицательную и положительную) обратную связь. Для преобразователей с замкнутой структурной схемой точность и линейность увеличиваются с уменьшением погрешности статизма (с увеличением глубины ООС).

Класс замкнутых электрических цепей можно расширить путем топологического преобразования, базирующегося на повороте активного трехполюс-

ника. Применительно к рассматриваемым в настоящей работе вопросам данное топологическое преобразование позволяет получить ряд новых схем ИПН, в которых осуществляется компенсация погрешности от нелинейности.

Рассмотрим обобщенную структурную схему электрических цепей, построенных на базе активного трехполюсника типа управляемого сигналом источника энергии (УИС) (рис. 1.1). Здесь УИС включен во внешнюю по отношению к нему электрическую цепь ВЭЦ. Коэффициент передачи S замкнутой ($\beta_i \neq 0$) или разомкнутой ($\beta_i = 0$) цепи на рис. 1.1 определяется выражением

$$S = \frac{Y}{X} = -\frac{\mu_i k_i}{1 - k_i \beta_i} + k_0, \quad (1.6)$$

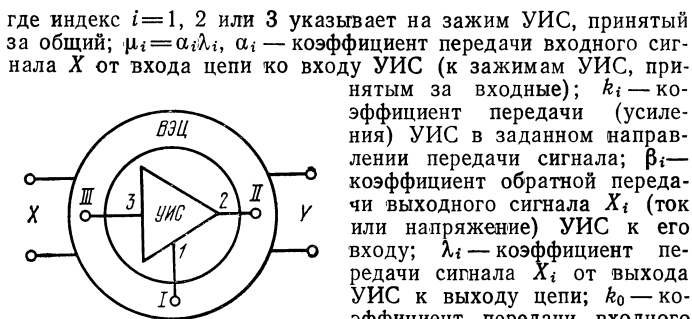


Рис. 1.1.

где индекс $i=1, 2$ или 3 указывает на зажим УИС, принятый за общий; $\mu_i = \alpha_i \lambda_i$, α_i — коэффициент передачи входного сигнала X от входа цепи ко входу УИС (к зажимам УИС, принятым за входные); k_i — коэффициент передачи (усиления) УИС в заданном направлении передачи сигнала; β_i — коэффициент обратной передачи выходного сигнала X_i (ток или напряжение) УИС к его входу; λ_i — коэффициент передачи сигнала X_i от выхода УИС к выходу цепи; k_0 — коэффициент передачи входного сигнала X через внешнюю цепь ВЭЦ к выходу цепи (в дальнейшем изложении влиянием k_0 пренебрегаем). Различность коэффициентов α_i , k_i , β_i , λ_i в формуле (1.6) определяется родом входной X и выходной Y величин цепи (напряжение, ток) и типом используемого УИС: источник напряжения, управляемый напряжением (усилитель УН или повторитель ПН напряжения); источник тока, управляемый током (усилитель УТ или повторитель ПТ тока); источник напряжения, управляемый током (усилитель сопротивления УС); источник тока, управляемый напряжением (усилитель проводимости УП). Для идеальных УН и ПН $Z_{вх i} = \infty$,

$Z_{\text{вх}i}=0$, для идеальных УТ и ПТ $Z_{\text{вх}i}=0$, $Z_{\text{вых}i}=\infty$, для УС $Z_{\text{вх}i}=0$ и $Z_{\text{вых}i}=0$, для $Z_{\text{вх}i}=\infty$ и $Z_{\text{вых}i}=\infty$.

При заданных входном X и выходном Y сигналах цепи и при идентификации активного трехполюсника с конкретным видом УИС (УН, ПН, УТ, ПТ, УС или УП) коэффициенты, входящие в формулу (1.6), можно определить с помощью табл. 1.1.

Согласно определению, обратная связь в цепи по рис. 1.1 является отрицательной, если модуль возвратной разности $|F_i|=|1-k_i\beta_i|>1$. При $|F_i|<1$ имеем положительную обратную связь. В дальнейшем для определения типа обратной связи (отрицательная или положительная) будем пользоваться величиной $a_i=1-|F_i|$. Тогда при $a_i<0$ имеем ООС, при $a_i>0$ — ПОС. При $a_i=0$ цепь разомкнута.

Очевидно, что коэффициент передачи S цепи на рис. 1.1 не зависит от выбора общего зажима УИС, относительно которого отсчитываются напряжения в цепи. При смене общего зажима меняется только наше представление о том, что мы принимаем за вход и выход УИС. Отсюда следует, что

$$= - \frac{\mu_1 k_1}{1 - k_1 \beta_1} = - \frac{\mu_2 k_2}{1 - k_2 \beta_2} = - \frac{\mu_3 k_3}{1 - k_3 \beta_3}. \quad (1.7)$$

Здесь k_1 , k_2 и k_3 — коэффициенты передачи сигнала через УИС в направлениях 312, 321 и 132 (средняя цифра обозначает общий зажим). Свойства УИС в направлениях передачи 312 ($i=1$), 321 ($i=2$) и 132 ($i=3$) различны. Например, если УИС на рис. 1.1 в направлении передачи сигнала 312 обладает свойствами инверсного УН, УТ, УС или УП с коэффициентом передачи $K_1=|k_1|\rightarrow\infty$, то в направлении 321 этот же УИС обладает свойствами неинверсного повторителя напряжения асимптотического типа с коэффициентом передачи по напряжению $k^U_2\rightarrow 1$, а в направлении 132 — свойствами неинверсного ПТ с коэффициентом передачи по току $k^I_3\rightarrow 1$ [8].

Отсюда непосредственно вытекает способ топологического преобразования электрических цепей, базирующийся на повороте активного трехполюсника (управляемого источника сигнала). Пусть имеем исходную электрическую цепь, построенную на базе инверсного УН (рис. 1.1). Входной 3, выходной 2 и общий 1 зажимы УН подключены соответственно к зажимам III, II и I внешней цепи ВЭЦ. Этот же управляемый источник сигнала в направлении передачи сигнала 321 обладает свойствами неинверсного ПН. Отсюда следует, что электрическую цепь с такими же свойствами можно построить, подключая входной, выходной и общий зажимы неинверсного

Таблица 1.1

S	УИС	$\mu_i = \alpha_i \lambda_i$	k_i	β_i
S_U	УН, ПН	$\alpha_i^U \lambda_i^U$	k_i^U	β_i^U
	УТ, ПТ	$\alpha_i^Y \lambda_i^Z$	k_i^I	β_i^I
	УС	$\alpha_i^Y \lambda_i^U$	k_i^Z	β_i^Y
	УП	$\alpha_i^U \lambda_i^Z$	k_i^Y	β_i^Z
S_I	УН, ПН	$\alpha_i^Z \lambda_i^Y$	k_i^U	β_i^U
	УТ, ПТ	$\alpha_i^I \lambda_i^I$	k_i^I	β_i^I
	УС	$\alpha_i^I \lambda_i^Y$	k_i^Z	β_i^Y
	УП	$\alpha_i^Z \lambda_i^I$	k_i^Y	β_i^Z
S_Z	УН, ПН	$\alpha_i^Z \lambda_i^U$	k_i^U	β_i^U
	УТ, ПТ	$\alpha_i^I \lambda_i^Z$	k_i^I	β_i^I
	УС	$\alpha_i^I \lambda_i^U$	k_i^Z	β_i^Y
	УП	$\alpha_i^Z \lambda_i^Z$	k_i^Y	β_i^Z
S_Y	УН, ПН	$\alpha_i^U \lambda_i^Y$	k_i^U	β_i^U
	УТ, ПТ	$\alpha_i^Y \lambda_i^I$	k_i^I	β_i^I
	УС	$\alpha_i^Y \lambda_i^Y$	k_i^Z	β_i^Y
	П	$\alpha_i^U \lambda_i^I$	k_i^Y	β_i^Z

Примечание. Безразмерные величины с надстрочными знаками „ U “ и „ I “ являются соответственно коэффициентами передачи по напряжению и току, размерные величины со знаками „ Z “ и „ Y “ — коэффициентами передачи по сопротивлению и проводимости.

ПН соответственно к точкам III, I и II этой же внешней цепи ВЭЦ. Такой же результат получаем, подключая входной, выходной и общий зажимы неинверсного ПТ соответственно к точкам I, II и III внешней цепи ВЭЦ. Аналогично можно осуществить топологическое преобразование и при наличии исходной электрической цепи, построенной на других видах УИС.

Из изложенного становится ясным смысл выражения (1.7). Первое, второе и третье равенства в (1.7) отражают различные свойства УИС в различных направлениях передачи сигнала 312, 321, 132. С другой стороны, это же выражение показывает возможность синтезировать электрические цепи с заданным свойством на базе разнотипных УИС, не изменяя конфигурации внешней цепи ВЭЦ (при изменении вида УИС меняются только точки присоединения входа и выхода УИС к ВЭЦ).

Согласно (1.7) в электрических цепях типа изображенной на рис. 1.1 при $a_i \neq 0$ одновременно существуют три замкнутых контура обратной связи. Соответственно в зависимости от знаков a_1 , a_2 и a_3 в результате рассматриваемого топологического преобразования цепи возможна смена типа обратной связи. Например, если относительно направления 312 УИС охвачен ООС, то относительно другого направления передачи сигнала он может быть охвачен ПОС. Здесь возможны следующие соотношения знаков:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign } a_1 &= -\text{sign } a_2 = -\text{sign } a_3, \\ \text{sign } a_1 &= -\text{sign } a_2 = \text{sign } a_3, \\ \text{sign } a_1 &= \text{sign } a_2 = -\text{sign } a_3, \\ \text{sign } a_1 &= \text{sign } a_2 = \text{sign } a_3 \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

(считаем, что $a_i \neq 0$). Для электрических цепей, в которых хотя бы два значения a_i имеют противоположные знаки, выполняется принцип совместности отрицательной и положительной обратных связей [8, 9]: *если управляемый источник сигнала (усилитель) охвачен отрицательной обратной связью относительно какого-либо направления передачи сигнала через УИС, то всегда имеется другое (минимум одно) направление передачи сигнала через управляемый источник, относительно которого он будет охвачен положительной обратной связью.* В частности, принцип совместности ООС и ПОС выполняется для автокомпенсационных электрических цепей (цепей с глубокой ООС), которым соответствует первое равенство в (1.8).

Найдем взаимосвязь между одноименными коэффициентами, входящими в равенства (1.7). Поставленная задача сводится к определению параметров трехполюсника при его повороте [10]. Пусть задана матрица проводимости $[Y]_1$ некоторого трехполюсника (активного или пассивного) в направлении передачи сигнала 312 (нумерация зажимов трехполюсника совпадает с нумерацией зажимов УИС на рис. 1.1):

$$[Y]_1 = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}.$$

Составим матрицы проводимости трехполюсника в направлениях 321 и 132 при заданных элементах y_{ij} матрицы $[Y]_1$:

$$[Y]_2 = \begin{bmatrix} y_{11} & -y_{11} - y_{12} \\ -y_{11} - y_{21} & y \end{bmatrix},$$

$$[Y]_3 = \begin{bmatrix} y & -y_{12} - y_{22} \\ -y_{21} - y_{22} & y_{22} \end{bmatrix},$$

где $y = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$. Отсюда можно найти коэффициенты передачи (усиления) k_i трехполюсника и его входные $Z_{вх i}$ и выходные $Z_{вых i}$ сопротивления во всех трех разрешенных направлениях передачи сигнала. В частности, коэффициенты передачи трехполюсника по напряжению в направлениях передачи 312 и 321 и 132:

$$k_1^U = -\frac{y_{21}}{y_{22}}, \quad k_2^U = \frac{y_{11} + y_{21}}{y}, \quad k_3^U = 1 + \frac{y_{21}}{y_{22}}. \quad (1.9)$$

Из (1.9) находим

$$\frac{x}{k_1^U} + \frac{1}{k_2^U} = 1 \quad \text{или} \quad k_2^U = -\frac{k_1^U}{x - k_1^U}, \quad (1.10)$$

$$k_1^U + k_3^U = 1 \quad \text{или} \quad k_3^U = 1 - k_1^U, \quad (1.11)$$

где

$$x = \frac{1 + y_{12}/y_{22}}{1 + y_{11}/y_{21}}. \quad (1.12)$$

Рассмотрим наиболее распространенный случай, когда активный трехполюсник в исходном направлении 312 обладает свойствами усилителя напряжения с большим входным $Z_{вх 1} =$

$=1/Y_{\text{вх1}}$ и малым выходным $Z_{\text{вых1}}=1/Y_{\text{вых1}}$ сопротивлениями ($k_1=k^U_1$, $\beta_1=\beta^U_1$). Для одностороннего УН с пренебрежимо малой обратной передачей $y_{11}=Y_{\text{вх1}}$, $y_{12}=0$, $y_{21}=k^U_1 Y_{\text{вых1}}$, $y_{22}=-Y_{\text{вых1}}$. Следовательно, для УН

$$\kappa = \frac{1}{1 + Z_{\text{вых1}}/k^U_1 Z_{\text{вх1}}} \approx 1, \quad k^U_2 = -\frac{k^U_1}{1 - k^U_1}$$

(приближенное равенство выполняется при $Z_{\text{вых1}} \ll k^U_1 Z_{\text{вх1}}$, что практически всегда имеет место). Нетрудно убедиться, что для пассивных цепей $\kappa \neq 1$. В частности, если ВЭЦ является пассивной и не содержит реактивных элементов, то $\kappa < 0$. Вход и выход УИС на рис. 1.1 для канала обратной передачи сигнала являются соответственно выходом и входом ВЭЦ. Отсюда следует, что для замкнутой цепи на рис. 1.1 коэффициенты передачи k_i и β_i по напряжению определяются выражениями

$$k^U_1 = k, \quad k^U_2 = -\frac{k}{1 - k}, \quad k^U_3 = 1 - k, \quad (1.13)$$

$$\beta^U_1 = \beta, \quad \beta^U_2 = 1 - \beta, \quad \beta^U_3 = -\frac{\beta}{\kappa - \beta}. \quad (1.14)$$

Здесь параметр κ определяется выражением (1.12), в котором y_{11} , y_{12} , y_{21} и y_{22} — элементы $[Y]_i$ — матрицы ВЭЦ в направлении передачи сигнала обратной связи при $i=1$.

Из графиков, построенных по формулам (1.13) и (1.14) для вещественных k и β (рис. 1.2), видно, что коэффициенты k_1 , k_2 и k_3 не могут одновременно иметь одинаковые знаки, а знаки коэффициентов β_1 , β_2 и β_3 при $\kappa < 0$ и $0 < \beta < 1$ совпадают.

Как уже отмечалось, если УИС в направлении 312 является инверсным УН ($k < 0$), то в направлении 321 он обладает свойствами неинверсного ПН. Действительно, в направлении 321

$$Z_{\text{вх2}} = (1 - k) Z_{\text{вх1}}, \quad Z_{\text{вых2}} = Z_{\text{вых1}} / (1 - k),$$

т. е. при $K=|k| \rightarrow \infty$ сопротивления $Z_{\text{вх2}} \rightarrow \infty$, $Z_{\text{вых2}} \rightarrow 0$, а коэффициент передачи $k^U_2 \rightarrow 1$. Поскольку УИС при $i=2$ является источником напряжения, управляемым напряжением, то во втором равенстве (1.7), согласно (1.13) и (1.14), следует положить $k_2=k^U_2=-k^U_1/(1-k^U_1)$ и $\beta_2=\beta^U_2=1-\beta^U_1$. Решив эти уравнения относительно k^U_1 и β^U_1 , найдем: $k^U_1=$

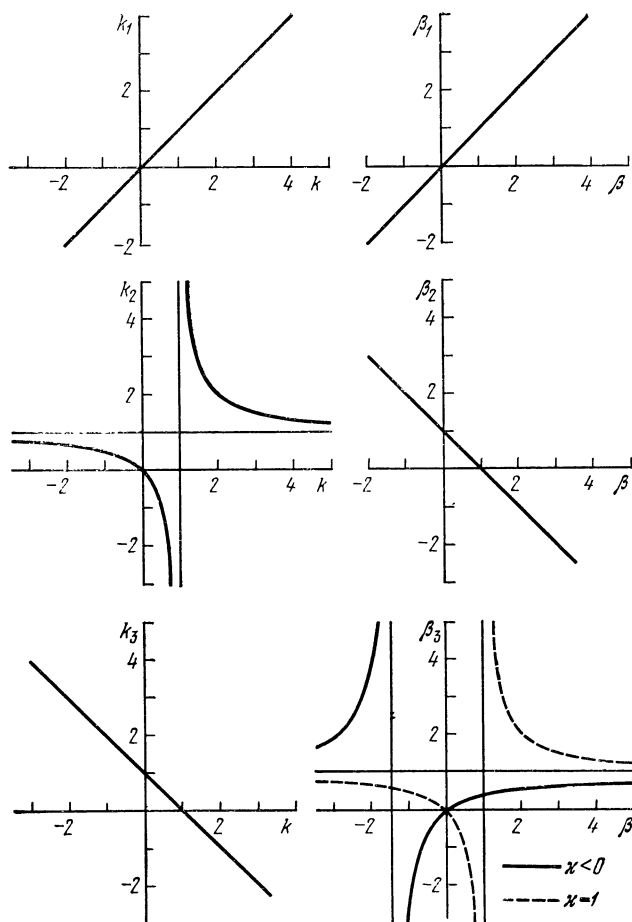


Рис. 1.2.

$= -k^U_2/(1-k^U_2)$ и $\beta^U_1 = 1 - \beta^U_2$. Подставив найденные значения k^U_1 и β^U_1 в первое равенство (1.7), получим

$$S = - \frac{\mu_1 k_1}{1 - k_1 \beta_1} = \frac{\mu_1 k_2}{1 - k_2 \beta_2} \quad (1.15)$$

($k_1 = k^U_1$, $\beta_1 = \beta^U_1$). Сравнив (1.7) и (1.15), находим, что $\mu_1 = -\mu_2$. Отсюда вытекает следующее общее свойство. Если УИС в направлениях 312 и 321 обладает свойствами источника напряжения, управляемого напряжением, то при топологическом преобразовании $312 \leftrightarrow 321$ изменяется только знак коэффициента μ_i .

Покажем, что при $k = k_1 < 0$ этот же УИС в направлении 132 обладает свойствами неинверсного ПТ. Действительно, при $K \rightarrow \infty$ входное $Z_{вх3} = (Z_{вх1} + Z_{вх23})/(1-k)$ и выходное $Z_{вых3} = Z_{вых13}(1-k)$ сопротивления УИС стремятся соответственно к нулю и бесконечности, а коэффициент передачи по току

$$k^I_3 = \frac{(1+K) Z_{вх1}}{Z_{вых1} + Z_{вх23} + (1+K) Z_{вх1}} \quad (1.16)$$

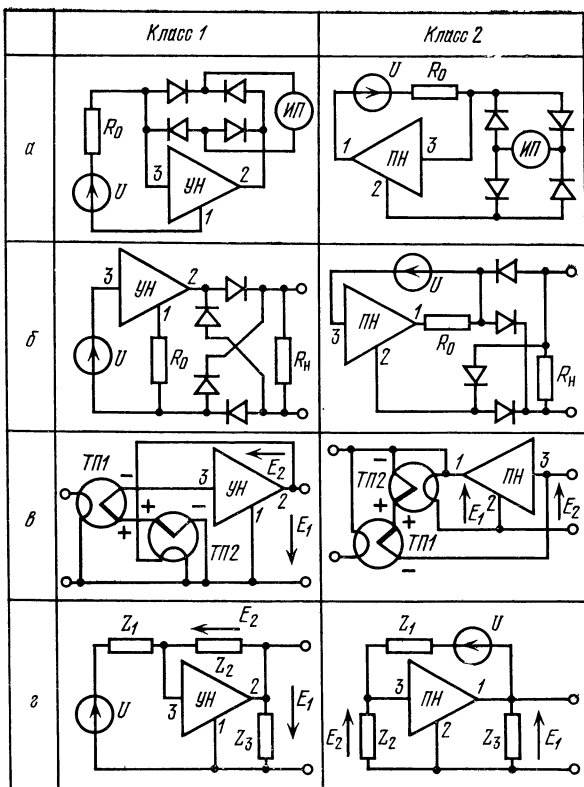
стремится к единице. Здесь $Z_{вх23}$ — входное сопротивление ВЭЦ (для УИС — нагрузка) со стороны зажимов II и III; $Z_{вх13}$ — выходное сопротивление ВЭЦ на зажимах I и III (для УИС — внутреннее сопротивление источника входного сигнала). Следовательно, в третьем равенстве (1.7) следует положить $k_3 = k^I_3$ и $\beta_3 = \beta^I_3$. Таким образом если УИС в направлении 312 обладает свойствами инверсного УН, то выражение (1.7) приводится к виду

$$\begin{aligned} S &= - \frac{\mu_1 k^U_1}{1 - k^U_1 \beta^U_1} = - \frac{\mu_2 k^U_2}{1 - k^U_2 \beta^U_2} = \\ &= - \frac{\mu_3 k^I_3}{1 - k^I_3 \beta^I_3}, \end{aligned} \quad (1.17)$$

где $\mu_1 = -\mu_2$; $k^U_2 = -k^U_1/(1 - k^U_1)$; $\beta^U_2 = 1 - \beta^U_1$.

Первое и второе равенства в (1.17) соответствуют топологическому преобразованию 312 (УН) \leftrightarrow 321 (ПН), а первое и третье равенства — топологическому преобразованию 312 (УН) \leftrightarrow 132 (ПТ).

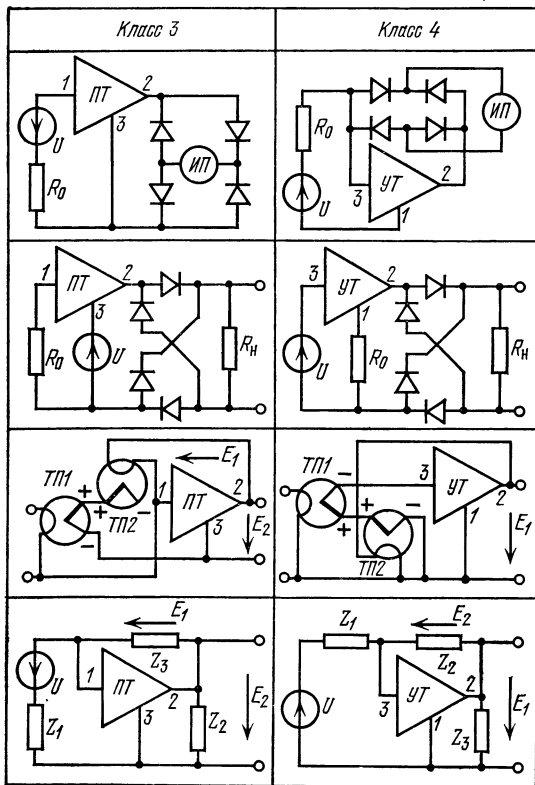
В табл. 1.2 приведены некоторые схемы электрических цепей, полученные в результате топологического преобразования



схем с ООС (класс 1). При $i=2$ в результате преобразования исходных схем приходим к замкнутым цепям с ПОС, построенных на базе неинверсных ПН (класс 2). При $i=3$ в результате топологического преобразования приходим к разомкнутым или замкнутым цепям с ПОС, построенным на базе неинверсных ПТ (класс 3).

Таким образом, топологическое преобразование, базирующееся на повороте активного трехполюсника, устанавливает **относительность** наших представлений о наличии или отсутст-

Таблица 1.2



вии обратной связи в цепи. Здесь необходимо ввести понятия «полностью и неполностью замкнутые электрические цепи». Для полностью замкнутых цепей, построенных на базе активного n -полюсника, $a_i \neq 0$ для всех $i=1, 2, \dots, n$. Если хотя бы одно из значений a_i при $i=j$ равно нулю, то имеем неполностью замкнутую электрическую цепь. При этом относительно входных и выходных зажимов активного многополюсника, соответствующих $i=j$, цепь будет разомкнутой.

В качестве примера рассмотрим схему операционного преобразователя ОП (табл. 1.2, поз. 1а), построенного на базе инверсного УН, охваченного через операторные импедансы Z_1 и Z_2 параллельной ООС по напряжению. В результате топологического преобразования исходной схемы поз. 1а приходим к схемам поз. 2а и 3а, где ПН и ПТ охвачены уже положительной обратной связью, для которых

$$\alpha_1^U = Z_2 / (Z_1 + Z_2), \quad \lambda_1^U = 1, \quad \beta_1^U = Z_1 / (Z_1 + Z_2),$$

$$\alpha_2^U = Z_2 / (Z_1 + Z_2), \quad \lambda_2^U = 1, \quad \beta_2^U = Z_2 / (Z_1 + Z_2),$$

$$\alpha_3^I = 1 / Z_1, \quad \lambda_3^I = Z_2 \parallel Z_3, \quad \beta_3^I = Z_2 / (Z_2 + Z_3)$$

(влиянием $Z_{вхi}$ и $Z_{выхi}$ пренебрегаем).

Подставив в (1.17) значения коэффициентов, получим

$$\begin{aligned} S &= \frac{E_1}{U} = \frac{K_1^U Z_2}{(1 + K_1^U) Z_1 + Z_2} = \frac{K_2^U Z_2}{Z_1 + (1 - K_2^U) Z_2} = \\ &= \frac{Z_2}{Z_1} \frac{K_3^I Z_3}{Z_3 + (1 - K_3^I) Z_2}, \end{aligned}$$

где $K_1^U = |k_1^U|$; $K_2^U = |k_2^U|$; $K_3^I = |k_3^I|$.

Отметим, что при $Z_3 = \infty$ коэффициент обратной передачи $\beta_3 = 0$, т. е. цепь поз. 3а оказывается разомкнутой. При $K^U \rightarrow \infty$ коэффициенты $k^U \rightarrow 1$, $k^I \rightarrow 1$, т. е. при достаточно большом K^U выходные напряжения $E_1 = E_2 = Z_2 U / Z_1$.

Точность и линейность функции преобразования активных ИПН, построенных по замкнутой схеме, увеличивается с уменьшением погрешности статизма (с увеличением петлевого усиления $K\beta$). Согласно (1.6) единственным средством уменьшения погрешности статизма замкнутых цепей с ООС при заданном β является увеличение коэффициента усиления K усилителя. Покажем, что при построении замкнутых цепей в соответствии с принципом усиления дуального сигнала [11] погрешность статизма можно уменьшить, либо увеличивая коэффициент усиления K , либо увеличивая входной $W_{вх}$ и уменьшая выходной $W_{вых}$ иммитансы усилителя (для УН $W = Z_{вх}$ и $W_{вх} = Z_{вх}$, для УТ $W_{вх} = 1/Z_{вх}$ и $W_{вых} = 1/Z_{вых}$, для УС $W_{вх} = 1/Z_{вх}$ и $W_{вых} = Z_{вых}$, для УП $W_{вх} = Z_{вх}$ и $W_{вых} =$

$=1/Z_{\text{вх}}$). При построении замкнутой цепи в соответствии с принципом усиления дуального сигнала тип усилителя, на котором построена замкнутая цепь, должен быть дуальным по отношению к виду цепи (потенциальная, токовая, импедансная, адмитансная). По отношению к потенциальным ($S=S_U$), токовым ($S=S_I$), импедансным ($S=S_Z$) и адмитансным ($S=S_Y$) цепям дуальными являются соответственно усилители (повторители) тока, напряжения, проводимости и сопротивления.

Рассмотрим указанную возможность на примере потенциальных цепей (наиболее распространенный в практике случай). Пусть в замкнутой потенциальной цепи на рис. 1.1 УИС представляет собой усилитель напряжения (тип усилителя соответствует виду цепи). Коэффициенты усиления по напряжению K^U , току K^I , сопротивлению K^Z и проводимости K^Y конкретного усилителя связаны известной зависимостью [12]: $K^U = Z_{\text{вых}} K^I / Z_{\text{вх}} = K^Z / Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вых}} K^Y$. Подставив в (1.6) вместо k его значение $k = -K^U = -Z_{\text{вых}} K^I / Z_{\text{вх}}$, можем записать

$$S_U = \frac{\mu^U K^U}{1 + K^U \beta^U} = \frac{\mu^U}{\beta^U + Z_{\text{вх}} / Z_{\text{вых}} K^I}. \quad (1.18)$$

Согласно (1.18) при замене усилителя напряжения в цепи на рис. 1.1 на усилитель тока коэффициент передачи цепи

$$S_U = \frac{\mu^U}{\beta^U + Z_{\text{вх}} / Z_{\text{вых}} K^I} = \frac{\mu^I K^I}{1 + K^I \beta^I}. \quad (1.19)$$

В выражении (1.19) коэффициенты μ^U и β^U имеют тот же смысл, что и в равенстве (1.18), т. е. являются соответствующими коэффициентами передачи по напряжению цепи, внешней по отношению к усилителю, а произведение $K^I \beta^I$ — петлевое усиление по току. Согласно (1.18) и (1.19) при $K^U, K^I \rightarrow \infty$ коэффициент передачи

$$S_U \rightarrow \mu^U / \beta^U = \mu^I / \beta^I.$$

С другой стороны, согласно первому уравнению (1.19), неравенство

$$Z_{\text{вх}} / Z_{\text{вых}} K^I \ll \beta^U \quad (Z_{\text{вх}} / Z_{\text{вых}} K^I \beta^U \ll 1)$$

усиливается с уменьшением входного $Z_{\text{вх}}$ и увеличением выходного $Z_{\text{вых}}$ сопротивлений УТ, что соответствует увеличению петлевого усиления (увеличению β^I). В предельном слу-

чае при $Z_{вх}=0$ и $Z_{вых}=\infty$ (усилитель тока является идеальным) погрешность статизма

$$\Delta = Z_{вх}/Z_{вых} K^I \beta^U = 1/K^I \beta^I$$

минимальна, но не равна нулю. Это объясняется тем, что в реальных цепях коэффициент обратной связи β зависит также от входного и выходного сопротивлений усилителя. В обоих случаях максимальное петлевое усиление $K\beta$ цепей на рис. 1.1 ограничено условием устойчивости замкнутой системы.

В табл. 1.2 приведены некоторые схемы преобразователей, построенных в соответствии с принципом усиления дуального сигнала (класс 4). Для потенциальных операционных преобразователей, построенных на базе УН (поз. 1 з) и УТ (поз. 4 з), входящие в формулы (1.18) и (1.19) коэффициенты при незначительном влиянии входных и выходных сопротивлений усилителей и при $Z_3=\infty$ определяются выражениями:

$$\alpha^U = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad \lambda^U = 1, \quad \beta^U = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2},$$

$$\alpha^V = \frac{1}{Z_1}, \quad \lambda^Z = Z_2, \quad \beta^I = 1$$

(у нас $\mu^U = \alpha^U \lambda^U$ и $\mu^I = \alpha^I \lambda^I$). Коэффициенты передачи ОП поз. 1 з и 4 з с учетом входных и выходных сопротивлений усилителей определяются выражением: $S_U = Z_2(1+\gamma)/Z_1$, в котором при $Z_3=\infty$

$$\gamma_U = \frac{1 - Z_{вых}/K^U Z_2}{1 + \frac{1}{K^U} \left(1 + \frac{Z_2 + Z_{вых}}{Z_1 \parallel Z_{вх}} \right)} - 1, \quad (1.20)$$

$$\gamma_I = \frac{1 - Z_{вх}/K^I Z_2}{1 + \frac{1}{K^I} \left(1 + \frac{Z_{вх}}{Z_1} + \frac{Z_2 + Z_{вх}}{Z_{вых}} + \frac{Z_{вх} Z_2}{Z_{вых} Z_1} \right)} - 1. \quad (1.21)$$

При $W_{вх}=\infty$ и $W_{вых}=0$ (при $Z_{вх}=\infty$, $Z_{вых}=0$ для УН и $Z_{вх}=0$, $Z_{вых}=\infty$ для УТ) согласно (1.20) и (1.21) получим

$$\gamma_U = -\frac{1}{1 + K^U} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}, \quad \gamma_I = -\frac{1}{1 + K^I}.$$

Приведенный пример наглядно показывает, что при всех прочих равных условиях погрешность статизма замкнутых цепей, построенных в соответствии с принципом усиления дуаль-

ного сигнала, меньше погрешности статизма замкнутых цепей, в которых тип усилителя соответствует виду цепи, т. е. $|\gamma_I| < |\gamma_U|$. В предельном случае погрешность замкнутой цепи, построенной в соответствии с принципом усиления дуального сигнала, можно свести к погрешности статизма повторителя сигнала асимптотического типа, для которого $S = K/(1+K) = 1 + \gamma \rightarrow 1$ при $K \rightarrow \infty$, где $\gamma = -1/(1+K)$, увеличивая входной $W_{вх}$ и уменьшая выходной $W_{вых}$ иммитансы усилителя.

При достаточно большом входном и малом выходном иммитансах усилителя погрешность статизма замкнутых цепей, построенных в соответствии с принципом усиления дуального сигнала, практически не зависит от параметров цепи, внешней по отношению к усилителю. Это является ценным свойством замкнутых цепей с ООС, построенных в соответствии с принципом усиления дуального сигнала. Например, в некоторых случаях переключение пределов преобразования (измерения) в активных ИПН осуществляется изменением коэффициента передачи цепи ООС. При этом для потенциальных ИПН, построенных на базе УТ, градуировка функции преобразования (шкалы измерительного механизма) не будет нарушаться. Сопутствующим полезным эффектом здесь является линеаризация функции преобразования не только за счет введения ООС, но и за счет работы выпрямительных диодов в режиме заданного тока. Это позволяет свести погрешность из-за нелинейности к допустимым нормам при значительно меньшем петлевом усилении (по сравнению с ИПН, построенным на базе усилителя напряжения).

Преобразование электрических цепей, базирующееся на повороте активного трехполюсника, открывает широкие возможности для топологического синтеза новых электрических цепей. Предложенное топологическое преобразование является инвариантным относительно ряда параметров цепи (коэффициент передачи и др.). Это преобразование устанавливает общую закономерность в классе потенциально устойчивых (в частности, автокомпенсационных) цепей, сформулированную в [8, 9] в виде принципа совместности отрицательной и положительной обратных связей, который показывает принципиальную возможность синтеза замкнутых электрических цепей с заданным свойством

средствами как отрицательной, так и положительной обратной связи. Практическим аспектом топологического преобразования, базирующегося на повороте активного трехполюсника, является смена активной элементной базы (например, вместо УН с большим усилением используется ПН или ПТ). При этом, указав в полученной таким образом схеме тип усилителя (УН, ПН, ПТ и др.), мы тем самым однозначно определили зажимы управляемого источника, принятые за входные и выходные, и при практической реализации схемы оперируем соответствующим типом обратной связи, системой параметров и элементной базой.

Рассмотренное топологическое преобразование позволяет изменить и средства обеспечения заданного качества. Например, для цепей с ООС (класс 1 в табл. 1.2) средством обеспечения заданного качества (для ИПН компенсация погрешности из-за нелинейности) является повышение коэффициента усиления УН, максимальное значение которого ограничено условием устойчивости замкнутой системы. Для цепей с ПОС, построенных на базе ПН (класс 2 в табл. 1.2), средством обеспечения заданного качества является приближение коэффициента передачи ПН к единице и повышение его стабильности. Для цепей, построенных на базе ПТ (класс 3 в табл. 1.2), средством обеспечения заданного качества является уменьшение входного и увеличение выходного сопротивления ПТ, влияние которых дополнительно можно скомпенсировать, подключая ко входу и выходу ПТ конверторы импеданса.

Дальнейшее повышение качества замкнутых цепей с ООС возможно при построении цепи в соответствии с принципом усиления дуального сигнала (класс 4 в табл. 1.2).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ ПО УРОВНЮ СРЕДНЕВЫПРЯМЛЕННОГО ЗНАЧЕНИЯ

Преобразователи средневывпрямленных значений можно разделить на ПСЗ с неуправляемыми и управляемыми выпрямительными преобразователями. Обе группы ПСЗ строятся по схемам однополупериодного или двухполупериодного выпрямления. В однополупериодных ПСЗ в формировании выходного сигнала участвуют либо отрицательные, либо положительные полуволны входного сигнала, в двухполупериодных ПСЗ — обе (и положительная, и отрицательная) полуволны.

При использовании однополупериодных ПСЗ информация об уровне средневывпрямленного значения сигнала не теряется. Но двухполупериодные ПСЗ имеют по сравнению с однополупериодными удвоенную частоту пульсаций первой гармоники

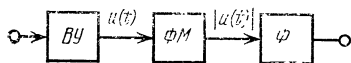


Рис. 2.1.

выпрямленного напряжения, что является преимуществом. На рис. 2.1 представлена структурная схема двухполупериодных ПСЗ, в которой входное устройство ВУ обычно представляет собой делитель напряжения, формирователь модуля ФМ входного (измеряемого) сигнала $x(t)$ формирует абсолютное значение $|x(t)|$, усредняющий фильтр Ф (преобразователь по уровню среднего значения) выделяет из пульсирующего выпрямленного напряжения постоянную составляющую. Далее будем

различать пассивные (без применения усилительных схемных элементов) и активные ПСЗ.

2.1. Пассивные преобразователи средневывпрямленных значений

Пассивные ПСЗ являются наиболее простыми по схемной реализации. Они обладают рядом недостатков (малый допустимый диапазон изменения входного напряжения, в пределах которого функция преобразования имеет линейный характер, низкая точность и стабильность, нарушение градуировки при смене выпрямительных диодов, при использовании полупроводниковых выпрямительных диодов — температурная погрешность). Тем не менее их широко применяют там, где не предъявляются высокие требования к точности и линейности (электронные вольтметры, комбинированные измерительные приборы — вольт-амперометры и пр.)

ПСЗ с неуправляемыми выпрямительными преобразователями. Пассивные ПСЗ с неуправляемыми преобразователями (ВП) рассмотрены в ряде работ (см., например, [6, 13, 14]). Для изучения

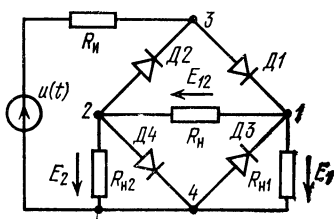


Рис. 2.2.

их свойств и выявления влияния нелинейности и нестабильности выпрямительных диодов на результирующую погрешность рассмотрим обобщенную схему рис. 2.2. Если выходной сигнал $u_{12}(t)$ снимается между точками 1 и 2, то при $R_{H1} = R_{H2} = \infty$ двухполупериодный выпрямительный мост (формирователь модуля)

представляет собой схему Греча (рис. 2.3,б). Если выходной сигнал $u_1(t)$ (или $u_2(t)$)

снимается с нагрузки R_{H1} (или R_{H2}), то двухполупериодный выпрямитель вырождается в однополупериодный. При работе такого однополупериодного выпрямителя ($R_H = \infty$) в режиме заданного напряжения ($R_H = 0$) постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$E_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) dt = \frac{U_{св}}{2} \left(\frac{1}{1 + \kappa^+} - \frac{1}{1 + \kappa^-} \right) = \frac{U(1 + \gamma)}{2k_\Phi}, \quad (2.1)$$

где

$$\gamma = \frac{1}{1 + \kappa^+} - \frac{1}{1 + \kappa^-} - 1 \approx -\kappa^+ - \frac{1}{\kappa^-}, \quad (2.2)$$

$$\kappa^+ = R_{пр1} / (R_{обр3} \parallel R_{H1}), \quad \kappa^- = R_{обр1} / (R_{пр3} \parallel R_{H1}); \quad (2.3)$$

$U_{св}$ и U — соответственно средневывпрямленное и среднеквадратическое значения входного напряжения $u(t)$; $R_{прi}$ и $R_{обрi}$ — соответственно прямые и обратные сопротивления диодов ($i=1-4$). Параметры $\kappa^+ \ll 1$ и $\kappa^- \gg 1$ характеризуют выпрямительные свойства ПСЗ. Согласно (2.2) и (2.3) погреш-

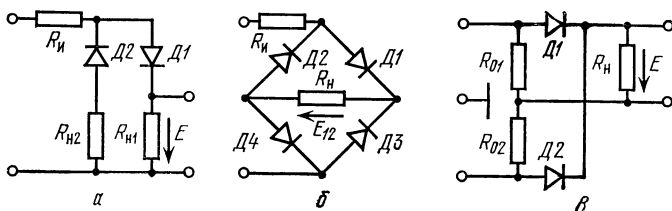


Рис. 2.3.

ность ПСЗ определяется нелинейностью, нестабильностью и зависимостью от температуры прямых и обратных сопротивлений диодов $D1$ и $D3$ (при ра-

боте однополупериодного выпрямителя в режиме заданного напряжения его функция преобразования не зависит от сопротивлений диодов $D2$ и $D4$). При $R_{\text{пр}3} \ll R_{\text{н}1} \ll R_{\text{обр}3}$ погрешность ПСЗ $\gamma \approx -\kappa^+ = -R_{\text{пр}1}/R_{\text{н}1}$ будет зависеть от нелинейности и неустойчивости только прямого сопротивления $R_{\text{пр}1}$ диода $D1$. Влияние $R_{\text{пр}1}$ уменьшается с увеличением нагрузки $R_{\text{н}1}$. При $R_{\text{н}1} \rightarrow \infty$ погрешность γ стремится к своему минимальному значению:

$$\gamma = -\frac{R_{\text{пр}1}}{R_{\text{обр}3}} - \frac{R_{\text{пр}3}}{R_{\text{обр}1}} \approx -\frac{2R_{\text{пр}}}{R_{\text{обр}}}. \quad (2.4)$$

Второе равенство в (2.4) выполняется при $R_{\text{пр}1} = R_{\text{пр}3} = R_{\text{пр}}$, $R_{\text{обр}1} = R_{\text{обр}3} = R_{\text{обр}}$. При отсутствии диодов $D3$, $D4$ и $R_{\text{н}} = \infty$ приходим к схеме ПСЗ на рис. 2.3,а, рассмотренной в [6].

При работе двухполупериодного выпрямителя на рис. 2.3,б ($R_{\text{н}1} = R_{\text{н}2} = \infty$) в режиме заданного напряжения ($R_{\text{н}} = 0$):

$$\begin{aligned} E_{12} &= E_1 - E_2 = \frac{U_{\text{св}}}{2} \times \\ &\times \left[\frac{1 - R_{\text{пр}1}R_{\text{пр}4}/R_{\text{обр}2}R_{\text{обр}3}}{\left(1 + \frac{R_{\text{пр}1}}{R_{\text{обр}3}}\right)\left(1 + \frac{R_{\text{пр}4}}{R_{\text{обр}2}}\right) + \frac{1}{R_{\text{н}}}\left(R_{\text{пр}1} + R_{\text{пр}4} + \frac{R_{\text{пр}1}R_{\text{пр}4}}{R_{\text{обр}2} \parallel R_{\text{обр}3}}\right)} + \right. \\ &+ \left. \frac{1 - R_{\text{пр}2}R_{\text{пр}3}/R_{\text{обр}1}R_{\text{обр}4}}{\left(1 + \frac{R_{\text{пр}2}}{R_{\text{обр}4}}\right)\left(1 + \frac{R_{\text{пр}3}}{R_{\text{обр}1}}\right) + \frac{1}{R_{\text{н}}}\left(R_{\text{пр}2} + R_{\text{пр}3} + \frac{R_{\text{пр}2}R_{\text{пр}3}}{R_{\text{обр}1} \parallel R_{\text{обр}4}}\right)} \right] = \\ &= \frac{U(1 + \gamma)}{k_{\Phi}}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} \text{где} \quad \gamma &\approx -\frac{1}{2} \left(\frac{R_{\text{пр}1}}{R_{\text{обр}3} \parallel R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{пр}2}}{R_{\text{обр}4} \parallel R_{\text{н}}} + \right. \\ &+ \left. \frac{R_{\text{пр}3}}{R_{\text{обр}1} \parallel R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{пр}4}}{R_{\text{обр}2} \parallel R_{\text{н}}} \right) \approx -\frac{2R_{\text{пр}}}{R_{\text{обр}} \parallel R_{\text{н}}}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Последнее равенство выполняется при $R_{\text{пр}1}=R_{\text{пр}2}=R_{\text{пр}3}=R_{\text{пр}4}=R_{\text{пр}}$ и $R_{\text{обр}1}=R_{\text{обр}2}=R_{\text{обр}3}=R_{\text{обр}4}=R_{\text{обр}}$. Таким образом, с точки зрения влияния диодов на погрешность ПСЗ простые схемы однополупериодных и двухполупериодных выпрямителей равноценны. Схемами на рис. 2.2 и 2.3 исчерпываются все известные к настоящему времени простые пассивные ПСЗ.

Рассмотрим работу ПСЗ на рис. 2.2 в режиме заданного тока. При отсутствии диодов $D3$ и $D4$ и при $R_{\text{н}}=\infty$, $R_{\text{и}}\rightarrow\infty$ приходим к ПСЗ на рис. 2.3,а, для которого

$$E = \frac{R_{\text{н}1}U}{2k_{\text{ф}}R_{\text{и}}} (1 + \gamma), \quad (2.7)$$

где

$$\gamma = \left(1 + \frac{R_{\text{пр}1} + R_{\text{н}1}}{R_{\text{обр}2} + R_{\text{н}2}} + \frac{R_{\text{пр}1} + R_{\text{н}1}}{R_{\text{и}}}\right)^{-1} - \left(1 + \frac{R_{\text{обр}1} + R_{\text{н}1}}{R_{\text{пр}2} + R_{\text{н}2}} + \frac{R_{\text{обр}1} + R_{\text{н}1}}{R_{\text{и}}}\right)^{-1} - 1. \quad (2.8)$$

При бесконечно больших обратных сопротивлениях согласно (2.8) погрешность $\gamma \approx -(R_{\text{пр}1} + R_{\text{н}1})/R_{\text{и}}$. При достаточно больших $R_{\text{и}}$ выражение (2.8) можно упростить:

$$\gamma = -\frac{R_{\text{пр}1} + R_{\text{н}1}}{R_{\text{обр}2} + R_{\text{н}2}} - \frac{R_{\text{пр}2} + R_{\text{н}2}}{R_{\text{обр}1} + R_{\text{н}1}} \approx -2 \frac{R_{\text{пр}} + R_{\text{н}1}}{R_{\text{обр}} + R_{\text{н}1}}. \quad (2.9)$$

Последнее равенство в (2.9) выполняется при $R_{\text{пр}1}=R_{\text{пр}2}=R_{\text{пр}}$, $R_{\text{обр}1}=R_{\text{обр}2}=R_{\text{обр}}$ и $R_{\text{н}1}=R_{\text{н}2}$.

Таким образом, при работе ПСЗ в режиме заданного тока погрешность из-за нелинейности меньше аналогичной погрешности в режиме заданного напряжения. При $R_{\text{обр}1}=R_{\text{обр}2}=R_{\text{и}}=\infty$ погрешность

$\gamma=0$, но при этом также $E=0$, т. е. повышение линейности здесь сопровождается потерей чувствительности.

Для уменьшения температурной погрешности пассивных ПСЗ можно использовать эффект взаимокompенсации составляющих температурной погрешности, обусловленных изменением прямых и обратных сопротивлений полупроводниковых диодов. Сущность этого эффекта сводится к следующему [15, 16]. С увеличением температуры окружающей среды пря-

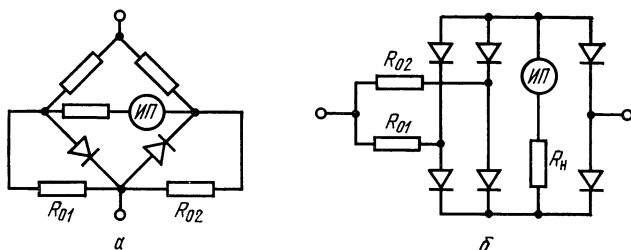


Рис. 2.4.

мые и обратные сопротивления диодов уменьшаются. В результате увеличивается падение напряжения на добавочном сопротивлении R_H и возрастает шунтирующее действие закрытых диодов. Но, с другой стороны, увеличивается и приращение тока через нагрузку, обусловленное уменьшением прямых сопротивлений диодов. Если преобладает влияние уменьшения прямых сопротивлений диодов, то температурная погрешность ПСЗ будет положительной. Если преобладает влияние увеличения падения напряжения на R_H и шунтирующего действия обратных сопротивлений диодов, то температурная погрешность будет отрицательной. Выбирая R_H и R_H из условия взаимокompенсации, можно уменьшить температурную погрешность двухполупериодного ПСЗ на рис. 2.3,б.

На рис. 2.4 [16, 17] представлены другие варианты схем ПСЗ со взаимокompенсацией составляющих температурной погрешности. Для ПСЗ на рис. 2.4,а сопротивления резисторов R_{01} и R_{02} выбирают из условия взаимокompенсации влияния изменений прямых и обратных сопротивлений выпрямительных

диодов. Для ПСЗ на рис. 2.4,б сопротивления резисторов R_{01} и R_{02} выбирают таким образом, чтобы изменения сопротивлений диодов в каждой из параллельных ветвей под воздействием температуры имели противоположные знаки.

Рассмотрим следующие способы линеаризации функции преобразования пассивных ПСЗ:

- способ введения режима заданного тока;
- способ аддитивной коррекции нелинейности;
- способ параметрической компенсации нелинейности;
- способ улучшения ключевых свойств выпрямительной цепи;
- способ смещения рабочей точки на линейный участок вольт-амперной характеристики диодов.

При использовании только пассивной элементной базы режим заданного тока можно реализовать, включая последовательно выпрямительному преобразователю дополнительный резистор $R_{\text{и}}$ с большим сопротивлением, как это показано, в частности, на рис. 2.2 и 2.3 [18]. Использование данного способа сопровождается потерей чувствительности пассивных ПСЗ.

Способ аддитивной коррекции рассмотрим на примере схем на рис. 2.5 [19, 20]. Номинальное значение коэффициента передачи ПСЗ по мгновенным значениям $\beta = \beta^+ - \beta^-$, где $\beta^+ = 1/2$ и $\beta^- = 1/3$ — соответственно коэффициенты передачи ПСЗ на рис. 2.5,а для положительных и отрицательных полуволн входного сигнала. Подбирая диоды с идентичными характеристиками в прямом направлении, погрешность из-за нелинейности можно снизить до десятых долей процента в диапазоне напряжений от 0,1 В и выше. Аналогичными свойствами обладает ПСЗ на рис. 2.5,б [20].

Способ параметрической компенсации нелинейности [21] пассивных ПСЗ в различных модифи-

кациях базируется на реализации метода взаимобратных преобразований. Здесь в принципе возможна линеаризация функции преобразования без потери чувствительности, что для пассивных схем является преимуществом. Рассмотрим некоторые схемы ПСЗ с параметрической компенсацией не-

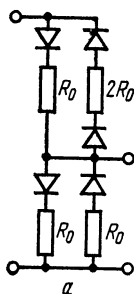


Рис. 2.5.

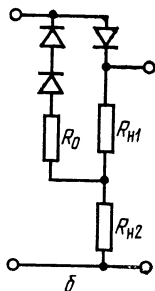
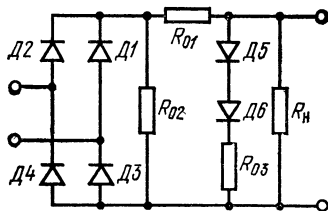


Рис. 2.6.



линейности [6, 22—24]. Первые предложения были направлены на линеаризацию функции преобразования выпрямительных преобразователей, собранных по схеме Грца (рис. 2.6). Здесь при уменьшении прямых сопротивлений диодов, вызванном изменением уровня входного сигнала или повышением температуры окружающего воздуха, ток, протекающий через резистор R_{01} , увеличивается. Но поскольку при уменьшении прямых сопротивлений линеаризирующих диодов $Д5$ и $Д6$ протекающий через них ток также увеличивается, то в результате имеем перераспределение токов между параллельными ветвями $Д5—Д6—R_{03}$ и R_H , обуславливающее линеаризацию функции преобразования ПСЗ.

Аналогичный принцип линейризации заложен в схемах ПСЗ на рис. 2.7 и 2.8. В схеме на рис. 2.7 для совмещения шкал измерительного прибора для постоянного и переменного напряжения введен

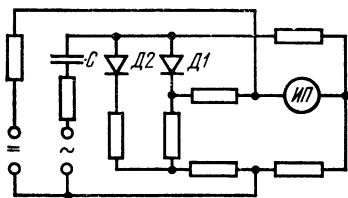


Рис. 2.7.

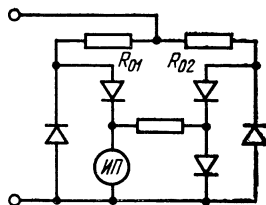


Рис. 2.8.

линеаризирующий диод $D2$. Здесь при изменении сопротивлений диодов перераспределяются токи, протекающие через детектирующий $D1$ и линеаризирующий $D2$ диоды, что и обуславливает эффект линеаризации шкалы переменного напряжения.

В рассмотренных способах влияние нелинейности и нестабильности выпрямительных диодов компенсировалось средствами аналоговой нелинейной техники. Возможен и другой подход. Влияние нестабильности и нелинейности выпрямительных диодов можно уменьшить, приближая свойства выпрямительного преобразователя к свойствам идеального ключевого элемента

(при одной полярности сигнала проводимость выпрямительной цепи равна бесконечности, при дру-

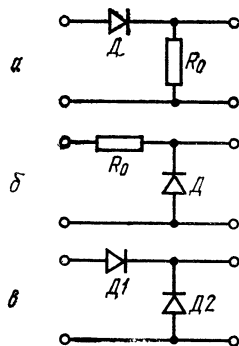


Рис. 2.9.

гой — нулю). На рис. 2.9 приведены схемы ПСЗ с последовательным, параллельным и последовательно-параллельным включением ключевых элементов (диодов), для которых постоянная составляющая выходного напряжения определяется выражением (2.1), где

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{1}{1 + R_{\text{пр}}/R_0} - \frac{R_0}{R_{\text{обр}}} \frac{1}{1 + R_0/R_{\text{обр}}} - 1 \approx \\ &\approx -\frac{R_{\text{пр}}}{R_0} - \frac{R_0}{R_{\text{обр}}},\end{aligned}\quad (2.10a)$$

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{1}{1 + R_0/R_{\text{обр}}} - \frac{R_{\text{пр}}}{R_0} \frac{1}{1 + R_{\text{пр}}/R_0} - 1 \approx \\ &\approx -\frac{R_{\text{пр}}}{R_0} - \frac{R_0}{R_{\text{обр}}},\end{aligned}\quad (2.10б)$$

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{1}{1 + R_{\text{пр1}}/R_{\text{обр2}}} - \frac{R_{\text{пр2}}}{R_{\text{обр1}}} \frac{1}{1 + R_{\text{пр2}}/R_{\text{обр1}}} - 1 \approx \\ &\approx -\frac{R_{\text{пр1}}}{R_{\text{обр2}}} - \frac{R_{\text{пр2}}}{R_{\text{обр1}}}.\end{aligned}\quad (2.10в)$$

Для схемы на рис. 2.9, а, б погрешность γ минимальна при $R_0 = \sqrt{R_{\text{пр}} R_{\text{обр}}}$ и равна нулю при идеальных ключевых элементах ($R_{\text{пр}}=0$, $R_{\text{обр}}=\infty$). Из-за нелинейности $R_{\text{пр}}$ и $R_{\text{обр}}$ условие минимизации погрешности выполняется только для одной точки диапазона. Для схемы на рис. 2.9, в погрешность равна нулю при $R_{\text{пр1}}=R_{\text{пр2}}=0$ или $R_{\text{обр1}}=R_{\text{обр2}}=\infty$.

Ключевые свойства ПСЗ, построенных на неуправляемых выпрямителях, можно улучшить как конструкторско-технологическими методами (выбор диодов с большим коэффициентом выпрямления $R_{\text{обр}}/R_{\text{пр}} \gg 1$), так и структурными. Здесь нас интересует последняя указанная возможность.

Рассмотрим схему ПСЗ на рис. 2.10, а [6]. При отсутствии нагрузки R_H и $R_{01} + R_{D1} = R_{02} + R_{D2}$ эффект детектирования отсутствует. Здесь R_{D1} , R_{D2} — текущие сопротивления диодов (прямые и обратные). При включении нагрузки цепь будет обладать уже выпрямительным эффектом, который про-

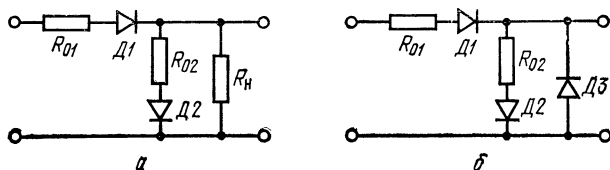


Рис. 2.10.

является в наибольшей степени при выполнении условия $R_{01} + R_{обp1} \gg R_H \gg R_{02} + R_{пр2}$. Но с уменьшением уровня сигнала указанное неравенство ослабляется. При достаточно малом сигнале $R_H < R_{02} + R_{пр2}$. При включении вместо резистора нагрузки диода $D3$, как это показано на рис. 2.10, б, ключевые свойства цепи резко улучшаются и соответственно расширяется линейный участок характеристики в сторону малых сигналов.

Очевидным способом повышения линейности является смещение рабочей точки на линейный участок вольт-амперной характеристики выпрямительных диодов. При отсутствии входного сигнала из-за наличия смещающего напряжения сигнал на выходе ПСЗ не равен нулю. Поэтому здесь необходим источник компенсирующего напряжения, который включается со стороны выхода устройства.

ПСЗ на рис. 2.11 [26] собран по схеме рис. 2.10, а на блоке интегральных кремниевых диодов ТС-36, который обеспечивает высокую идентичность выпрямительных диодов $D1$ и $D4$ и практически одинаковую температуру окружающей среды. Поскольку рабочая точка выпрямительных диодов сме-

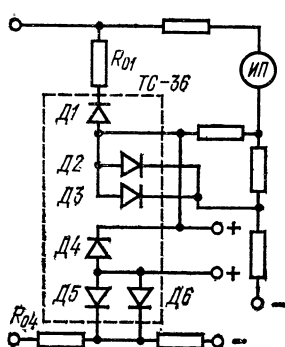


Рис. 2.11.

ды. По данным работы [26], погрешность не превышала 0,1% при входных напряжениях от 0,4 до 4 В в частотном диапазоне до 20 кГц. Температурная погрешность составляет 0,1% на каждые 10°C.

При любом способе линеаризации функции преобразования пассивных ПСЗ с неуправляемыми выпрямителями одновременно уменьшаются температурная погрешность и погрешность, обусловленная нестабильностью диодов (временное старение и пр.). Это объясняется тем, что рассмотренные способы направлены на уменьшение влияния изменения сопротивлений диодов независимо от причин, вызывающих это изменение.

В пассивных ПСЗ с неуправляемыми выпрямителями диапазон преобразуемых напряжений, в пределах которого погрешность от нелинейности не превышает 0,1—1%, в лучшем случае начинается с сотен милливольт.

ПСЗ с управляемыми выпрямительными преобразователями. Способ улучшения ключевых свойств выпрямительной цепи находит свое естественное развитие в ПСЗ с управляемыми выпрямительными

щена в прямом направлении, условие $R_{01} + R_{обр1} \gg R_n \gg R_{04} + R_{пр4}$ обеспечивается в более широком диапазоне изменений входных напряжений. Для компенсации начального выходного напряжения в цепь измерительного прибора включен источник компенсирующего напряжения. Диоды D2, D3, D5 и D6 используются в качестве параметрических стабилизаторов, компенсирующих изменения смещающего и компенсирующего напряжений, обусловленных их нестабильностью и влиянием изменений температуры окружающей среды.

преобразователями. Обобщенная структурная схема ПСЗ с управляемым выпрямительным преобразователем (УВП) представлена на рис. 2.12, а. Здесь ВУ — входное устройство, Ф — усредняющий фильтр, У — усилитель (в пассивных ПСЗ отсутствует), УВ — управляемый выпрямитель, ФУС —

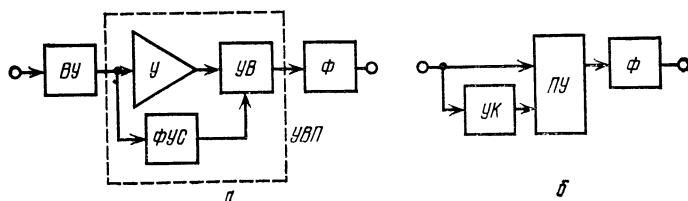


Рис. 2.12.

формирователь управляющего сигнала. Работа УВП осуществляется в соответствии с алгоритмами:

$$y_{12}(t) = x(t) \operatorname{sign} x(t) = |x(t)| \quad (2.11)$$

при двухполупериодном выпрямлении или

$$y_1(t) = 0,5 [x(t) \operatorname{sign} x(t) + x(t)] = 0,5 [|x(t)| + x(t)], \quad (2.12a)$$

$$y_2(t) = 0,5 [x(t) - x(t) \operatorname{sign} x(t)] = 0,5 [x(t) - |x(t)|] \quad (2.12б)$$

при однополупериодном выпрямлении, где $y_{12}(t) = y_1(t) - y_2(t)$.

Согласно (2.11) УВП можно рассматривать как устройство, осуществляющее перемножение входного $x(t)$ и управляющего (клипированного) $\operatorname{sign} x(t)$ сигналов, что иллюстрируется структур-

ной схемой на рис. 2.12,б, в которой УК — устройство клиппирования сигнала (например, двусторонний усилитель-ограничитель), ПУ — переменное устройство.

Специфической погрешностью ПСЗ с УВП является погрешность

$$\gamma = \sin 2\pi\Delta\tau/T \approx 2\pi\Delta\tau/T \quad (2.13)$$

из-за несинхронного открывания и закрывания ключей, обусловленная задержкой или опережением $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2$ управляющего сигнала относительно измеряемого напряжения. Здесь τ_1 и τ_2 — время задержки сигнала в прямом и управляющем каналах ПСЗ, T — период измеряемого сигнала. Выражение (2.13) справедливо при синусоидальном измеряемом сигнале.

Погрешность из-за несинхронности можно уменьшить, выравнивая постоянные времени τ_1 и τ_2 . Для этого в прямой или управляющий канал необходимо ввести корректирующее звено задержки, например интегрирующую или дифференцирующую RC -цепь.

Для построения управляемых ВП используют пассивные нелинейные элементы, обладающие детектирующим эффектом (в частности, полупроводниковые и вакуумные диоды), и усилительные элементы (униполярные и биполярные транзисторы, электронные лампы). В пассивных ПСЗ при использовании в качестве ВП усилительных элементов измеряемый сигнал подается непосредственно на его зажимы. При этом отсутствуют специальные источники сигнала.

При использовании транзистора в качестве ключевого (выпрямительного) элемента возможны два режима работы. При работе в первом режиме эмиттерный и коллекторный переходы транзистора

В соответствии с полярностью измеряемого сигнала синхронно переключаются в открытое или закрытое состояние. Здесь используются только ключевые свойства транзистора.

При втором режиме эмиттерный и коллекторный переходы в соответствии с полярностью измеряемого сигнала одновременно переключаются в противоположные (открытое и закрытое) состояния. При этом в рабочий полупериод один из переходов (обычно эмиттерный) открыт, а другой, как правило, работает в активном (усилительном) режиме. В нерабочий полупериод эмиттерный переход закрыт (разрыв входной цепи), а другой переход открывается (короткое замыкание коллекторной цепи). Покажем, что при работе в первом режиме ключевые свойства транзистора [27] существенно лучше, чем во втором.

Статическая вольт-амперная характеристика транзистора с известными ограничениями описывается формулами Эберса — Молла. Для эмиттерного тока транзистора можем записать

$$I_{\text{Э}} = \frac{I_{\text{Эт}}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left(e^{\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}} - 1 \right) - \frac{\alpha_I I_{\text{Кт}}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left(e^{\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}} - 1 \right). \quad (2.14)$$

Здесь $U_{\text{ЭБ}}$ и $U_{\text{КБ}}$ — напряжения, приложенные к эмиттерному и коллекторному переходам соответственно; α_N и α_I — коэффициенты передачи тока при нормальном и инверсном включении; $I_{\text{Эт}}$ и $I_{\text{Кт}}$ — тепловые эмиттерный и коллекторный токи.

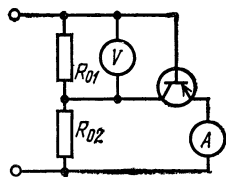


Рис. 2.13.

При питании транзистора в соответствии со схемой на рис. 2.13 с учетом соотношений $\alpha_N I_{\Theta T} = \alpha_I I_{KT}$ и $U_{KB} = \beta U_{\Theta B}$ выражение (2.14) приводится к виду

$$I_{\Theta} = I_0 (e^{U_{\Theta B}/\varphi_T} - \alpha_N e^{\beta U_{\Theta B}/\varphi_T} + \alpha_N - 1), \quad (2.15)$$

где $I_0 = I_{\Theta T} / (1 - \alpha_N \alpha_I)$; $\beta = R_{01} / (R_{01} + R_{02})$.

Выражение (2.15) описывает статическую вольт-амперную характеристику (рис. 2.14) управляемого преобразователя, построенного на базе биполяр-

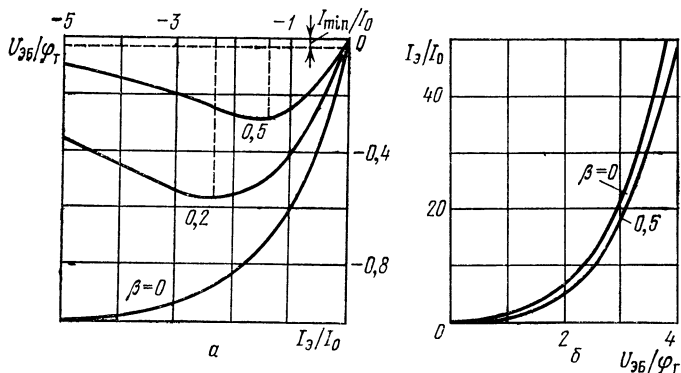


Рис. 2.14.

ного транзистора. Рассмотрим обратную ветвь (рис. 2.14,а). При $\beta=0$ (напряжение подается только на эмиттерный переход транзистора) кривая вырождается в обычную диодную вольт-амперную характеристику и обратный ток максимален (по абсолютному значению). С увеличением напря-

жения, подаваемого на коллекторный переход, обратный ток уменьшается. При

$$U_{ЭБ} = [\varphi_T \ln (\beta \alpha_N)] / (1 - \beta) \quad (2.16)$$

имеет место минимум (максимум по абсолютному значению) обратного тока. При дальнейшем увеличении обратного напряжения эмиттерный ток уменьшается, стремясь к значению

$$I_{\min} = I_{ЭТ} \frac{1 - \alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} \leq \frac{I_{ЭТ}}{1 + \alpha_N}. \quad (2.17)$$

Знак равенства в соотношении (2.17) имеет место при $\alpha_N = \alpha_I$. Практически всегда $\alpha_N > \alpha_I$. Выражение (2.17) показывает, что для уменьшения тока насыщения I_{\min} необходимо выбирать транзисторы с сильно выраженной асимметрией, так как I_{\min} уменьшается с усилением неравенства $\alpha_N > \alpha_I$. Например, при $\alpha_N = 0,98$ и $\alpha_I = 0,85$ отношение $I_{\min}/I_{ЭТ} = 0,12$, т. е. ток насыщения уменьшается по сравнению с тепловым током транзистора в 8,3 раза. Для сравнения укажем, что при $\alpha_N = \alpha_I = 0,98$ отношение $I_{\min}/I_{ЭТ} = 0,505$, т. е. ток насыщения уменьшается только в два раза.

На рис. 2.14,б представлен график прямой ветви статической вольт-амперной характеристики транзистора. Согласно (2.15), с увеличением β прямой ток уменьшается, что соответствует спрямлению прямой ветви характеристики. Уменьшение прямого тока $I_{Э}$ по сравнению с уменьшением обратного тока эмиттера существенно меньше, что и обуславливает улучшение ключевых свойств транзистора при его работе в режиме управления по эмиттерному и коллекторному переходам. Соответственно увеличивается и коэффициент выпрям-

ления транзистора. Нетрудно показать, что при управлении транзистором по эмиттерному и коллекторному переходам уменьшается и температурная погрешность.

Полученные здесь результаты полностью совпадают с выводами, полученными в работе [28] экспериментальным путем.

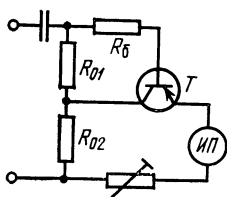


Рис. 2.15.

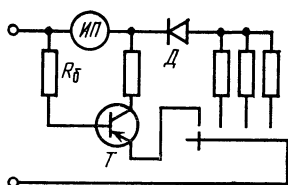


Рис. 2.16.

Перейдем к рассмотрению конкретных схем пассивных ПСЗ с управляемыми ВП. На рис. 2.15 [29] и 2.16 [30] представлены однополупериодные ПСЗ. ПСЗ на рис. 2.15 собран в соответствии со схемой на рис. 2.13, т. е. транзистор работает в первом (ключевом) режиме. Резистор R_6 стабилизирует ток базы, что дополнительно повышает точность. На рис. 2.16 изображена схема ПСЗ, в котором на транзисторе собран управляемый выпрямитель, работающий во втором режиме. Здесь в отрицательные полупериоды входного напряжения эмиттерный переход транзистора открыт, а коллекторный работает в усилительном режиме. При этом в качестве питающего напряжения для коллекторной цепи используется измеряемый сигнал. При измерении напряжений, превышающих допустимое обратное напряжение транзистора, переключатель переводится на следующий предел измерения и

в качестве детектора используется выпрямительный диод \mathcal{D} (транзистор отключается). На рис. 2.17 [29] представлены схемы двухполупериодных ПСЗ, в которых транзисторы работают в первом режиме.

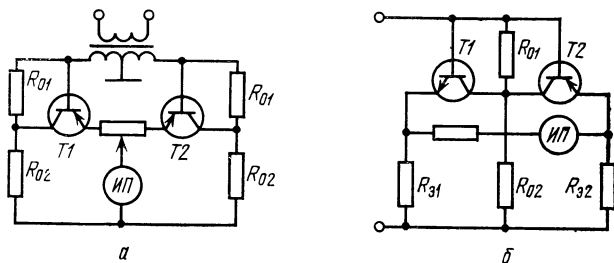


Рис. 2.17.

На рис. 2.18 [31] дана схема ПСЗ, являющаяся двухполупериодным аналогом схемы на рис. 2.16.

ПСЗ с транзисторами, работающими в первом режиме, обеспечивают более высокую точность и линейность по сравнению с ПСЗ, построенными на

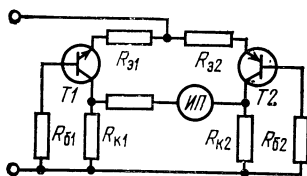


Рис. 2.18.

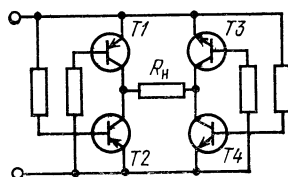


Рис. 2.19.

базе транзисторов, работающих во втором режиме. По данным работы [29], в ПСЗ на рис. 2.15 погрешность от нелинейности не превышает 1,5% в диапазоне от 0,1 до 1,75 В. При этом более высокая точность и линейность функции преобразова-

ния обеспечиваются при использовании германиевых транзисторов. При смене транзисторов градуировка шкалы ПСЗ не нарушается, что является существенным преимуществом при серийном производстве.

В [32, 33] предложены ПСЗ, являющиеся аналогом выпрямительного моста, собранного по схеме Греча. Для ПСЗ на рис. 2.19 при положительных полуволнах входного сигнала транзисторы $T1$ и $T4$ открыты по эмиттерному и коллекторному переходам (первый режим), а транзисторы $T2$ и $T3$ закрыты. При смене полярности имеем обратную картину.

По данным автора, на рис. 2.15—2.19 представлены все известные в настоящее время схемы пассивных ПСЗ, построенных на транзисторах.

2.2. Активные преобразователи средневыпрямленных значений

Более широкими возможностями повышения чувствительности, динамического диапазона, точности и линейности функции преобразования обладают активные ПСЗ. Рассмотрим возможности повышения точности и линейности активных ПСЗ с помощью структурных методов. Сразу же уточним, что к активным ПСЗ относятся также электронные лампы, работающие в режимах сеточного и анодного детектирования [34], и транзисторы, работающие в режимах эмиттерного, коллекторного, коллекторно-базового и коллекторно-эмиттерного детектирования [35], при их питании от автономного источника постоянного напряжения. Указанные активные детекторы имеют по сравнению с пассивным ПСЗ более высокую чувствительность,

но не обеспечивают заметного повышения точности и линейности, и поэтому в дальнейшем они нас не будут интересовать.

Структурные методы позволяют резко повысить качество ПСЗ (практически на один-два порядка). В частности, для активных ПСЗ с выпрямительными диодами в цепи ООС усилителя напряжения погрешность можно снизить до 0,005% на частоте 1000 Гц и до 0,01% на частоте 5000 Гц [36]. Коэффициент диапазона $d=U_{\kappa}/U_{\text{н}}$ для первого предела измерения в таких ПСЗ можно увеличить до 1000 и более при чувствительности порядка единиц милливольт и погрешности из-за нелинейности, не превышающей 0,1% [6, 37].

В активных ПСЗ находят применение следующие методы повышения точности и линейности:

- метод включения ВП в цепь ООС усилителя сигнала (метод введения ООС),

- метод введения обратной связи по сигналу ошибки,

- метод включения ВП в цепь положительной обратной связи повторителя напряжения (метод введения ПОС),

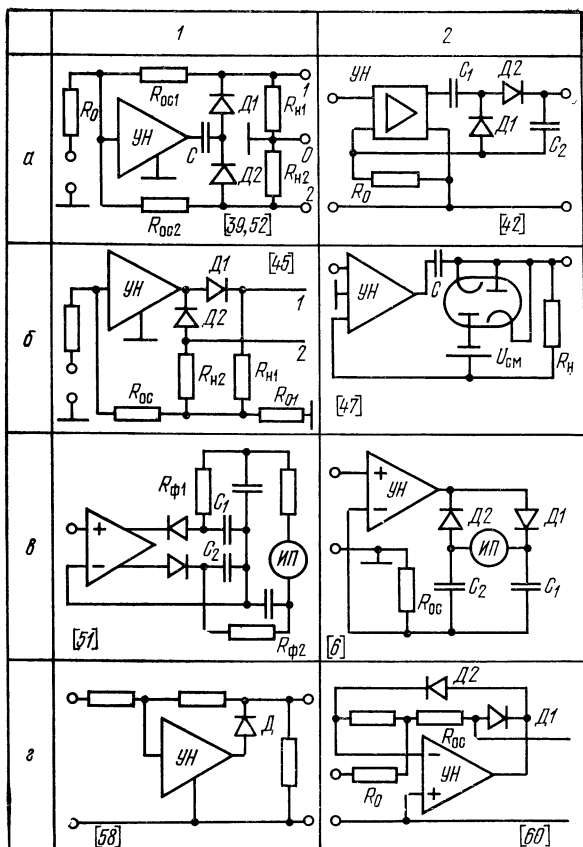
- метод включения ВП в цепь комбинированной (отрицательной и положительной) обратной связи усилителя (метод введения КОС),

- метод включения ВП на выход усилителя (повторителя) тока (метод введения режима заданного тока),

- метод взаимобратных преобразований,

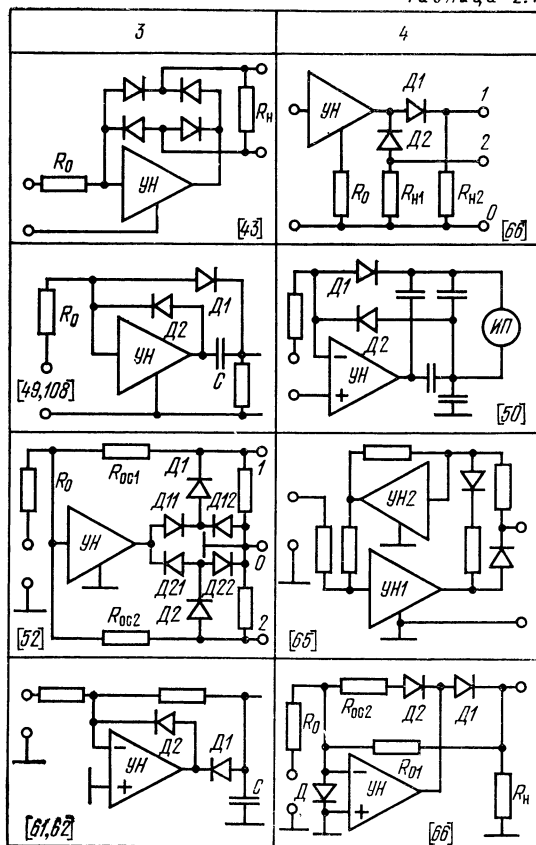
- метод улучшения ключевых свойств управляемых ВП (в ПСЗ с управляемыми ВП).

Метод включения ВП в цепь ООС усилителя напряжения. Этот метод повышения точности и линейности шкалы электронных вольтметров был предложен С. Баллантайном в 1938 г. и впервые



использован в электронном вольтметре — модель 300 фирмы Ballantine (США) [38]. Он же стал использоваться для повышения точности и линейности формирователей модуля электрических сигналов в моделирующей технике [39—41]. После

Таблица 2.1



опубликования работ [42—47] данный метод получил известность и находит широкое применение для построения высокоточных линейных преобразователей переменного напряжения в постоянное [48—66].

В табл. 2.1 сведены типовые схемы ПСЗ с включением ВП в цепь ООС усилителя напряжения (усредняющий фильтр на схемах не показан). Все ПСЗ, в которых ВП включены в цепь ООС усилителя, можно разделить на две группы: с одинаковым и различным петлевым усилением для положительных и отрицательных полуволн входного сигнала (соответственно ПСЗ с симметричной и несимметричной обратной связью).

Несимметричность глубины ООС обуславливает выделение на конденсаторах, входящих в состав ВП, или на разделительном конденсаторе, включенном на выходе усилителя (на входе ВП), постоянной составляющей, которая подзапирает один из выпрямительных диодов и смещает в прямом направлении другой. С изменением степени асимметрии изменяется и коэффициент передачи ПСЗ. Принцип действия некоторых ПСЗ второй группы основан на создании с помощью диодов искусственной асимметрии глубины ООС, в результате чего на конденсаторе (конденсаторах) выделяется постоянная составляющая, пропорциональная интенсивности измеряемого напряжения. Типичным подобным устройством является ПСЗ табл. 2.1, поз. 3б.

С другой стороны, в ПСЗ с симметричной по структуре цепью ООС асимметрия глубины ООС может возникнуть в результате разброса параметров схемных элементов, входящих в цепь ООС (резисторы, выпрямительные диоды), или же создается специально для целенаправленного изменения свойств ПСЗ. Рассмотрим данный вопрос подробнее.

Проанализируем ПСЗ табл. 2.1, поз. 1а, исходя из предположения несимметричности глубины ООС для положительных и отрицательных полуволн сиг-

нала [67]. Предположим, что влиянием обратных сопротивлений выпрямительных диодов можно пренебречь (данный вопрос будет рассмотрен отдельно). Тогда при открытом диоде $D1$ напряжение обратной связи снимается с резистора $R_{н1}$, а при открытом диоде $D2$ (диод $D1$ закрыт) — с резистора $R_{н2}$. Работа ПСЗ описывается дифференциальным уравнением

$$\left(R_{нi} + \frac{R_{прi}}{1 + k\beta_i}\right) C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{1 + k\beta_i} = \frac{\bar{k}\bar{\beta}_i}{1 + k\beta_i} u(t), \quad (2.18)$$

где β_i и $\bar{\beta}_i$ — соответственно коэффициенты передачи мгновенных значений напряжения на сопротивлении $R_{нi}$ и входного напряжения ко входу усилителя УН с усилением k ; $u_C(t)$ — напряжение на конденсаторе C . В выражении (2.18) $i=1$ при открытом диоде $D1$ и $i=2$ при открытом диоде $D2$, т. е. дифференциальное уравнение является параметрическим (с изменяющимися коэффициентами).

Пусть на вход ПСЗ подано импульсное напряжение (рис. 4.1,б). Тогда $i=1$ при $n \leq \bar{t} \leq n+q$ и $i=2$ при $n+q \leq \bar{t} \leq n+1$, где $q=\tau/T$ — коэффициент заполнения импульсного сигнала; $n=1, 2, 3, \dots$ — номер текущего периода; $\bar{t}=t/T$ — время, нормированное по периоду $T=1/f$. Выходной сигнал ПСЗ может сниматься с точек 1 и 2 (симметричный выход, двухполупериодное выпрямление) либо с точек 1 и 0 или 2 и 0 (несимметричный выход, однополупериодное выпрямление). Будем считать, что выходной сигнал $u_1(t)$ снимается с точек 1 и 0. Постоянная составляющая E_1 выходного напряжения $u_1(t)$ определяется выражением

$$E_1 = R_{н1} C f [u_C(n+q) - u_C(n)] = R_{н1} C f \Delta u_C, \quad (2.19)$$

где $u_c(n)$ и $u_c(n+q)$ — соответственно напряжения на конденсаторе C в моменты времени $\bar{t}=n$ и $t=n+q$. Опуская громоздкие промежуточные выкладки, запишем

$$\Delta u_c = k (\bar{\beta}_1 U_m^+ + \bar{\beta}_2 U_m^-) \left[1 - \exp \left(- \frac{\alpha_1 q}{1 + k\beta_1} \right) \right] \times \\ \times \left[1 - \exp \left(- \frac{\alpha_2 (1-q)}{1 + k\beta_2} \right) \right] \frac{A(n)}{1 - e^{-\alpha}}, \quad (2.20)$$

где

$$\frac{1}{\alpha_i} = \left(R_{hi} + \frac{Z_{\text{вых}} + R_{\text{пр}i}}{1 + k\beta_i} \right) \frac{C}{T}, \\ \alpha = \frac{\alpha_1 q}{1 + k\beta_1} + \frac{\alpha_2 (1-q)}{1 + k\beta_2}. \quad (2.21)$$

Множитель $A(n) = 1 - \exp(-n\alpha)$ характеризует переходный процесс. При $n \rightarrow \infty$ множитель $A(n) \rightarrow 1$. Нас пока что интересует установившийся процесс, т. е. будем полагать, что $A(n) = 1$. При достаточно большом петлевом усилении ($k\beta_i \gg 1$) можно ограничиться двумя членами разложения экспоненциальных функций в (2.20). Тогда, согласно (2.20), получим

$$\Delta u_c = \frac{k\alpha_1\alpha_2 q (1-q) (\bar{\beta}_1 U_m^+ + \bar{\beta}_2 U_m^-)}{\alpha_1 q (1 + k\beta_2) + \alpha_2 (1-q) (1 + k\beta_1)}. \quad (2.22)$$

Подставим (2.22) в (2.19):

$$E_1 = \frac{\lambda S_1 R_{h1} (1-q) U_m^-}{R_{h1} + (Z_{\text{вых}} + R_{\text{пр}1}) / (1 + k\beta_1)}, \quad (2.23)$$

$$\text{где } \lambda = \frac{q + (1-q) \bar{\beta}_2 / \bar{\beta}_1}{1 - q + q\alpha_1 (1 + k\beta_2) / \alpha_2 (1 + k\beta_1)}.$$

При симметричной цепи ООС ($\alpha_1=\alpha_2$, $\beta_1=\beta_2$, $\bar{\beta}_1=\bar{\beta}_2$) коэффициент $\lambda=1$. В общем случае для входных сигналов произвольной формы

$$E_i = \frac{\lambda S_i}{1 + \Delta_i} \frac{U_{св}}{2} = \frac{\lambda S_i}{1 + \Delta_i} \frac{U}{2k_\Phi} \approx \frac{\lambda S_i}{2k_\Phi} U, \quad (2.24)$$

где $i=1$ или 2 ,

$$S_i = \frac{k\bar{\beta}_i}{1 + k\beta_i} \approx \frac{R_{oc i}}{R_0}, \quad \Delta_i = \frac{Z_{вых} + R_{пр i}}{(1 + k\beta_i) R_{н i}}.$$

Для импульсных сигналов на рис. 4.1, б

$$U_{св} = 2(1 - q) U_m^- = 2q U_m^+ = 2q(1 - q) U_{um}. \quad (2.25)$$

Выражение для Δ_i показывает, что включение диодов в цепь ООС усилителя уменьшает влияние неустойчивости и нелинейности их прямых сопротивлений $R_{пр i}$ в $1 + k\beta_i$ раз.

Согласно (2.23) коэффициент

$$\begin{aligned} \lambda &= \lambda \left(\frac{\beta_2}{\beta_1} \right) \approx \\ &\approx \left(q + (1 - q) \frac{R_{oc2}}{R_{oc1}} \frac{R_0 + R_{oc1}}{R_0 + R_{oc2}} \right) / \left(1 - q + q \frac{R_{н2}}{R_{н1}} \frac{R_0 + R_{oc1}}{R_0 + R_{oc2}} \right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

зависит от степени асимметрии глубины ООС для положительных и отрицательных полуволн. Для преобразователей с несимметричной ООС выходное напряжение E_i не является однозначной функцией средневывпрямленного значения $U_{св}$, так как коэффициент λ зависит от формы входного сигнала (в рассматриваемом случае от коэффициента заполнения q). Эту зависимость можно использовать для уменьшения погрешности из-за формы кривой при градуировке ПСЗ в среднеквадратических значениях входного сигнала [68]. Практически таким способом погрешность из-за формы можно умень-

шить (а для двух форм сигналов полностью устранить) для заданного класса функций $u(t)$.

Таким образом, для ПСЗ с симметричной ООС постоянная составляющая выпрямленного напряжения пропорциональна средневывпрямленному значению $U_{св}$ входного напряжения $u(t)$. С увеличением степени асимметрии глубины ООС выходное напряжение изменяется от величины, пропорциональной $U_{св}$, до величины, пропорциональной среднеквадратическому значению U входного сигнала [68]. Асимметрия будет максимальной при разрыве цепи ООС для одной из полувольт сигнала. Для преобразователя табл. 2.1, поз. 1а разрыв осуществляется исключением резистора R_{oc1} ($R_{oc1}=\infty$) или R_{oc2} ($R_{oc2}=\infty$). В этом предельном случае преобразователь переходит в режим амплитудного детектирования [67].

Другая интересная особенность асимметричных ПСЗ заключается в возможности снимать выходной сигнал с конденсатора C . Действительно для ПСЗ табл. 2.1, поз. 1а, постоянная составляющая U_C напряжения $u_C(t)$ на конденсаторе C равна

$$U_C = 0,5k(\bar{\beta}_1 - \bar{\beta}_2)U_{св} + \Delta U. \quad (2.27)$$

Для импульсных сигналов по рис. 4.1,б

$$\Delta U = \frac{k(\bar{\beta}_1 U_m^+ + \bar{\beta}_2 U_m^-)}{1 - e^{-\alpha}} \left(\frac{1 + k\beta_2}{\alpha_2} - \frac{1 + k\beta_1}{\alpha_1} \right) \times \\ \times \left(1 - e^{-\frac{\alpha_1 q}{1 + k\beta_1}} \right) \left(1 - e^{-\frac{\alpha_2 (1-q)}{1 + k\beta_2}} \right).$$

После упрощения получим

$$\Delta U = \frac{kq(1-q)(\bar{\beta}_1 U_m^+ + \bar{\beta}_2 U_m^-) [\alpha_2(1 + k\beta_1) - \alpha_1(1 + k\beta_2)]}{\alpha_1 q(1 + k\beta_2) + \alpha_2(1 - q)(1 + k\beta_1)}. \quad (2.28)$$

Согласно (2.27), при снятии выходного сигнала с конденсатора C влияние неустойчивости и нелинейности диодов также уменьшается в $1 + k\beta_i$ раз, но при этом добавляется инструментальная погрешность из-за неустойчивости коэффициента усиления k усилителя.

Все изложенное в полной мере относится и к другим ПСЗ, в которых вводится асимметрия глубины ООС.

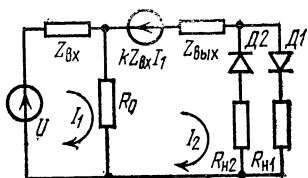


Рис. 2.20.

Рассмотрим влияние обратных сопротивлений выпрямительных диодов на погрешность ПСЗ. Выражения для функции преобразования ПСЗ с разделенными (табл. 2.1, поз. 1а) и совмещенными (табл. 2.1, поз. 1б) цепями ООС для положительных и отрицательных полуволн сигнала с учетом влияния прямых и обратных сопротивлений диодов даны в работе [6]. Здесь анализ проведем на примере ПСЗ с последовательной ООС по току (табл. 2.1, поз. 4а). Эквивалентная схема такого ПСЗ изображена на рис. 2.20, где $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ — входное и выходное сопротивления усилителя соответственно. Воспользовавшись методом контурных токов, находим

$$u_1(t) = \frac{kR_{н1}(1 - R_0/kZ_{вх}) \times}{\left[(1+k)R_0 + Z_{вых} + \frac{Z_{вых}R_0}{Z_{вх}} \right] (R_{д1} + R_{д2} + R_{н1} + R_{н2}) +} \times (R_{д2} + R_{н2}) u(t) + \left(1 + \frac{R_0}{Z_{вх}} \right) (R_{д1} + R_{н1}) (R_{д2} + R_{н2}) \quad (2.29)$$

где \bar{R}_{di} ($i=1, 2$) — сопротивления диодов (прямое или обратное). Согласно (2.29), при $Z_{вх} \gg R_0$ и $kR_0 \gg Z_{вых}$

$$E_1 = \frac{k}{1+k} \frac{R_{н1}}{R_0} \frac{U_{св}}{2} (1+\gamma) \approx \frac{R_{н1}}{R_0} \frac{U}{2k_{\phi}} (1+\gamma), \quad (2.30)$$

где

$$\gamma = \left(1 + \frac{R_{пр1} + R_{н1}}{R_{обр2} + R_{н2}} + \frac{R_{пр1} + R_{н1}}{(1+k)R_0} \right)^{-1} - \\ - \left(1 + \frac{R_{обр1} + R_{н1}}{R_{пр2} + R_{н2}} + \frac{R_{обр1} + R_{н1}}{(1+k)R_0} \right)^{-1} - 1. \quad (2.31)$$

Точность и линейность функции преобразования повышаются с усилением неравенств $\kappa^+ \ll 1$ и $\kappa^- \gg 1$. С увеличением коэффициента усиления k неравенство $\kappa^+ \ll 1$ усиливается, а неравенство $\kappa^- \gg 1$ ослабляется. Отсюда следует, что при выполнении условия

$$\frac{R_{пр1} + R_{н1}}{R_{обр2} + R_{н2}} > \frac{R_{пр1} + R_{н1}}{(1+k)R_0},$$

$$\text{т. е. при } 1+k > \frac{R_{обр2} + R_{н2}}{R_0},$$

дальнейшее увеличение коэффициента усиления k уже не приводит к заметному уменьшению погрешности γ . Таким образом, тенденция использования в ПСЗ усилителя с возможно большим усилением не оправдана.

Дальнейшее повышение точности и линейности связано с уменьшением шунтирующего влияния обратных сопротивлений диодов. Влияние обратных сопротивлений диодов невозможно устранить средствами обратной связи, что объясняется следующим. ООС стабилизирует не ток, протекающий через нагрузку $R_{н1}$, а общий ток на выходе усилителя или часть

выходного напряжения усилителя. Поэтому перераспределение токов в нагрузках $R_{н1}$ и $R_{н2}$, обусловленное изменением обратных сопротивлений диодов, не компенсируется.

Для уменьшения влияния обратных сопротивлений диодов в активных ПСЗ с ООС предложен ряд схемных решений. В ПСЗ табл. 2.1, поз. 26 [47] это достигается смещением выпрямительных диодов напряжением $U_{см}$ в обратном направлении. Поскольку диоды включены в цепь ООС усилителя, сдвиг начального напряжения, обусловленный наличием напряжения смещения $U_{см}$, уменьшается в $k\beta$ раз. Другое предложение базируется на взаимокомпенсации обратных токов диодов основного и дополнительного (компенсирующего) выпрямительных преобразователей, включенных в цепь ООС усилителя [6]. Очевидно, что полную взаимокомпенсацию невозможно обеспечить из-за неидентичности параметров диодов, входящих в состав основного и дополнительного ВП.

Радикальным средством устранения влияния обратных сопротивлений диодов в активных ПСЗ с ООС является отключение закрытого диода путем разрыва цепи, через которую протекает обратный ток. Эта идея реализована в ПСЗ табл. 2.1, поз. 3в [52]. Здесь для разрыва цепей закрытых выпрямительных диодов $D1$ и $D2$ используются соответствующие ключи, собранные на диодах $D11$, $D12$ и $D21$, $D22$. При положительной полуволне выходного сигнала усилителя диод $D11$ открыт, а диод $D12$ закрыт, т. е. сигнал с выхода усилителя проходит на диод $D1$ практически без ослабления. При этом диод $D21$ закрыт, а диод $D22$ открыт и сигнал с выхода усилителя на закрытый диод $D2$ проходит ослабленный в $(R_{обр21} + R_{пр22})/R_{пр22}$ раз, т. е. практически цепь закрытого диода $D2$ будет разорвана. Функция преобразования этого ПСЗ определяется выражением [6]

$$E_1 = \frac{R_{ос}}{R_o} \frac{U (1 + \gamma)}{2k_{\phi}}, \quad (2.32)$$

где

$$\gamma \approx - \frac{2R_{пр}}{R_{обр}} \frac{1 + 2R_{пр}/(R_{н1} \parallel R_{ос1})}{1 + R_{обр}/(R_{н2} \parallel R_{ос2})}$$

(считаем, что параметры диодов идентичны). При отсутствии ключей схема табл. 2.1, поз. 3в вырождается в схему

табл. 2.1, поз. 1а, для которой при $k \gg 1$

$$\gamma \approx - \frac{R_{oc1}}{R_{oc2}} \frac{1 + R_{пр1}/(R_{н1} \parallel R_{oc1})}{1 + R_{обр2}/(R_{н2} \parallel R_{oc2})} - \frac{R_{oc2}}{R_{oc1}} \frac{1 + R_{пр2}/(R_{н2} \parallel R_{oc2})}{1 + R_{обр1}/(R_{н1} \parallel R_{oc1})}. \quad (2.33)$$

Сравнив (2.32) с (2.33), видим, что погрешность ПСЗ табл. 2.1, поз. 3а уменьшилась примерно в $R_{обр}/R_{пр}$ раз. Другой путь уменьшения влияния обратного сопротивления выпрямительных диодов в однополупериодных ПСЗ заключается в прекращении подачи напряжения в нерабочие полупериоды входного сигнала на вход устройства. Для ПСЗ с параллельной ООС по напряжению для этого на вход усилителя включается диод D (табл. 2.1, поз. 4з) [66]. Поскольку диод является идеальным ключом и включен в прямой канал замкнутой системы с ООС, шунтирующее действие его ослабляется в $k\beta$ раз. Тем не менее в этом случае при небольших коэффициентах усиления k заметно уменьшается погрешность γ . Действительно, погрешность γ ПСЗ табл. 2.1, поз. 4з при пренебрежимо малом влиянии входного $Z_{вх}$ и выходного $Z_{вых}$ сопротивлений усилителя и нагрузки R_n можно представить выражением

$$\gamma = \frac{1 - R_{пр1}/kR_{oc1}}{1 + \frac{R_{пр1} + R_{oc1}}{R_{обр2} + R_{oc2}} + \frac{1}{1 + k} \frac{R_{пр1} + R_{oc1}}{R_0 \parallel (R_{обр2} + R_{oc2}) \parallel R_{обр}}} - \frac{1 - R_{обр1}/kR_{oc1}}{1 + \frac{R_{обр1} + R_{oc1}}{R_{пр2} + R_{oc2}} + \frac{1}{1 + k} \frac{R_{обр1} + R_{oc1}}{R_0 \parallel (R_{пр2} + R_{oc2}) \parallel R_{пр}}} - 1, \quad (2.34)$$

Отсюда видно, что при отсутствии диода D ($R_{пр} = R_{обр} = \infty$) и малом коэффициенте усиления k существенно возрастает влияние второго слагаемого в (2.34) из-за большого значения отношения $R_{обр1}/kR_{oc1}$ в числителе. При наличии диода D , согласно (2.34), влияние обратного сопротивления $R_{обр1}$ уменьшается за счет увеличения слагаемого в знаменателе.

В ПСЗ с ООС, в частности, в ПСЗ табл. 2.1,

поз. 1а вместо резисторов $R_{н1}$ и $R_{н2}$ можно включить конденсаторы C_1 и C_2 . Соответственно приходим к схемам табл. 2.1, поз. 1в, 2в, 4б. Поскольку конденсаторы разряжаются через нагрузку, а ВП включен в цепь ООС усилителя, указанные ПСЗ не могут работать в режиме холостого хода (наличие нагрузки обязательно). В противном случае (при отсутствии разряда конденсаторов) цепь ООС разрывается и усилитель работает с ограничением выходного сигнала.

Особенностью двухполупериодного ПСЗ табл. 2.1, поз. 2г является наличие общей точки между входом и выходом (другие схемы ПСЗ, приведенные в табл. 2.1, при работе в режиме двухполупериодного выпрямления не имеют общей точки между входом и выходом). Здесь при положительных полуволнах входного сигнала диод $D1$ открыт и ПСЗ работает как обычный активный ПСЗ с ООС. При отрицательных полуволнах входного сигнала усилитель через открытый диод $D2$ охвачен полной (100%-ной) ООС, т. е. потенциал на входе усилителя становится практически равным потенциалу общей точки ПСЗ, что эквивалентно отключению усилителя. При этом неинвертированный входной сигнал, минуя усилитель, непосредственно подается на выход ПСЗ.

Недостатком ПСЗ табл. 2.1, поз. 2г является различие выходных сопротивлений при положительных ($Z_{вых} \approx R_{пр1}$) и отрицательных ($Z_{вых} \approx R_0 + R_{ос}$) полуволнах сигнала.

Согласно (1.19), требования к глубине ООС можно снизить, построив ПСЗ в соответствии с принципом усиления дуального сигнала. Рассмотрим указанную возможность на примере ПСЗ табл. 2.1, поз. 4а. При замене в ПСЗ усилителя напряжения на усилитель тока, воспользовавшись

для расчета методом контурных токов, получим

$$u_1(t) = -\frac{k}{1+k} \frac{R_{H1}}{R_0} \times \\ \times \frac{(1 - Z_{BX}/kZ_{ВЫХ}) u(t)}{\left(1 + \frac{1}{1+k} \frac{Z_{BX}}{Z_{ВЫХ} \parallel R_0}\right) \left(1 + \frac{R_{Д1} + R_{H1}}{R_{Д2} + R_{H2}}\right) +} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{1}{1+k} \frac{R_0 + Z_{BX}}{R_0} \frac{R_{Д1} + R_{H1}}{Z_{ВЫХ}},$$

где k — коэффициент усиления УТ по току; $Z_{ВХ}$ и $Z_{ВЫХ}$ — входное и выходное сопротивления УТ. Функция преобразования ПСЗ описывается выражением

$$E_1 = \frac{k}{1+k} \frac{R_{H1}}{R_0} \left(1 - \frac{Z_{ВХ}}{kZ_{ВЫХ}}\right) \frac{U(1+\gamma)}{2k_{\phi}}, \quad (2.35)$$

где при $Z_{ВЫХ} \parallel R_0 \gg Z_{ВХ}$

$$\gamma = \left(1 + \frac{R_{пр1} + R_{H1}}{R_{обр2} + R_{H2}} + \frac{R_{пр1} + R_{H1}}{(1+k)Z_{ВЫХ}}\right)^{-1} - \\ - \left(1 + \frac{R_{обр1} + R_{H1}}{R_{пр2} + R_{H2}} + \frac{R_{обр1} + R_{H1}}{(1+k)Z_{ВЫХ}}\right)^{-1} - 1. \quad (2.36)$$

Согласно (2.36), в активных ПСЗ с ООС, построенных на базе инверсных УТ, влияние нелинейности и нестабильности прямых сопротивлений диодов уменьшается за счет увеличения как коэффициента усиления k , так и выходного сопротивления УТ. Для УТ с большим выходным сопротивлением $Z_{ВЫХ} \gg R_{прi} + R_{Hi}$ коэффициент усиления УТ может быть равен даже единице. Практически его следует выбирать исходя из обеспечения условия $1+k > (R_{обр2} + R_{H2})/Z_{ВЫХ}$.

Рассмотрим некоторые схемы ПСЗ с коррекцией частотной погрешности. В ПСЗ на рис. 2.21 [69] используется аддитивная коррекция погрешности. Здесь для коррекции частотной погрешности ПСЗ введен дополнительный канал, собранный на усилителе У2. Выходные сигналы усилителей У1 и У2 складываются с помощью суммирующего устройства 1.

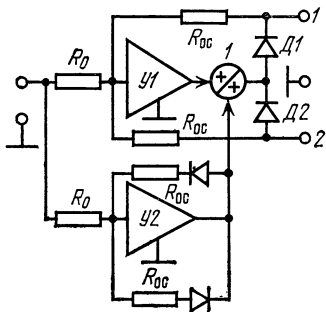


Рис. 2.21.

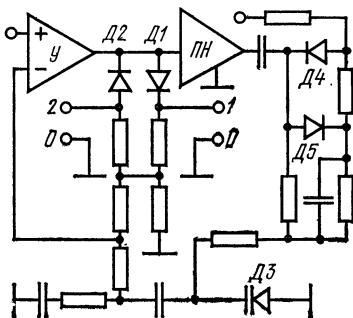


Рис. 2.22.

В [70] предложена схема ПСЗ, в которой коррекция частотной погрешности и погрешности от нелинейности осуществляется введением дополнительной цепи нелинейной обратной связи (рис. 2.22). Здесь выпрямительные диоды Д1 и Д2 включены, как обычно, в цепь ООС усилителя напряжения У. Из-за наличия паразитных реактивностей на высоких частотах петлевое усиление по основному контуру ООС падает, что понижает точность и линейность. Из-за нелинейности диодов петлевое усиление падает и с уменьшением уровня сигнала. В цепь дополнительного контура ООС включен варикап ДЗ (ПН — повторитель напряжения). Емкость варикапа изменяется под воздействием напряжения, снимаемого с дополнительного детектора, собранного на диодах Д4 и Д5. Тем самым корректируется погрешность из-за повышения частоты и изменения уровня сигнала.

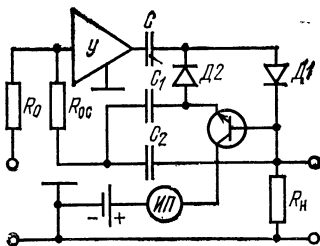


Рис. 2.23.

В двухполупериодных выпрямительных преобразователях на частотную погрешность заметно влияет паразитная емкость корпуса измерительного прибора на землю. Для уменьшения ее шунтирующего действия в ПСЗ табл. 2.1, поз. 1в измерительный прибор подключен к диагонали моста через резисторы $R_{\Phi 1}$ и $R_{\Phi 2}$. Влияние шунтирующей емкости измерительного прибора полностью устраняется в двухполупериодном ПСЗ на рис. 2.23 [71], отличительной особенностью которой является наличие общей точки между входом и выходом ПСЗ.

В активных ПСЗ с ООС выпрямительный преобразователь можно собрать на комплементарной паре транзисторов ($p-n-p$ - и $n-p-n$ -типа) [72—76], как это показано на рис. 2.24—2.26. Для ПСЗ на рис. 2.25 при положительной полярности входного сигнала эмиттерный переход транзистора $T1$ открыт, а эмиттерный переход транзистора $T2$ за-

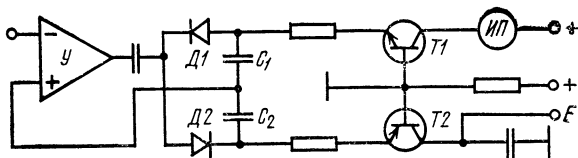


Рис. 2.24.

перт, при отрицательной полярности имеем обратную картину. Соответственно ток через коллекторные нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$ протекает при открытых эмиттерных переходах транзисторов $T1$ и $T2$. Эмиттерные переходы транзисторов так же, как и в ПСЗ с ООС с диодным выпрямительным преобразователем, через резистор $R_{ос}$ охвачены ООС. Рабочая точка транзисторов смещена в начало эмиттерной характеристики, т. е. начальный кол-

латорный ток, протекающий через нагрузки R_{H1} и R_{H2} , пренебрежимо мал.

Несколько иначе работает ПСЗ на рис. 2.26. Здесь при положительных полуволнах входного сигнала диод $D2$ и транзистор $T1$ открыты, а диод $D1$ и транзистор $T2$ закрыты, при отрицательных полуволнах сигнала имеем обратную картину. Выпрямление переменного напряжения (при поло-

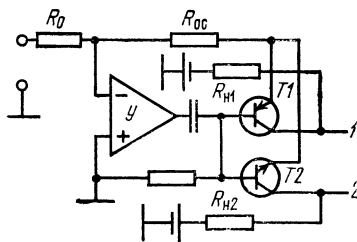


Рис. 2.25.

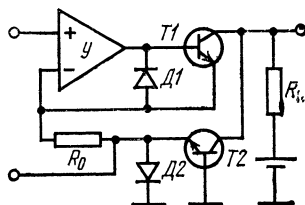


Рис. 2.26.

жительных и отрицательных полуволнах сигнала ток через общую коллекторную нагрузку R_H протекает в одном направлении) здесь обеспечивается включением транзистора $T2$ по схеме с общей базой (передача сигнала в коллекторную цепь осуществляется без инверсии знака), а транзистора $T1$ — по схеме с общим эмиттером (передача сигнала осуществляется с инверсией знака). Коэффициент передачи ПСЗ определяется отношением R_H/R_0 .

По данным [75], погрешность из-за нелинейности функции преобразования ПСЗ на рис. 2.26 не превосходит 0,01%. Очевидно, что в схемах на рис. 2.24—2.26 вместо транзисторов $T1$ и $T2$ можно

включить комплементарные пары составных транзисторов. ПСЗ с ВП, собранными на комплементарной паре транзисторов, по сравнению с ПСЗ с диодными ВП обеспечивают более высокую линейность функции преобразования за счет меньшего падения напряжения на открытом эмиттерном переходе при малых уровнях сигнала, но имеют более высокую инструментальную погрешность из-за нестабилизированной передачи эмиттерного тока в коллекторную цепь транзистора.

В работе [138] рассмотрены дифференциальные выпрямители и преобразователи, имеющие функцию преобразования вида $E = S |u_1(t) - u_2(t)|$, где $u_1(t)$ и $u_2(t)$ — входные напряжения.

Метод введения обратной связи по сигналу ошибки. Этот метод заключается в выделении с помощью цепи балансной обратной связи (корректирующий канал) сигнала ошибки и введении его в качестве поправки в основной (корректируемый) канал. Характерным признаком устройств данной группы является равенство нулю сигнала на выходе корректирующего канала при отсутствии вариации передачи основного канала. Введение обратной связи по сигналу ошибки не сопровождается потерей усиления, что является достоинством данного способа коррекции нелинейности и нестабильности. По способу введения корректирующего воздействия различают устройства с аддитивной и мультипликативной коррекцией. В первом случае сигнал ошибки складывается (вычитается) в сопоставимых масштабах с входным или выходным сигналом основного канала, во втором воздействует на коэффициент передачи основного канала.

Принцип действия ПСЗ с мультипликативной коррекцией рассмотрим на примере схемы по рис. 2.27 [77, 78]. Здесь на избирательном усили-

теле $У$ с управляемым коэффициентом усиления и двухполупериодном выпрямительном преобразователе ВП с измерительным прибором ИП собран канал преобразования переменного напряжения в постоянное. Входной сигнал и сигнал обратной связи, снимаемый с резистора $R_{ос}$, через коммутатор $К$ периодически с частотой коммутации Ω подается на вход дополнительного усилителя $У1$. Огибающая выходного напряжения $У1$ выделяется с помощью амплитудного инерционного детектора АД, усиливается усилителем низкой частоты УНЧ, выпрямляется фазочувствительным детектором ФД и подается на управляющий вход основного усилителя $У$.

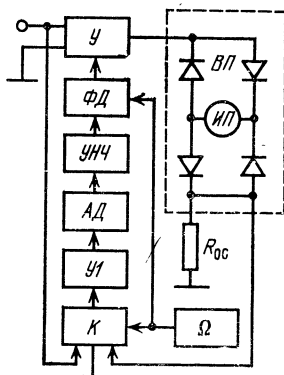


Рис. 2.27.

Сопротивление $R_{ос}$ выбирается таким образом, чтобы при номинальном значении коэффициента передачи ПСЗ амплитуды измеряемого сигнала и сигнала обратной связи были равны. При отклонении коэффициента передачи ПСЗ от номинального значения, обусловленного, например, изменением сопротивлений диодов при уменьшении уровня входного сигнала, влиянием температуры или нестабильностью коэффициента усиления усилителя $У$, равенство амплитуд сигналов нарушается и на выходе балансной цепи обратной связи (на выходе ФД) появляется постоянное напряжение, которое изменяет коэффициент усиления основного усилителя $У$ до возвращения его выходного сигнала к исходному уровню.

В [79] предлагается одна из возможных реализаций ПСЗ с аддитивной коррекцией. Рассматриваемая группа ПСЗ с точки зрения обеспечиваемой точности и линейности примерно равноценна активным ПСЗ, в которых ВП включен в цепь ООС усилителя. Недостатком является сложность технической реализации, достоинством — отсутствие потери усиления.

Метод включения выпрямительного преобразователя в цепь положительной обратной связи повторителя напряжения. Возможность повышения точности и линейности функции преобразования ПСЗ включением ВП в цепь положительной обратной связи ПН непосредственно вытекает из принципа совместности отрицательной и положительной об-

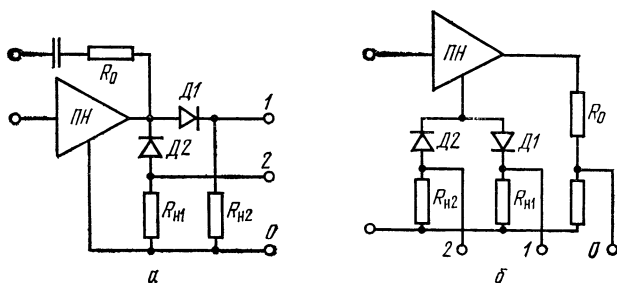


Рис. 2.28.

ратных связей [8]. Путем топологического преобразования, базирующегося на повороте активного трехполюсника, весь класс электрических цепей с ООС, построенных на базе усилителей, можно преобразовать в класс электрических цепей с ПОС, построенных на базе повторителей напряжения. В табл. 1.2 поз. 2а и 2б (класс 2) представлены схемы ПСЗ с включением ВП в цепь ПОС, полу-

ченные путем указанного топологического преобразования схем ПСЗ с ООС (поз. 1а и 1б). Свойства ПСЗ табл. 1.2, поз. 2а достаточно подробно изучены в работах [80, 81]. Здесь проведем анализ ПСЗ с ПОС, схемы которых представлены на рис. 2.28 [82].

Для ПСЗ на рис. 2.28, а можем записать

$$E_1 = \frac{R_{н1}}{Z_{вых} + R_0} \frac{U}{2k_{\phi}} \left(\frac{1}{1 + \kappa^+} - \frac{1}{1 + \kappa^-} \right) = \\ = \frac{R_{н1}}{Z_{вых} + R_0} \frac{U(1 + \gamma)}{2k_{\phi}}, \quad (2.37)$$

где погрешность γ определяется формулой (2.2), в которой

$$\kappa^+ = \frac{R_{пр1} + R_{н1}}{Z_{вх} \parallel (R_{обр2} + R_{н2})} + (1 - k) \frac{R_{пр1} + R_{н1}}{Z_{вых} + R_0}, \quad (2.38a)$$

$$\kappa^- = \frac{R_{обр1} + R_{н1}}{Z_{вх} \parallel (R_{пр2} + R_{н2})} + (1 - k) \frac{R_{обр1} + R_{н1}}{Z_{вых} + R_0}, \quad (2.38б)$$

k — коэффициент передачи повторителя напряжения ПН. Погрешность ПСЗ уменьшается с усилением неравенств $\kappa^+ \ll 1$ и $\kappa^- \gg 1$. Выражения (2.38) показывают, что влияние нелинейности и неустойчивости прямых сопротивлений диодов на погрешность γ существенно снижается при $k=1$. При использовании повторителей напряжения асимптотического типа коэффициент передачи k близок к единице, но всегда меньше ее. При преобладающем влиянии первого слагаемого в (2.38а) допустимые нормы отклонения Δk коэффициента передачи k от единицы определяются условием

$$\Delta k \leq 1 - k = (R_{пр1} + R_0) / [Z_{вх} \parallel (R_{обр2} + R_{н2})]. \quad (2.39)$$

При выполнении неравенства (2.39) дальнейшее приближение коэффициента передачи ПН к единице уже не дает заметного уменьшения погреш-

ности γ . Согласно (2.38), при $k=1$ и $R_{обр1}=R_{обр2}=\infty$ погрешность $\gamma \approx -\kappa^+$ определяется конечным значением входного сопротивления $Z_{вх}$ ПН. Практически ПН асимптотического типа имеют высокое входное сопротивление — до тысячи мегом.

Для оценки порядка величин проведем ориентировочный расчет погрешности. Пусть диапазон изменения уровня входного напряжения для первого предела измерения составляет 10 мВ — 10 В, а коэффициент передачи ПСЗ равен единице. Пусть $R_{н1}=R_{н2}=10$ кОм, $R_0=4,45$ кОм, входное и выходное сопротивления ПН $Z_{вх}=100$ МОм, $Z_{вых}=50$ Ом. В выпрямительном преобразователе используются кремниевые диоды Д220Б. Погрешность из-за нелинейности будет максимальной в начальной точке диапазона $U_H=10$ мВ. При $U=10$ мВ через нагрузку R_H (через открытый диод) протекает ток $I=1$ мкА.

При токе 1 мкА из вольт-амперной характеристики диода находим прямое падение напряжения $U_{пр}=0,25$ В на диоде. Соответственно прямое сопротивление диода в начальной точке диапазона составляет 250 кОм. Обратное напряжение на запертом диоде $U_{обр}=U_{пр}+IR_H=0,26$ В, что соответствует обратному сопротивлению диода 250 МОм. Тогда $\kappa^+=0,0036+(1-k) \cdot 58$ и $\kappa^-=961+(1-k) \cdot 55\,600$. При строгом выполнении равенства $k=1$ получим $\kappa^+=0,0036$ и $\kappa^-=961$, т. е. согласно (2.2) погрешность в начальной точке диапазона $\gamma=-0,0046$ (0,46%). Для конечного значения предела измерения ($U_H=10$ В) прямое и обратное сопротивления диодов соответственно равны 580 Ом и 690 МОм, т. е. $\kappa^+=0,00012+(1-k) \cdot 2,35$ и $\kappa^-=65\,200+(1-k) \cdot 153\,000$. При $k=1$ будем иметь $\kappa^+=0,00012$ и $\kappa^-=65\,200$, что соответствует $\gamma=0,00014$ (0,014%).

Недостатком ПСЗ на рис. 2.28,а является отсутствие общей точки между входом и выходом. В ПСЗ на рис. 2.28,б указанный недостаток устранен. Функция преобразования такого ПСЗ описывается выражением

$$U_1 = \frac{kR_{H1}}{Z_{ВЫХ} + R_0} \left(1 - \frac{Z_{ВЫХ} + R_0}{kZ_{ВХ}} \right) \frac{U(1+\gamma)}{2k\phi} \approx \frac{kR_{H1}}{Z_{ВЫХ} + R_0} \frac{U(1+\gamma)}{2k\phi}, \quad (2.40)$$

где погрешность γ определяется выражением (2.2), в котором величины κ^+ и κ^- определяются формулами (2.38). Все выводы, сделанные для ПСЗ на рис. 2.28,а, остаются в силе и для ПСЗ на рис. 2.28,б.

Метод включения выпрямительного преобразователя в цепь комбинированной обратной связи усилителя. В качестве дополнительного средства повышения линейности в ПСЗ с ООС можно ввести местный контур ПОС. В частности, конкретные схемные решения ПСЗ с КОС предложены в [83, 84].

Метод включения выпрямительного преобразователя на выход усилителя (повторителя) тока. При включении пассивного выпрямительного преобразователя в качестве нагрузки управляемого

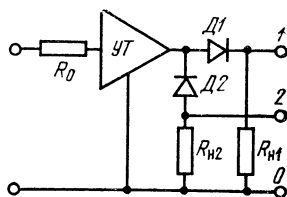


Рис. 2.29.

источника тока ВП работает в режиме заданного тока. В отличие от пассивных ПСЗ, работающих в режиме заданного тока, здесь повышение точности и линейности не сопровождается потерей чувствительности. Схемы активных ПСЗ, в которых ВП включены на выход повторителя тока (ПТ) (табл. 1.2, поз. 3а и 3б), получены путем топологического преобразования схем ПСЗ с ООС (табл. 1.2, поз. 1а и 1б).

Таким образом, в результате топологического преобразования мы от замкнутых пришли к разомкнутым схемам без обратной связи. Рассмотрим схему ПСЗ на рис. 2.29. Мгновенное значение напряжения на нагрузке $R_{н1}$ определяется выражением

$$u_1(t) = \frac{kR_{H1}u(t)}{(R_0 + Z_{BX})(R_{D1} + R_{H1})} \times \\ \times [(R_{D1} + R_{H1}) \parallel (R_{D2} + R_{H2}) \parallel Z_{ВЫХ}],$$

где k — коэффициент усиления УТ по току. Постоянная составляющая выходного напряжения

$$E_1 = \frac{kR_H U (1 + \gamma)}{2k_\Phi R_0 (1 + Z_{BX}/R_0)}, \quad (2.41)$$

где

$$\gamma \approx \frac{R_{пр1} + R_{H1}}{Z_{ВЫХ} \parallel (R_{обр2} + R_{H2})} - \frac{Z_{ВЫХ} \parallel (R_{пр2} + R_{H2})}{R_{обр1} + R_{H2}}. \quad (2.42)$$

Согласно (2.42), при бесконечно больших обратных сопротивлениях диодов погрешность $\gamma = -R_{пр1}/Z_{ВЫХ}$ не равна нулю, а определяется конечным значением выходного сопротивления $Z_{ВЫХ}$ УТ. Влияние выходного сопротивления $Z_{ВЫХ}$ в ПСЗ на рис. 2.29 (как и в ПСЗ с ООС при использовании в них вместо усилителя напряжения усилителя тока) можно скомпенсировать, включая параллельно выходу УТ отрицательное сопротивление, в качестве которого используется конвертор импеданса [85].

Метод взаимобратных преобразований. Данный способ линеаризации заключается в последовательном включении основного (корректируемого) и дополнительного (корректирующего) преобразователей со взаимобратными функциями преобразования [6]. Рассмотрим схему формирователя модуля ФМ (двухполупериодный выпрямитель) на рис. 2.30,а [86], который применяется в моделирующей и счетно-решающей технике. Выходное

напряжение при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя и $R_{Д1} = R_{Д2}$

$$u_1(t) = \left(\frac{R_H}{R_{пр} + R_H} - \frac{R_H}{R_{обр} + R_H} \right) |u(t)| \approx \left(1 - \frac{R_{пр}}{R_H} - \frac{R_H}{R_{обр}} \right) |u(t)|. \quad (2.43)$$

Функция преобразования при малых уровнях сигнала имеет существенно нелинейный характер.

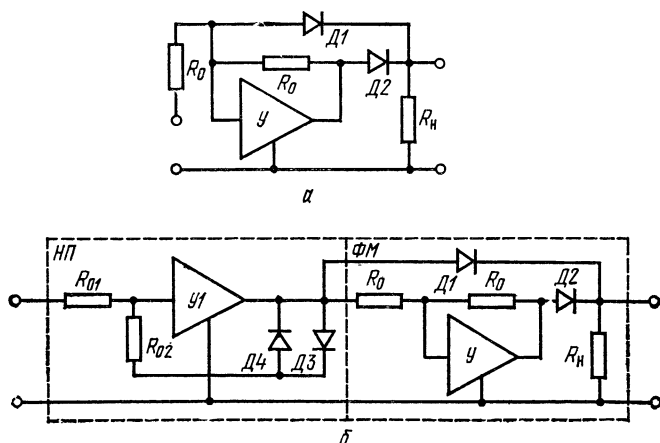


Рис. 2.30.

Для ее линеаризации в схему на рис. 2.30,а можно ввести нелинейный преобразователь НП, как это показано на рис. 2.30,б. Функция преобразования устройства определяется выражением

$$u_1(t) = \frac{R_{02} + R_{Д3} \parallel R_{Д4}}{R_{01}} \left(\frac{R_H}{R_{Д1} + R_H} - \frac{R_H}{R_{Д2} + R_H} \right) u(t).$$

Пренебрегая обратными сопротивлениями диодов $D3$ и $D4$, при идентичных диодах можем записать

$$u_1(t) = -\frac{R_{пр} + R_{02}}{R_{01}} \left(\frac{R_H}{R_{пр} + R_H} - \frac{R_H}{R_{обр} + R_H} \right) |u(t)|. \quad (2.44)$$

Выражение (2.44) показывает, что при $R_{01} = R_{02} = R_H$ коэффициент передачи практически не

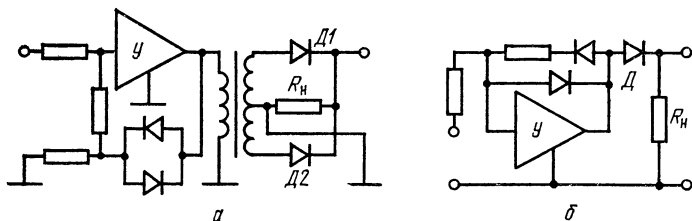


Рис. 2.31.

зависит от прямых сопротивлений диодов. Очевидно, что условие идентичности диодов практически невозможно строго обеспечить, что является общим недостатком устройств, построенных по методу взаимобратных преобразований. Другие возможные варианты ПСЗ, построенных по методу взаимобратных преобразований, представлены на рис. 2.31.

Метод улучшения ключевых свойств управляемых выпрямительных преобразователей. В технике преобразования переменных напряжений в постоянное применяют активные ПСЗ с управляемыми выпрямительными преобразователями на биполярных и униполярных транзисторах. Совершенствование данной группы активных ПСЗ идет в направлении улучшения ключевых свойств управляемых

ВП и устранения влияния неидеальности ВП с помощью структурных методов. Построение активных ПСЗ с управляемыми ВП осуществляется в соответствии с алгоритмами (2.11) и (2.12). Ряд схемных решений построения активных ПСЗ рассматриваемой группы предложен в работах [87—95]. Рассмотрим некоторые типовые схемы.

На рис. 2.32,а представлена однополупериодная схема ПСЗ, в которой в качестве параллельного ключа используется n -канальный полевой транзистор. Усилитель $У$, охваченный ООС через резисторы $R_{ос}$ и R_0 , формирует управляющее напряжение и работает в режиме ограничения сигнала. При положительных полуволнах входного сигнала транзистор открыт и шунтирует источник входного сигнала. Несмотря на отно-

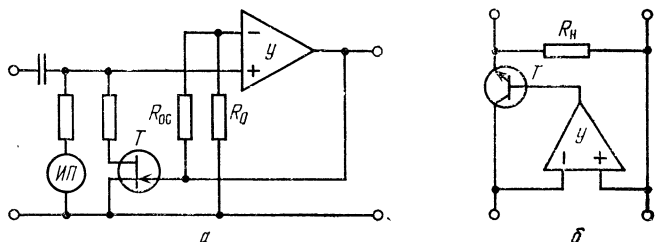


Рис. 2.32.

сительную простоту схемы, ПСЗ на рис. 2.32,а имеет практически линейную функцию преобразования, начиная от милливольтового диапазона. На рис. 2.32,б представлен другой вариант однополупериодного ПСЗ.

Для улучшения ключевых свойств управляемых ВП в однополупериодном ПСЗ на рис. 2.33 используются два полевых транзистора, включенных по последовательно-параллельной схеме. Канал формирования управляющего напряжения содержит усилитель-ограничитель $У1$ и триггер Шмидта T_2 .

Двухполупериодный ПСЗ на рис. 2.34 [91] содержит два параллельных канала. Первый из них содержит неинверсный усилитель $У1$ и ключ, собранный на полевом транзисторе $T1$.

Второй канал собран на инверсном усилителе $Y2$ и ключе $T2$. При этом сигнал через $Y2$ передается с инверсией знака, что и обеспечивает двухполупериодное выпрямление.

Более простым по схемной реализации является ПСЗ на рис. 2.35 [88]. Здесь усилитель Y работает в режиме ограничения входного сигнала и по-

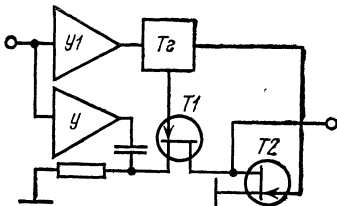


Рис. 2.33.

очередно открывает и закрывает ключи, собранные на транзисторах $T1$ и $T2$. В положительные полупериоды входного сигнала транзистор $T1$ открыт, а $T2$ закрыт. Ток i_1 передается в коллекторную нагрузку R_n транзистора T , работающего в усилительном режиме, с инверсией знака. При отрицательных полуволнах открывается транзистор $T2$

(транзистор $T1$ закрыт) и коллекторный ток транзистора $T2$, не меняя знака, поступает в нагрузку R_n .

В ПСЗ на рис. 2.36 [89, 92] рабочая точка усилителя Y находится на линейном участке характеристики (без ограничения сигнала). Для положительных полуволн сигнала ток со входа ПСЗ проходит в нагрузку через открытый p -канальный транзистор $T1$. Цепь ООС усилителя разорвана, поскольку

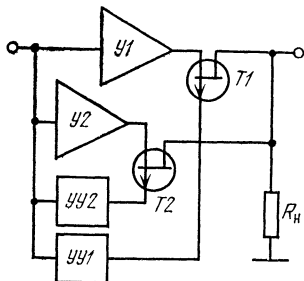


Рис. 2.34.

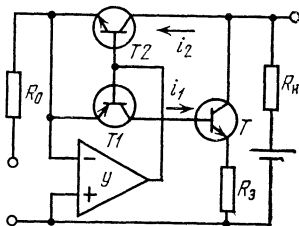


Рис. 2.35.

диод D заперт. При отрицательных полуволнах входного сигнала инвертированный сигнал с выхода усилителя через открытые диод D и n -канальный транзистор $T2$ поступает

в нагрузку. Поскольку диод или заперт или включен в контур ООС усилителя, его параметры практически не влияют на точность и линейность ПСЗ.

Схема двухполупериодного ПСЗ на рис. 2.37 [94] является аналогом схемы на рис. 2.19. Здесь диоды включены в цепи затворов полевых транзисторов и переключают ключи, собранные на транзисторах $T1$ — $T4$. Усилитель $У$ работает в режиме ограничения сигнала и обеспечивает в соответствии с текущей полярностью входного сигнала переключение транзисторов. При положительных полуволнах входного сигнала диоды $D1$ и $D3$ закрываются, тем самым отпирая n -канальные транзисторы $T1$ и $T3$, так как размыкаются цепи затворов. При этом диоды $D2$ и $D4$ открыты, т. е. транзисторы $T2$ и $T4$ заперты. При отрицательных полуволнах имеем обратную картину.

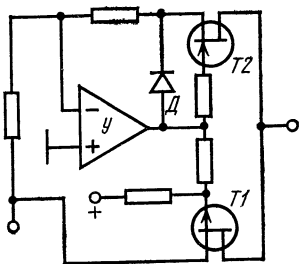


Рис. 2.36.

Формируя достаточно большой управляющий сигнал и тем самым выводя рабочую точку управляемых ВП на линейный участок характеристики, можно повысить линейность функции преобразова-

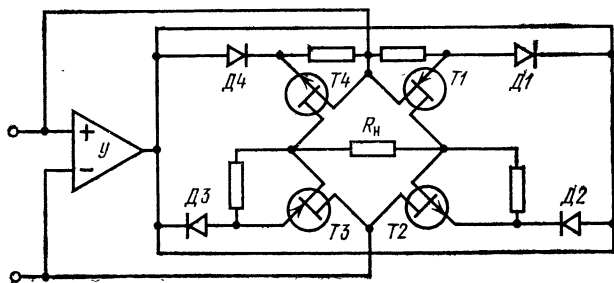


Рис. 2.37.

ния активных ПСЗ с управляемыми ВП. Эффект линеаризации наиболее заметен при прямоугольной форме управляющего сигнала. Поэтому, как правило, в активных ПСЗ с управляемыми ВП канал формирования управляющего сигнала содержит усилитель, работающий в режиме ограничения, или триггер Шмидта, управляемый усиленным входным сигналом. Линейность функции преобразования активных ПСЗ с управляемыми ВП обеспечивается в диапазоне от нескольких десятков милливольт при погрешности из-за нелинейности порядка десятых долей процента.

2.3. Методы построения формирователей модуля переменных сигналов

Как уже отмечалось, задача построения ПСЗ сводится к построению формирователя модуля (ФМ), формирующего абсолютное значение $|x(t)|$ знакопеременного сигнала $x(t)$, и к выделению из выпрямленного сигнала $|x(t)|$ постоянной составляющей. Формирование абсолютного значения эквивалентно двухполупериодному выпрямлению. При использовании ФМ в моделирующей и счетно-решающей технике обязательным является наличие общей точки между входом и выходом. Это требование, как правило, выдвигается и при построении ПСЗ. Таким образом, задача построения формирователей модуля (двухполупериодных ВП) с общей точкой между входом и выходом заслуживает отдельного рассмотрения [96].

Методы построения формирователей модуля базируются на реализации следующих алгоритмов:

$$y(t) = Sx(t) \operatorname{sign} x(t); \quad (2.45)$$

$$y(t) = \begin{cases} Sx(t) & \text{при } x > 0, \\ -Sx(t) & \text{при } x < 0; \end{cases} \quad (2.46)$$

$$y(t) = \begin{cases} Sy_1(t) & \text{при } x > 0, \\ -Sy_2(t) & \text{при } x < 0; \end{cases} \quad (2.47)$$

$$y(t) = Sy_1(t) - Sy_2(t); \quad (2.48)$$

$$y(t) = \begin{cases} -Sy_1(t) & \text{при } x > 0, \\ Sx(t) & \text{при } x < 0; \end{cases} \quad (2.49)$$

$$y(t) = 2Sy_1(t) - Sx(t); \quad (2.50)$$

$$y(t) = R_K x(t) / (R_0 + R_K); \quad (2.51)$$

$$R_K = \begin{cases} \infty & \text{при } x > 0, \\ -0.5R_0 & \text{при } x < 0, \end{cases}$$

где S — коэффициент передачи ФМ мгновенных значений сигнала $x(t)$; $y_1(t)$ и $y_2(t)$ определяются выражениями (2.12).

Первый алгоритм (2.45) реализуется перемножающим устройством, на входы которого подаются преобразуемый $x(t)$ и клиппированный $\text{sign } x(t)$ сигналы (рис. 2.12,б).

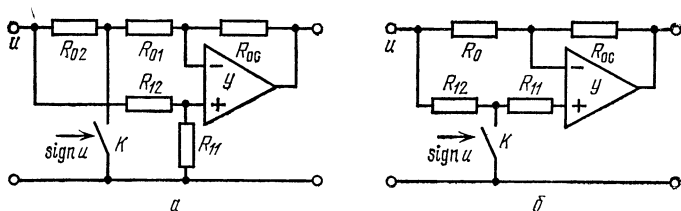


Рис. 2.38.

Для реализации алгоритма (2.46) необходимо инвертировать знак коэффициента передачи преобразователя в соответствии с полярностью входного сигнала $x(t)$. Усилительные устройства с инверсией знака передачи [97] пока не находят широкого применения из-за низкой точности и сложности. Другой путь заключается в коммутации цепей передачи сигнала на инверсный и неинверсный входы дифференциального усилителя в соответствии со знаком $x(t)$ [98—103]. В ФМ на рис. 2.38 [98—100] знаком коэффициента передачи управляет ключ К. Для схемы на рис. 2.38,а коэффициенты передачи ФМ при замкнутом и разомкнутом ключе и при $k \gg 1$ определяются выражениями

$$S_+ = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \left(1 + \frac{R_0}{R_{01}} \right), \quad S_- = \frac{R_{11}}{R_0} \frac{R_{06} + R_0}{R_{11} + R_{12}} - \frac{R_{06}}{R_0}, \quad (2.52)$$

где $R_0 = R_{01} + R_{02}$. Сопротивления резисторов выбираются, исходя из обеспечения условия $S_+ = -S_- = S$, при выполнении которого коэффициенты передачи ФМ для положительных и отрицательных полуволн сигнала равны по абсолютному значению и противоположны по знаку. Для схемы на рис. 2.38,б при разомкнутом ключе коэффициент передачи $S_+ = 1$, при замкнутом $S_- = -1$ (при $R_{11} = R_{12} = 0,5R_0$ и $R_0 = R_{0c}$).

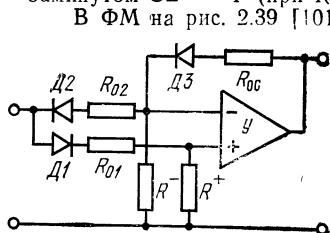


Рис. 2.39.

В ФМ на рис. 2.39 [101] коммутация цепей передачи сигнала на входы дифференциального усилителя осуществляется с помощью разделительных диодов Д1 и Д2. Дифференциальный усилитель охвачен ООС по инверсному входу (диод Д3 служит для параметрической компенсации нелинейности разделительных диодов). При положительных полуволнах входного сигнала напряжение подается на неинверсный вход усилителя (диод Д2 закрыт, диоды Д1 и Д3 открыты). Коэффициент передачи ФМ при $k \gg 1$ определяется выражением

$$S = \begin{cases} \frac{R^+}{R^-} \frac{R_{пр3} + R_{0c} + R^-}{R_{пр1} + R_{01} + R^+} & \text{при } u > 0, \\ \frac{(R_{пр3} + R_{0c}) \parallel R^-}{(R_{пр2} + R_{02}) \parallel R^-} \frac{R_{пр3} + R_{0c} + [(R_{пр2} + R_{02}) \parallel R^-]}{R_{пр2} + R_{02} + [(R_{пр3} + R_{0c}) \parallel R^-]} & \text{при } u < 0 \end{cases} \quad (2.53)$$

(влиянием обратных сопротивлений диодов пренебрегаем). Из (2.53) следует, что при $R_{пр1} + R_{01} = R_{пр2} + R_{02} = R_{пр3} + R_{0c}$ и $R^+ = R^-$ коэффициент передачи $S = 1$. Таким образом, при идентичных диодах погрешность из-за нелинейности прямых сопротивлений диодов будет отсутствовать. Практически идентичность диодов невозможно обеспечить. По данным работы [101], линейность функции преобразования ФМ на рис. 2.39 обеспечивается в диапазоне 0,5—15 В. Диапазон преобразуемых напряжений в этом ФМ можно расширить в сторону малых напряжений до 50 мВ, вводя дополнительные диоды,

которые препятствуют прохождению сигнала через обратные сопротивления разделительных диодов $D1$ и $D2$ [102].

ФМ на рис. 2.40,а [103] обеспечивает линейность функции преобразования, начиная с нескольких милливольт. При $u > 0$

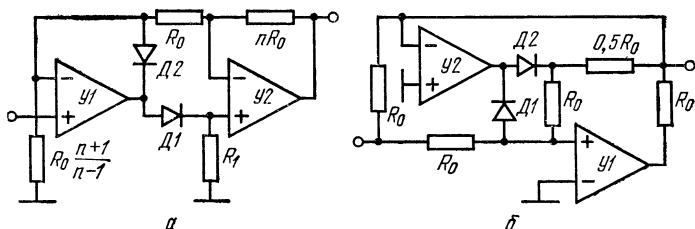


Рис. 2.40.

диод $D1$ открыт, а диод $D2$ закрыт и оба усилителя охвачены общей ООС. Сигнал на выход ФМ передается без инверсии знака. При $u < 0$ диод $D1$ закрыт (цепь разорвана), а диод $D2$ открыт. Первый усилитель охвачен полной ООС (работает в режиме повторителя напряжения) и сигнал поступает на

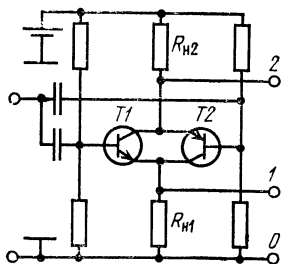


Рис. 2.41.

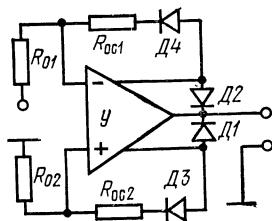


Рис. 2.42.

инверсный вход второго усилителя (сигнал передается с инверсией знака). Коэффициент передачи ФМ $S=n$. В ФМ на рис. 2.40,б линейность функции преобразования обеспечивается, начиная с 0,1 мВ [65]. Еще одна из возможных реализаций алгоритма (2.46) описана в работе [104].

Для построения ФМ, реализующих алгоритм (2.47), необходимы два параллельных выпрямительных канала, в одном из которых передача сигнала осуществляется с инверсией знака. В частности, алгоритм (2.47) реализуется в ПСЗ на рис. 2.30, 2.31 и 2.34.

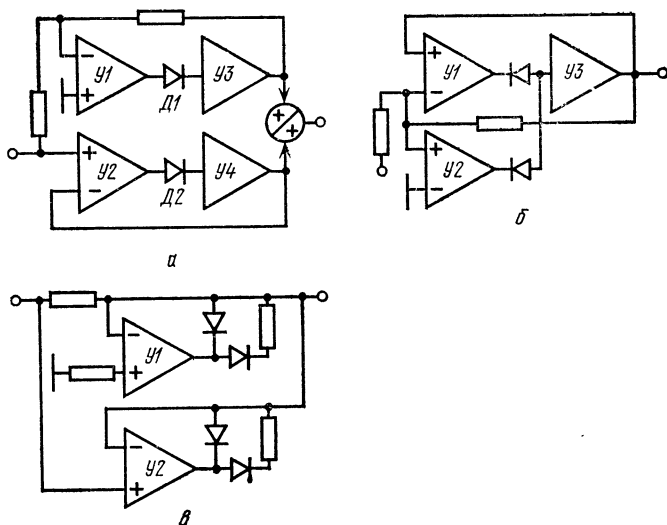


Рис. 2.43.

Рассмотрим другие схемы ФМ, построенных на базе алгоритма (2.47). В ФМ на рис. 2.41 [105] для выпрямления входного сигнала используются эмиттерные переходы транзисторов $T1$ и $T2$ $n-p-n$ - и $p-n-p$ -типа. Положительные полуволны сигнала проходят в нагрузку $R_{н1}$ через транзистор $T1$ без инверсии знака, отрицательные полуволны — через транзистор $T2$ с инверсией знака. Транзистор $T1$ через резистор $R_{н1}$, а транзистор $T2$ через резистор $R_{н2}$ охвачены ООС, что повышает стабильность и линейность.

ФМ на рис. 2.42 [106] собран на балансном усилителе. При положительных полуволнах сигнала диоды $D1$ и $D3$ открыты, а диоды $D2$ и $D4$ закрыты. Диоды $D3$ и $D4$ включены в цепь ООС усилителя и служат для линеаризация

функции преобразования. Здесь, как и в ФМ на рис. 2.39, необходимо подбирать идентичные пары диодов.

Более высокую точность и линейность функции преобразования обеспечивают ФМ, в которых выпрямительные диоды включены в цепь ООС усилителя (рис. 2.43 [40, 107, 108]). Здесь инверсия знака сигнала в одном из выпрямительных каналов осуществляется подачей входного сигнала на разнополярные входы дифференциальных усилителей.

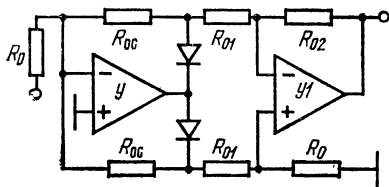


Рис. 2.44.

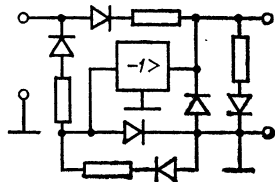


Рис. 2.45.

Формирование абсолютного значения переменных сигналов в соответствии с алгоритмом (2.48) осуществляется вычитанием выходных напряжений двух разнополярных однополупериодных ВП. Очевидным решением является вычитание сигналов, снимаемых с точек 1 и 2 активных ПСЗ табл. 2.1, поз. 1а, 4а, 1б, 3в и рис. 2.21, 2.22, 2.25, 2.28, 2.29. На рис. 2.44 [109—111] приведена схема ФМ, построенного на базе ПСЗ табл. 2.1, поз. 1а. Здесь на дифференциальном усилителе У1 собрано вычитающее устройство. Более простыми, но и менее точными являются ФМ, собранные на пассивных ВП. В частности, на рис. 2.45 [112] представлена схема ФМ, в которой используются два пассивных ВП, реализованных по схеме на рис. 2.10,б. Здесь выходные напряжения ВП вычитаются за счет передачи сигнала с выхода второго ВП через инвертор знака «-1».

Примером ФМ, реализующего алгоритм (2.49), является ПСЗ табл. 2.1, поз. 2г. В качестве другого примера рассмо-

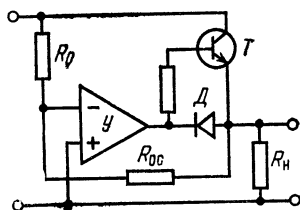


Рис. 2.46.

трим ФМ на рис. 2.46 [113]. В положительные полупериоды входного сигнала транзистор T заперт, а выпрямительный диод D открыт и ФМ работает как однополупериодный ПСЗ, в котором ВП (у нас диод D) включен в цепь ООС усилителя. В отрицательные полупериоды сигнала диод D закрыт (нагрузка R_H отключена от усилителя) и сигнал непосредственно со входа ФМ через открытый транзистор T поступает на выход устройства.

Большую группу составляют ФМ, реализующие алгоритм (2.50) [114—120]. Согласно (2.50), формирование абсолютного значения здесь осуществляется вычитанием (или суммирова-

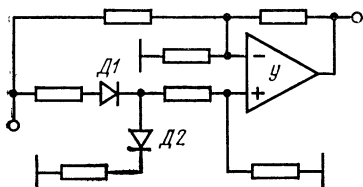


Рис. 2.47.

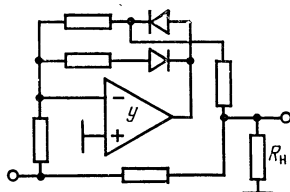


Рис. 2.48.

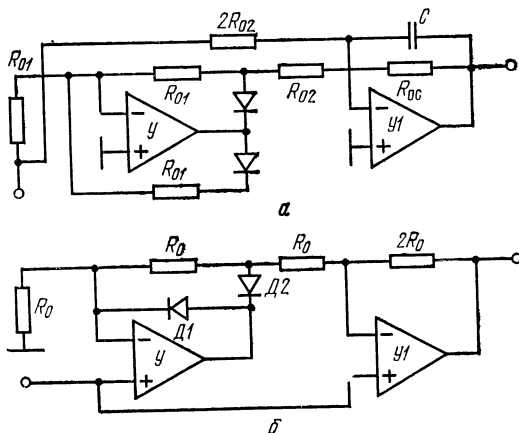


Рис. 2.49.

нием) из выходного сигнала однополупериодного выпрямителя переменного входного сигнала при соотношении амплитуд вычитаемых сигналов 2:1. Для построения однополупериодного ВП можно использовать рассмотренные пассивные или активные ПСЗ. На рис. 2.47 [120] представлена схема ФМ, построенного на базе ВП на рис. 2.10,а, в котором выпрямленный сигнал вычитается из входного с помощью дифференциального усилителя У. Более высокую точность и линейность обеспечивают ФМ, построенные на базе активных ВП.

В простейшем случае переменный входной сигнал можно подать на выход однополупериодного ВП через резистор, как это показано на рис. 2.48 [115]. Здесь активный однополупериодный ВП собран по схеме табл. 2.1, поз. 1,а. ФМ может работать только при фиксированной нагрузке R_n , так как при изменении R_n условие заданного соотношения амплитуд выходных сигналов нарушается. От этого недостатка свободны ФМ на рис. 2.49. Для ФМ на рис. 2.49,а [116, 117] входной и выпрямленный (однополупериодный) сигналы складываются сумматором, собранным на усилителе У1. Коэффициент передачи входного сигнала сумматором равен $R_{oc}/2R_{o2}$, а выходного сигнала ВП — сумматором R_{oc}/R_{o2} . Тем самым обеспечивается необходимое соотношение амплитуд 1:2. Для ФМ на рис. 2.49,б [118] однополупериодный ВП собран на усилителе У. Для положительных полуволн входного сигнала коэффициент передачи ВП равен единице, для отрицательных полуволн — двум. На дифференциальном усилителе У1 собрано вычитающее устройство, для которого коэффициент передачи входного сигнала равен трем, а выходного сигнала ВП — двум. На выходе ФМ получаем абсолютное (выпрямленное) значение входного напряжения с единичной амплитудой.

Реализация алгоритма (2.51) осуществляется в соответствии со схемой на рис. 2.50. Если при $u > 0$ сопротивление $R_k = \infty$, а при $u < 0$ сопротивление $R_k = -0,5R_0$, то функция преобразования этой цепи будет описываться зависимостью: $u_1(t) = |u(t)|$. Алгоритм (2.51) реализуется с помощью сопротивления R_k , коммутируемого в соответствии со знаком $u(t)$.

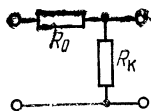


Рис. 2.50.

2.4. Способы выделения постоянной составляющей выпрямленного напряжения

Основными параметрами устройств выделения постоянной составляющей, характеризующими качество фильтрации, являются коэффициент сглаживания (фильтрации) и быстродействие. Качество фильтрации тем выше, чем больше коэффициент сглаживания и меньше длительность переходного процесса. Требования высокого быстродействия и большого коэффициента сглаживания противоречивы.

В ПСЗ для выделения постоянной составляющей выпрямленного напряжения используются следующие способы:

- способ аналогового усреднения сигнала,
- способ преобразования однофазного сигнала в многофазный,
- компенсационный способ выделения постоянной составляющей,
- способ цифрового усреднения выпрямленного сигнала,
- способ интегрирования выпрямленного сигнала,
- способ формирования обратно пропорциональной функции.

Способ аналогового усреднения выпрямленного напряжения. Этот способ осуществляется с помощью фильтров нижних частот и гребенчатых фильтров (усредняющие фильтры). Усредняющий фильтр представляет собой преобразователь переменного (пульсирующего) сигнала в постоянный по уровню среднего значения (преобразователи средних значений). В ПСЗ с усредняющими фильтрами нижних частот достижимое быстродействие ограничено инерционностью (постоянной времени)

фильтра. При этом быстродействие и коэффициент сглаживания находятся в обратно пропорциональной зависимости. Быстродействие можно повысить, построив фильтр нижних частот по двухканальной схеме (метод форсирования). Первый (основной) канал обеспечивает заданный коэффициент сглаживания (обладает низким быстродействием), а второй (форсирующий) имеет высокое быстродействие (малый коэффициент сглаживания). Здесь выходное напряжение устанавливается с малой постоянной времени форсирующего канала, что соответствует увеличению быстродействия фильтра.

Другая возможность увеличения быстродействия в использовании нелинейных свойств схемных элементов (пассивных или активных).

Рассмотрим активный фильтр нижних частот на рис. 2.51 [121]. Здесь заряд конденсатора C_0 ускоряется за счет нелинейных свойств усилителя. При подаче напряжения на вход фильтра сигнал обратной связи поступает в точку A с некоторой задержкой, определяемой инерционностью контура ООС. Усилитель на время задержки перегружается (находится в насыщенном состоянии), что эквивалентно его отключению. При этом конденсатор C_0 заряжается с постоянной времени $R_0 C_0$. Далее усилитель выходит из режима насыщения и в установившемся состоянии эквивалентная постоянная времени фильтра становится равной $(1+k)R_0 C_0$. Таким образом, теоретически качество фильтрации повышается в $1+k$ раз по сравнению с пассивными RC -фильтрами, имеющими такой же коэффициент сглаживания. Практически же увеличение качества

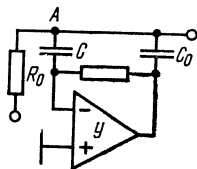


Рис. 2.51.

фильтрации гораздо меньше, так как разделительный конденсатор C придает прямому (усилительному) каналу дифференцирующие свойства, и характеристики ограничения усилителя не являются идеальными.

Теоретически предельно достижимое быстродействие можно обеспечить с помощью гребенчатых (игольчатых) фильтров, которые подавляют первую, вторую и т. д. гармоники выпрямленного сигнала и пропускают все остальные частоты. Но такие фильтры целесообразно использовать лишь при работе ПСЗ на фиксированных (известных) частотах (если требование быстродействия является доминирующим).

Способ преобразования однофазного сигнала в многофазный. Используя этот способ можно увеличить быстродействие ПСЗ, не снижая коэффициента сглаживания. Первым шагом в этом направ-

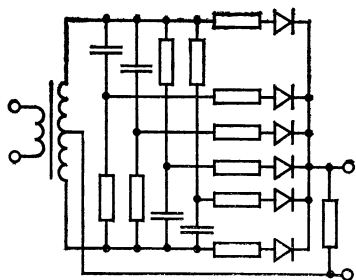


Рис. 2.52.

лении является переход от однополупериодного выпрямления к двухполупериодному, что позволяет повысить коэффициент фильтрации в два раза, не увеличивая инерционности фильтра. Для дальнейшего увеличения «фазности» напряжения необходимо входной сигнал преобразовать в

m -фазное напряжение и далее выпрямить его m -фазным выпрямителем. Поскольку частота первой гармоники выпрямленного сигнала будет равна $2mf$, то соответственно увеличивается в $2m$ раза коэффициент сглаживания (при заданной постоянной

времени фильтра) или во столько же раз увеличивается быстродействие (при заданном коэффициенте сглаживания). На рис. 2.52 [122, 123] приведена схема ПСЗ с фазовым умножением входного сигнала, в котором фазорасщепитель собран на m цепочках, создающих положительные и отрицательные фазовые сдвиги. Поскольку фазорасщепитель содержит инерционные элементы (конденсаторы), то с увеличением количества фаз возрастает эквивалентная постоянная времени фазорасщепителя. С другой стороны, с увеличением количества фаз коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения уменьшается. В работе [124] показано, что качество фильтрации имеет экстремум при некотором m .

Компенсационный способ выделения постоянной составляющей. Он заключается в выделении из выпрямленного сигнала переменной составляющей и ее вычитания из исходного (выпрямленного) сигнала. Для реализации этого способа необходимы два параллельных канала: основной (выпрямительный) и компенсирующий. Если основной канал содержит инерционное звено (например, усредняющий фильтр), то при введении компенсирующего канала можно повысить быстродействие, форсируя переходный процесс. Схемные реализации данного способа даны в [125—128].

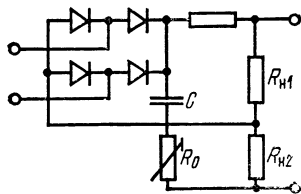


Рис. 2.53.

В простейшем случае переменную составляющую можно скомпенсировать в соответствии со схемой на рис. 2.53. Здесь переменная составляющая выпрямленного напряжения выделяется с по-

мощью конденсатора C , а выходной сигнал снимается с последовательно соединенных резисторов $R_{н1}$ и $R_{н2}$. Этим обеспечивается вычитание выпрямленного и компенсирующего напряжений. Идеальную компенсацию здесь невозможно обеспечить для всего спектра гармоник. Минимизация пульсаций

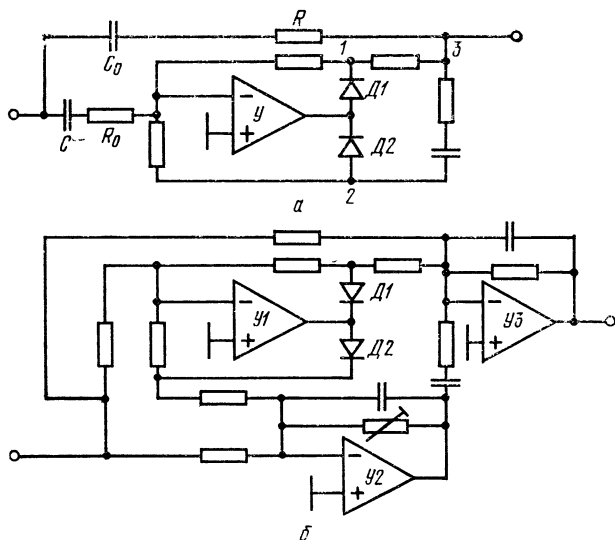


Рис. 2.54.

в выходном напряжении ПСЗ обеспечивается выбором достаточно большой емкости C и изменением сопротивления R_0 до значения, соответствующего минимуму пульсаций.

На рис. 2.54 представлены схемы активных ПСЗ с компенсацией переменных составляющих выпрямленного напряжения. Для ПСЗ на рис. 2.54,а противофазные пульсации, снимаемые с точек 1

и 2, суммируются и компенсируются входным напряжением, поступающим в точку суммирования 3 через RC -цепь. В ПСЗ на рис. 2.54,б качество фильтрации повышается как за счет введения компенсирующего канала, собранного на усилителе У2, так и за счет аналоговой фильтрации остаточной пульсации (усредняющий фильтр собран на усилителе У3). Поскольку усредняющий фильтр является инерционным звеном, а компенсирующий канал обладает дифференцирующими свойствами (разделительный конденсатор C нагружен на малое входное сопротивление охваченного ООС усилителя У3), здесь имеет место частичная взаимокompенсация влияния постоянных времени интегрирующего и дифференцирующего звеньев, что эквивалентно увеличению быстродействия.

Способ цифрового усреднения выпрямленного сигнала. При работе ПСЗ с цифровым вольтметром постоянного тока (ЦВПТ) время-импульсного или частотно-импульсного типа в качестве цифрового фильтра можно использовать сам ЦВПТ [129]. При этом можно существенно повысить быстродействие. Пусть измеряется синусоидальное напряжение $u(t) = U_m \sin \omega t$. В течение периода $T = 2\pi/\omega$ ЦВПТ суммирует n отсчетов $|u(t_i)|$. На табло его отсчетного устройства индицируется среднеарифметическое из n отсчетов, т. е.

$$U_{\text{св}} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n |u(t_i)| = \frac{U_m}{n} \sum_{i=0}^n \left| \sin \frac{2\pi i}{n} \right|. \quad (2.54)$$

Выражение (2.54) можно записать в более компактной форме [130]:

$$U_{\text{св}} = \frac{2U_m}{\pi} (1 + \gamma), \quad (2.55)$$

где $\gamma = \frac{\pi}{n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{n} - 1$ — методическая погрешность,

обусловленная конечным значением n . При $n \rightarrow \infty$ погрешность $\gamma \rightarrow 0$. При $n \gg \pi$ погрешность $\gamma \approx \approx -\pi^2/3n^2$. Отсюда находим необходимое количество отсчетов, исходя из допустимой методической погрешности γ : $n \geq \pi \sqrt{3/|\gamma|}$. Например, при допустимой погрешности $\gamma=0,0001$ (0,01%) $n \geq 182$. Здесь обеспечивается максимально достижимое время измерения (минимальное время обработки выпрямленного напряжения составляет один период). Этот способ цифрового усреднения применяется и для построения быстродействующих автономных ПСЗ [131].

Способ интегрирования. В этом случае моделируется выражение (1.2), согласно которому средне-выпрямленное значение периодических сигналов можно получить, интегрируя выпрямленный сигнал $|u(t)|$ за время nT , кратное периоду T , и деля на nT . Выходное напряжение идеального интегратора

$$e_n(t) = \frac{1}{\tau_n} \int_0^t |u(t)| dt, \quad (2.56)$$

где $\tau_n = RC$ — постоянная времени интегрирования.

Операцию деления можно реализовать двумя способами. Первый из них [132, 133] обеспечивает кратность постоянной времени $\tau_n = RC$ периоду T , т. е. $RC = mT$. При этом отношение n/m должно быть постоянным для любых значений T . При втором способе в ПСЗ вводится специальное устройство, осуществляющее операцию деления на nT . На рис. 2.55 представлена схема ПСЗ, в котором использована первая указанная возможность.

Здесь выпрямленное напряжение с выхода формирователя модуля ФМ подается на вход интегрирующего фильтра с синхронным временным квантованием сигнала, построенного по замкнутой схеме [134, 135]. Фильтр содержит интегратор, собранный на усилителе У1, и устройство выборки — хранения (ключ К, запоминающий конденсатор С

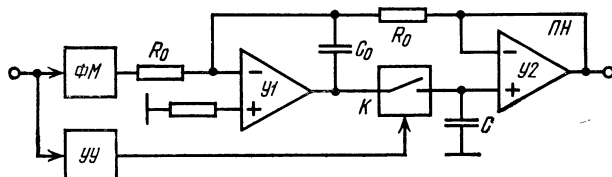


Рис. 2.55.

и повторитель напряжения, собранный на усилителе У2). В начале каждого периода (при прохождении входного сигнала $u(t)$ через нулевой уровень) ключ К замыкается и остается в замкнутом состоянии в течение короткого интервала времени $\Delta\tau \ll T$, достаточного для заряда конденсатора С. Ключ К коммутируется управляющим устройством (УУ). В работе [135] показано, что при $Tk_0/R_0C_0=1$ быстродействие фильтра максимально и составляет один период T . Здесь k_0 — коэффициент передачи устройства выборки — хранения.

Способ формирования обратно пропорциональной функции.

Абсолютное значение сигналов типа «квадратная волна» (меандр — рис. 4.1,б при скважности $T/\tau=2$) $x_m(t) = X_m e_m(t)$ равно его амплитудному значению, т. е. $|x_m(t)| = X_m$. В данном случае необходимость выделения постоянной составляющей отпадает, так как выпрямленный сигнал $|x_m(t)|$ не содержит переменных составляющих. Отсюда следует, что операция выделения постоянной составляющей устраняется при приведении формы кривой измеряемого сигнала $x(t) = X_m e(t)$

к форме меандра путем реализации соотношения $x(t)x_0(t) = x_m(t)$.

Функции $x(t)$ и $x_0(t)$, удовлетворяющие условию $x(t)x_0(t) = x_m(t)$, являются обратно пропорциональными. Из сигнала $x(t)$ формируется обратно пропорциональная функция $x_0(t) = X_{m0}e_0(t)$. Перемножая сигналы $x(t)$ и $x_0(t)$, получаем $y(t) = X_m X_{m0} e(t) e_0(t)$. Тогда абсолютное значение $|y(t)| = X_m X_{m0}$, где $X_{m0} = \text{const}$, будет пропорционально амплитуде X_m измеряемого сигнала.

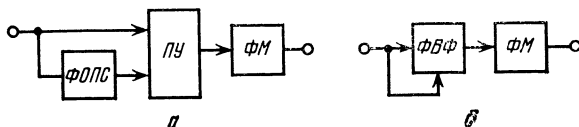


Рис. 2.56.

Структурная схема преобразователей, реализующих данный алгоритм, представлена на рис. 2.56,а, где ФОРПС — формирователь обратно пропорционального сигнала, ПУ — перемножающее устройство. Перемножающее устройство усложняет преобразователь. Операцию перемножения сигналов можно заменить операцией умножения параметра передачи (взвешивающей функции) $s_m(t)$ на измеряемый сигнал. Действительно, если коэффициент передачи $s_m(t) = k_m e_0(t)$, где $k_m = \text{const}$, то $y(t) = s_m(t)x(t)$. Поскольку $e(t)e_0(t) = e_m(t)$, то $|y(t)| = k_m X_m$.

Соответствующая структурная схема представлена на рис. 2.56,б, где ФВФ — формирователь взвешивающей функции. Формирование взвешивающей функции можно осуществить путем ее кусочно-ступенчатой аппроксимации [136]. При этом из-за погрешности аппроксимации условие $e(t)e_0(t) = e_m(t)$ выполняется с некоторым приближением, что вызывает появление в выпрямленном напряжении переменных составляющих. Если период измеряемого сигнала разбит на n аппроксимирующих участков, то частота первой гармоники выпрямленного сигнала увеличивается в $2n$ раз, это облегчает фильтрацию и во столько же раз повышает быстродействие преобразователя.

Важной характеристикой ПСЗ является его выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$. В ПСЗ с аналоговой фильтрацией выпрямленного напряжения выходное

сопротивление определяется выходным сопротивлением фильтра. Для пассивных усредняющих фильтров выходное сопротивление в зависимости от заданного коэффициента фильтрации может достигать десятков и даже сотен килоом. Поэтому коэффициент передачи ПСЗ с пассивными усредняющими фильтрами нормируется для заданной нагрузки Z_H (входное сопротивление ЦВПТ), т. е. такие ПСЗ могут работать только в режиме $Z_H = \text{const}$.

Работа ПСЗ с любым типом регистрирующего устройства в режиме $Z_H = \text{var}$ возможна при обеспечении условия $Z_{\text{вых}} \ll Z_H$, при выполнении которого погрешность от изменения нагрузки пренебрежимо мала. Условие $Z_{\text{вых}} \ll Z_H$ можно обеспечить, используя активные усредняющие фильтры с малым выходным сопротивлением. В частности, малым выходным сопротивлением обладают интегрирующие активные фильтры (рис. 2.54,б). Поскольку усилитель в активных фильтрах должен пропускать постоянную составляющую, то такие устройства вносят дополнительную погрешность из-за дрейфа нуля усилителя.

От этого недостатка в значительной мере свободен ПСЗ на рис. 2.57 [137]. Здесь на транзисторах $T1$ и $T2$ собран составной повторитель напряжения с малым выходным сопротивлением (порядка нескольких десятков ом). В качестве

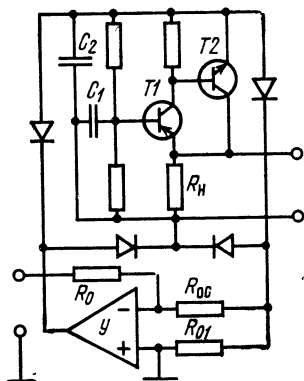


Рис. 2.57.

питающего напряжения повторителя используется отфильтрованное с помощью конденсатора C_2 выпрямленное напряжение. Выходное напряжение фильтруется конденсатором C_1 .

2.5. Погрешности преобразователей средневыпрямленных значений

При строго линейной функции преобразования и линейной фазовой характеристике усилительных элементов, входящих в состав ПСЗ (усилители, транзисторы, работающие в усилительном режиме, и др.), выходной сигнал ПСЗ пропорционален средневыпрямленному значению напряжений произвольной формы. Анализ погрешности из-за формы кривой при измерении средневыпрямленного значения напряжений произвольной формы, обусловленной нелинейностью функции преобразования ПСЗ, проведен в работах [139, 140].

В большинстве случаев коэффициент передачи ПСЗ нормируется по среднеквадратическому значению синусоидального напряжения, что обуславливает наличие дополнительной погрешности из-за отклонения формы кривой измеряемого сигнала от синусоидальной. Другим источником погрешности является наличие собственных шумов ПСЗ или предварительного усилителя, что ограничивает чувствительность преобразователя.

При работе ПСЗ с цифровыми регистрирующими устройствами (например, с ЦВПТ) источником погрешности является нелинейность функции преобразования ПСЗ (погрешность из-за нелинейности).

Высокую точность преобразователя можно реализовать при условии, что влияния изменения формы кривой измеряемого сигнала, собственных шумов и нелинейности будут достаточно малыми.

Погрешность, обусловленная наличием собственных шумов при неидеальном законе преобразования. Влияние собственных шумов ПСЗ становится заметным при преобразовании слабых сигналов. Пусть функция преобразования выпрямительного преобразователя определяется параболической зависимостью $u_1(t) = k|u(t)|^n$. Параболическая аппроксимация представляется наиболее целесообразной, так как вольт-амперные характеристики ряда выпрямительных и детектирующих элементов с достаточной степенью точности описываются степенной параболой. Кроме того, ограничение поля разброса реальной характеристики двумя граничными параболой позволяет вычислить предельные значения погрешностей. Если преобразуемый (измеряемый) сигнал является синусоидальным $u(t) = U_m \sin \omega t$, а собственный шум — нормальным, то постоянная составляющая выходного напряжения ВП будет определяться выражением [141]

$$E_1 = k \sigma^n \frac{2^{0,5}}{\pi^{0,5}} \Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right) \Phi\left(-\frac{n}{2}, 1, -a^2\right), \quad (2.57)$$

где Φ и Γ — соответственно вырожденная гипергеометрическая и гамма-функция; σ — среднеквадратическое значение собственного шума, приведенное ко входу ФМ; k — коэффициент передачи ФМ по мгновенным значениям сигнала. При малых шумах ($a^2 = U^2/\sigma^2 \gg 1$), упрощая выражение (2.57), получаем

$$E_1 = S_n U^n \left(1 + \frac{n^2}{4a^2}\right), \quad (2.58)$$

где

$$S_n = 2^{0,5n} k \Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right) / \pi^{0,5} \Gamma\left(1 + \frac{n}{2}\right).$$

В частном случае $a = \infty$ (собственные шумы отсутствуют) выражения (2.57) и (2.58) определяют постоянную составляющую выпрямленного напряжения при воздействии только синусоидального сигнала [142]. Нас интересует случай слабо выраженной нелинейности, когда $n = 1 + \Delta n$ и $|\Delta n| \ll 1$. Упрощая выражение (2.58) при $|\Delta n| \ll 1$, можем записать

$$E_1 \approx S_1 U \left(1 + \Delta n \ln \frac{U}{U_K} + \frac{n^2}{4a^2}\right), \quad (2.59)$$

где $S_1 = S_n U_K^{\Delta n}$

В формуле (2.59) слагаемые

$$\gamma_n = \Delta n \ln \frac{U}{U_K}, \quad \gamma_\Delta = \frac{n^2}{4a^2} \approx \frac{1}{4} \left(\frac{\sigma}{U} \right)^2 \quad (2.60)$$

— соответственно погрешности из-за нелинейности и из-за собственных шумов.

Влияние собственных шумов можно снизить при следующем способе калибровки функции преобразования ПСЗ. Пусть градуировочная функция преобразования задана выражением $E_1 = S_0 U$. Коэффициент передачи ПСЗ нормируют таким образом, чтобы при конечном значении диапазона (при $U = U_K$) градуировочная и реальная функция преобразования пересекались. Тогда из равенства

$$S_0 U_K = S_n U_K^n \left(1 + \frac{n^2}{4a_K^2} \right), \quad \text{где } a_K^2 = U_K^2 / \sigma^2,$$

находим значение коэффициента S_n и, подставив его в (2.58), получим

$$E_1 = S_0 U \left(\frac{U}{U_K} \right)^{\Delta n} \frac{1 + n^2/4a^2}{1 + n^2/4a_K^2}. \quad (2.61)$$

При слабо выраженной нелинейности и малых шумах выражение (2.61) упрощается:

$$E_1 \approx S_0 U \left(1 + \Delta n \ln \frac{U}{U_K} + \frac{n^2}{4a^2} - \frac{n^2}{4a_K^2} \right). \quad (2.62)$$

При данном способе нормирования коэффициента передачи с учетом собственных шумов ПСЗ аддитивная погрешность от шумов

$$\gamma_\Delta = \frac{n^2}{4a^2} - \frac{n^2}{4a_K^2} \approx \frac{\sigma^2}{4} \left(\frac{1}{U^2} - \frac{1}{U_K^2} \right) \quad (2.63)$$

при $U = U_K$ равна нулю и возрастает к началу диапазона. Практически собственные шумы учитывают при калибровке коэффициента передачи ПСЗ. На вход ПСЗ подают известное калибровочное напряжение $U = U_K$ и изменяют коэффициент передачи ПСЗ до получения на регистрирующем устройстве отсчета, равного $S_0 U_K$.

Рассмотрим возможность компенсации влияния собственных шумов операцией «установки нуля», которая заключается в следующем. При короткозамкнутом входе ПСЗ (при $U=0$) на выходе ПСЗ вводится компенсирующий сигнал E_0 , значение которого выбирается из условия равенства нулю выходного сигнала ПСЗ. В рассматриваемом случае при $U=0$ выходное напряжение обусловлено только собственными шумами ПСЗ и определяется выражением (2.57) [143]. Из условия $U=0$ находим значение $E_0 = S_n \sigma^n \Gamma(1+n/2)$, при котором выходное напряжение $E_1=0$, где S_n определяется выражением (2.58). Тогда при $U \neq 0$

$$E_1 = S_n U^n (1 + n/4a^2) - E_0 = S_n U^n (1 + \gamma_\Delta), \quad (2.64)$$

где

$$\gamma_\Delta = \frac{n^2}{4} \left(\frac{\sigma}{U} \right)^2 - \left(\frac{\sigma}{U} \right)^n \Gamma \left(1 + \frac{n}{2} \right) \quad (2.65)$$

— результирующая аддитивная погрешность. Выражения (2.64) и (2.65) справедливы при большом отношении сигнал/шум. Отсюда видим, что введение операции «установка нуля» в ПСЗ увеличивает результирующую аддитивную погрешность, обусловленную собственными шумами, так как согласно (2.65) $\gamma_\Delta \approx -\sigma \sqrt{\pi/2U}$ при $n=1$. Таким образом, для уменьшения влияния собственных шумов нецелесообразно применять в ПСЗ операцию «установка нуля». При $n=2$ согласно (2.65) $\gamma_\Delta = 0$.

Погрешность от влияния формы кривой при неидеальном законе преобразования. На фиксированных частотах инструментальную погрешность преобразователей среднвыпрямленных значений можно свести к десятым и даже сотым долям процента. При калибровке ПСЗ по среднеквадратическому значению такие малые погрешности измерения можно обеспечить практически, если искажения входного сигнала пренебрежимо малы. При калибровке ПСЗ по среднеквадратическому значению синусоидального напряжения содержание высших гармоник в сигнале не должно превосходить допустимого значения. В противном случае погрешность из-за формы кривой может намного превысить класс точности ПСЗ.

Существующие оценки погрешности из-за влияния формы кривой, как правило, сводятся к идеализированной модели, так как исходят из предположения, что закон преобразования является строго линейным, а градуировка функции преобра-

зования (шкалы прибора) осуществляется на «чисто» синусоидальном напряжении. При указанной постановке вопроса можно получить полезную информацию, в частности, о влиянии гармоник входного сигнала на результирующую погрешность измерения [144]; такой подход оправдан при классах точности порядка один-два процента. Но уже при классах точности в десятые и сотые доли процента такой подход не отражает реальной картины, так как указанные факторы (нелинейность функции преобразования, искажения формы кривой градуировочного сигнала) создают дополнительную погрешность одного порядка с основной погрешностью ПСЗ.

Указанное заставляет пересмотреть существующие оценки погрешности из-за формы кривой, так как отсутствие более общего критерия не позволяет полностью реализовать точностные возможности активных ПСЗ. При этом, как и прежде, будем исходить из параболической аппроксимации закона преобразования. Рассмотрим сначала прямопоказывающие приборы, шкала которых проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. При малых шумах согласно (2.58) угол отклонения стрелки измерительного механизма определяется выражением

$$\alpha = kU^n \frac{\pi^{0,5}n}{\pi^{0,5}} \frac{\Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\Gamma\left(1 + \frac{n}{2}\right)} \left(1 + \frac{n^2}{4a^2}\right). \quad (2.66)$$

Операция градуировки шкалы прибора эквивалентна обратному функциональному преобразованию выражения (2.66) относительно измеряемой величины U , т. е.

$$\bar{U} = \sqrt[n_0]{\frac{\pi^{0,5}\Gamma\left(1 + \frac{n_0}{2}\right)\alpha}{k_0 2^{0,5n_0} \Gamma\left(\frac{1+n_0}{2}\right)}}, \quad (2.67)$$

где индекс «0» относится к градуировочным значениям величин (считаем, что при градуировке собственные шумы не учитываются); α — текущее значение угла отклонения стрелки, определяемое выражением (2.66). Погрешность измерения опреде-

ляется разностью отсчета \bar{U} и измеряемой величины U , т. е. относительная погрешность

$$\gamma = \frac{\bar{U}}{U} - 1 = \frac{1}{U} \left[\frac{(2k_{\Phi 0})^{n_0} \Gamma\left(1 + \frac{n_0}{2}\right)}{k_0 \pi^{n_0-0,5} \Gamma\left(\frac{n_0+1}{2}\right)} \alpha \right]^{1/n_0} - 1, \quad (2.68)$$

где $k_{\Phi 0} = \pi/2 \sqrt{2}$ — коэффициент формы синусоидального сигнала.

Таким образом, задача сводится к определению угла отклонения α , соответствующего искаженной форме входного сигнала $u(t)$ со среднеквадратическим значением U . При совпадении форм градуировочного и измеряемого сигналов и при абсолютной стабильности схемных элементов ($k=k_0$, $n=n_0$) подстановкой (2.66) в (2.68) убеждаемся, что погрешность $\gamma=0$. С учетом формулы Лежандра [145]

$$\Gamma(x) \Gamma(x+0,5) = (2\pi)^{0,5} 2^{0,5-2x}$$

и равенства [142]

$$\Gamma(1+x\Delta n) \approx (1-x\Delta n) (1+0,4228x\Delta n),$$

которое справедливо при $|x\Delta n| \ll 1$, выражение (2.67) можно упростить:

$$\bar{U} \approx k_{\Phi 0} (n_0 \alpha / k_0 \pi^{\Delta n_0})^{1/n_0}, \quad (2.69)$$

где $n_0 = 1 + \Delta n_0$.


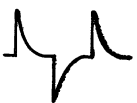

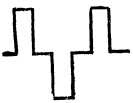

Тогда результирующая погрешность

$$\gamma \approx \frac{k_{\Phi 0}}{U} \left(\frac{n_0 \alpha}{k_0 \pi^{\Delta n_0}} \right)^{1/n_0} - 1, \quad (2.70)$$

В работах [6, 146] показано, что выражение (2.70) при малых отклонениях показателя степени n от единицы для любой функции $u(t)$ можно привести к виду

$$\gamma = \frac{k_{\Phi 0}}{k_{\Phi}} [1 + \Delta n (c + 2 \ln k_{\Phi})]^{1/n} - 1, \quad (2.71)$$

Таблица 2.2

$u(t)$	c	Примечание
	$-0,2156$	$\ln k_{\Phi_0} = 0,1078$
	$-0,4516$	$k_{\Phi} > 2$
	$0,8553$	—
	$0,1447$	—
	$-0,3126$	Нормальный шум

где $|c| \ll 1$ — постоянная, зависящая от формы градуировочного и измеряемого сигнала. Поскольку в (2.71) выражение, заключенное в квадратные скобки, при $|\Delta n| \ll 1$ мало отличается от единицы, то

$$\gamma \approx \frac{k_{\Phi 0}}{k_{\Phi}} [1 + \Delta n (c + 2 \ln k_{\Phi})] - 1. \quad (2.72)$$

При градуировке шкалы прибора на синусоидальном напряжении ($k_{\Phi 0} = 1,1107$) значения постоянной c для некоторых форм сигнала даны в табл. 2.2. При $\Delta n = 0$ формулы (2.71) и (2.72) приводятся к известному выражению [1], определяющему погрешность ПСЗ из-за формы кривой при идеальном (линейном) законе преобразования. Формула (2.72) позволяет сделать важные для нас выводы и уточняет некоторые общепринятые положения. При равенстве коэффициентов формы градуировочного и измеряемого сигналов погрешность при неидеальном законе преобразования не равна нулю, а согласно (2.72) определяется выражением $\gamma = \Delta n (c + 2 \ln k_{\Phi})$. Общепринятая точка зрения о равенстве нулю погрешности из-за формы кривой при $k_{\Phi} = k_{\Phi 0}$ справедлива только в гипотетическом случае идеального закона преобразования, который практически никогда не выполняется.

Аналогичным образом можно показать, что при работе ПСЗ в режиме преобразования (например, совместно с ЦВПТ) погрешность

$$\gamma = \left(\frac{k_{\Phi 0}}{k_{\Phi}} \right)^n \left[1 + \Delta n \left(c + 2 \ln k_{\Phi} + \ln \frac{U}{U_k} \right) \right] - 1. \quad (2.73)$$

С учетом условия $|\Delta n| \ll 1$ выражение (2.73) приводится к виду

$$\gamma \approx \frac{k_{\Phi 0}}{k_{\Phi}} \left[1 + \Delta n \left(c + 2 \ln k_{\Phi} + \ln \frac{U}{U_k} \right) \right] - 1. \quad (2.74)$$

Выражение (2.74) показывает, что при работе ПСЗ в качестве автономного преобразователя или с цифровым регистрирующим устройством в результирующую погрешность добавляется слагаемое, обусловленное нелинейностью функции преобразования.

Как уже отмечалось, погрешность из-за формы кривой можно уменьшить, введя нормированную асимметрию глубины обратной связи для положительных и отрицательных полувольт сигнала в активных ПСЗ, в которых выпрямительный преобразователь включен в цепь ООС усилителя [67, 68].

2.6. Некоторые применения ПСЗ

Отечественной промышленностью освоен выпуск широкой номенклатуры электронных вольтметров и преобразователей, построенных на базе ПСЗ: вольтметры средневыпрямленных значений (Ф517, Ф564, Ф724), вольтметры для измерения среднеквадратического значения напряжений синусоидальной формы (ВЗ-38, ВЗ-39, ВЗ-41 и др.), линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное для ЦВПТ (ВЗ-23, ВЗ-34, В9-1 и др.), цифровые вольтметры со встроенными преобразователями средневыпрямленных значений (В7-8, ВК7-10, Ф485 и др.). В указанных вольтметрах используются ПСЗ, в которых выпрямительный преобразователь включен в цепь ООС усилителя. Из электронных вольтметров со стрелочным индикатором наивысшей точностью обладает вольтметр Ф564 (класс точности 0,5, диапазон измеряемых напряжений 1 мВ — 300 В, частотный диапазон 20 Гц — 40 кГц). Отличительной особенностью вольтметров ВЗ-39 и ВЗ-41 является широкая полоса пропускания. Для вольтметра ВЗ-41 диапазон измеряемых напряжений 100 мкВ — 300 В перекрывается 12 пределами, основная погрешность в номинальной области частот составляет 2,5%, частотный диапазон 20 Гц — 10 мГц. По схеме табл. 2.1, поз. 16 построен автономный преобразователь ВЗ-34, предназначенный для работы с ЦВПТ (диапазон преобразуемых напряжений 1 мВ — 300 В перекрывается 4 пределами, основная погрешность $\pm 0,2\%$ в частотном диапазоне 100 Гц — 10 кГц и $\pm 0,5\%$ в частном диапазоне 30 Гц — 50 кГц, входной импеданс 1 МОм, 100 пФ).

ПСЗ находят широкое применение в качестве функциональных блоков и во многих других измерительных приборах и устройствах.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ ПО УРОВНЮ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ

Наиболее распространенным объектом измерения и преобразования в области радиоэлектроники является среднеквадратическое (действующее, эффективное) значение электрических сигналов. При этом для преобразования (измерения) сигналов по уровню среднеквадратического значения напряжений произвольной формы согласно (1.3) необходимы нелинейные преобразователи с квадратичной функцией преобразования по мгновенным значениям сигнала либо электротепловые преобразователи также с нелинейной функцией преобразования. Таким образом, для построения ПСКЗ с линейной функцией преобразования необходимо использовать специальные методы линеаризации. В настоящее время вопросы построения высокоточных ПСКЗ привлекают внимание все большего числа специалистов [6, 146—150].

Для построения измерителей мощности поглощения, перемножающих устройств и др. применяют квадратичные преобразователи переменных электрических сигналов в постоянное напряжение (квадратичные ПСКЗ). Здесь необходимо обеспечить строго квадратичную функцию преобразования при высокой точности и широкой полосе пропускания ПСКЗ. Разработан ряд методов обеспечения квадратичности функции преобразования при использовании в ПСКЗ электротепловых преобразователей с неквадратичной характеристикой. Далее рассматриваются две группы ПСКЗ: с квадратичной и линейной функцией преобразования.

3.1. Преобразователи среднеквадратических значений с квадратичной функцией преобразования

Классификация квадратичных устройств дана в работе [6]. По способу воспроизведения квадратичной зависимости аналоговые устройства можно разделить на три группы:

- с квадратичным преобразованием по мгновенным значениям сигнала (квадраторы, в которых использованы элементы с естественными нелинейностями вольт-амперных характеристик, и квадраторы с линейно-сегментным аппроксиматором),

- с промежуточным преобразованием электрической энергии в тепловую (термоэлектрические, терморезисторные, термоэмиссионные [150], фотоэлектрические, калориметрические и др.),

- с функциональным время-импульсным преобразованием [151—154].

Квадраторы, в которых использованы элементы с естественными нелинейностями, обладают рядом недостатков: низкой точностью, разбросом параметров, узким динамическим диапазоном, в пределах которого выполняется условие квадратичности преобразования. Тем не менее из-за простоты схемной реализации они находят применение, если к точности и динамическому диапазону не предъявляются высоких требований. На рис. 3.1 приведена схема вольт-амперметра среднеквадратических значений класса 1,0, построенного на диодах Д9Е [155]. Температурная погрешность компенсируется с помощью моста, в противоположные плечи которого включены медные (R_1 , R_3) и манганиновые (R_2 , R_4) резисторы. При питании моста напряжением 1 В осуществляется компенсация сдвига вольт-амперной характеристики диодов (температурная погреш-

ность не превосходит 1% в диапазоне от 20 до 35°C). Погрешность воспроизведения квадратичной зависимости не превышает 1%. Номинальное значение первого предела измерения составляет 3 В.

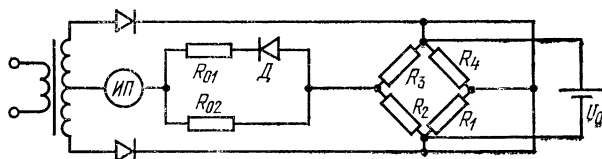


Рис. 3.1.

Задача обеспечения заданного участка вольт-амперной характеристики, в пределах которого сохраняется квадратичный закон преобразования, решается относительно простыми средствами при использовании квадратичного устройства на базе

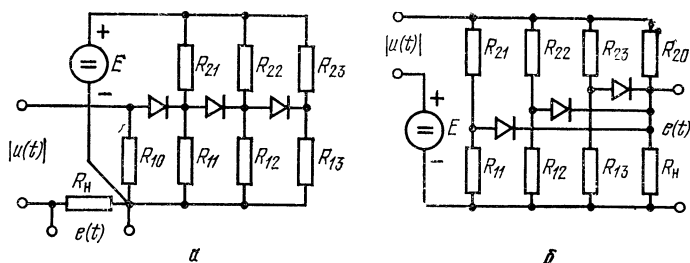


Рис. 3.2.

линейно-сегментных аппроксиматоров (рис. 3.2). При отсутствии входного напряжения $u(t)$ аппроксимирующие диоды заперты напряжением, снимаемым с делителей $R_{1i}—R_{2i}$. При увеличении уровня входного напряжения сначала открывается первый диод, затем второй и т. д., чем и воспро-

изводится кусочно-квадратичная зависимость тока, протекающего через нагрузку (измерительный прибор), от входного напряжения. Узлы аппроксимации выбираются, исходя из минимума погрешности воспроизведения квадратичной зависимости при заданном количестве аппроксимирующих сегментов [156].

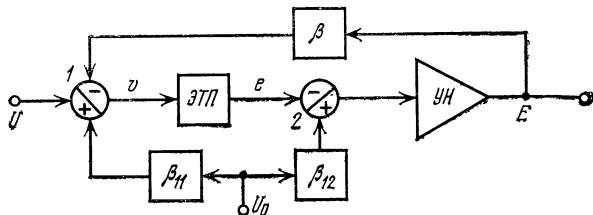


Рис. 3.3.

Схема на рис. 3.2,а используется в электронных вольтметрах эффективных значений ВЗ-6 и ВЗ-19. Частотный диапазон линейно-сегментных аппроксиматоров ограничен паразитными емкостями, шунтирующими резисторы делителей напряжения (возможность уменьшения сопротивлений делителей ограничена допустимой мощностью, отбираемой от источника смещающего напряжения E).

Более высокую точность и квадратичность характеристики в широком диапазоне изменений входного напряжения обеспечивают ПСКЗ, построенные на базе электротепловых преобразователей ЭТП, работающих в режиме стабилизации температуры подогревателей (рис. 3.3). На вход ЭТП с выхода суммирующего-вычитающего устройства 1 подаются переменный измеряемый сигнал U , постоянное опорное напряжение $\beta_{H1} U_0$ и постоянное напряжение βE обратной связи. Пусть функция преобразования ЭТП задана в общем виде

$e = \alpha \varphi(v^2)$. Выходное напряжение ПСКЗ

$$E = k [U_{12} - \alpha \varphi \langle U^2 + (U_{11} - \beta E)^2 \rangle]. \quad (3.1)$$

При $U=0$ выходное напряжение ПЭЗ $E=0$, что выполняется при $U_{12} = \alpha \varphi(U_{11}^2)$. Подставив это значение в (3.1), получим

$$E = \frac{U_{11}}{\beta} - \frac{1}{\beta} \sqrt{\overline{\varphi \left[\varphi(U_{11}^2) - \frac{E}{\alpha k} \right] - U^2}}, \quad (3.2)$$

где φ и $\overline{\varphi}$ — функции взаимнообратные, $U_{11} = \beta_{11} U_0$ и $U_{12} = \beta_{12} U_0$.

С учетом приближенного равенства

$$\begin{aligned} \overline{\varphi \left[\varphi(U_{11}^2) - \frac{E}{\alpha k} \right]} &\approx U_{11}^2 - \frac{E}{\alpha k} \overline{\varphi' [\varphi(U_{11}^2)]} \approx \\ &\approx U_{11}^2 - \frac{E}{k \alpha \varphi' (U_{11}^2)} \end{aligned} \quad (3.3)$$

выражение (3.2) приводится к виду

$$E = \frac{U_{11}}{\beta} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{U}{U_{11}} \right)^2 - \frac{E}{k \alpha U_{11}^2 \varphi' (U_{11}^2)}} \right). \quad (3.4)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления k усилителя выражение (3.4) можно упростить:

$$E = \frac{1}{2\beta} \frac{U^2}{U_{11}} (1 + \gamma), \quad (3.5)$$

где

$$\gamma = \frac{E}{k \alpha U_{11}^2 \varphi' (U_{11}^2)} \approx \frac{1}{2k\beta\alpha U_{11} \varphi' (U_{11}^2)} \quad (3.5a)$$

— погрешность из-за неквадратичности функции преобразования ПСКЗ.

Приближенное равенство в (3.5a) выполняется при $E \approx U^2 / 2\beta U_{11}$. Таким образом, преобразователи,

работающие в режиме стабилизации температуры подогревателя, при достаточно малом статизме замкнутой системы имеют функцию преобразования, близкую к квадратичной. При этом квадратичность обеспечивается при произвольной функции преобразования $e = \alpha \varphi(v^2)$ используемого ЭТП. Нестабильность функции $\varphi(v^2)$ приводит к нарушению условия

$$U_{12} = \alpha \varphi(U_{11}^2), \quad (3.6)$$

в результате чего нарушается квадратичность закона преобразования.

Условие (3.6) можно выполнить, введя операцию установки нуля. Действительно, при нарушении условия (3.6) и нулевом входном напряжении на выходе ПСКЗ появляется напряжение. Тогда при короткозамкнутом входе ПСКЗ (при $U=0$), изменяя коэффициент передачи β_{11} делителя напряжения или β_{12} , устанавливают нулевое значение выходного напряжения, что соответствует выполнению равенства (3.6) и восстановлению квадратичного закона преобразования.

Большим достоинством ПСКЗ, работающих в режиме стабилизации температуры подогревателя, является возможность уменьшения влияния инерционности ЭТП на быстродействие ПСКЗ. Действительно, пусть ЭТП является инерционным звеном первого порядка с постоянной времени τ . Тогда, подставив в формулу (3.4) значение $\alpha = \alpha_0 / (1 + p\tau)$, видим, что влияние постоянной времени τ уменьшается с увеличением коэффициента усиления k . Здесь p — комплексная переменная.

Рассмотрим конкретные схемы квадратичных ПСКЗ, построенных по структурной схеме рис. 3.3. На рис. 3.4,а приведена схема ПСКЗ, собранного на резисторах с косвенным подогревом. При от-

существовании входного сигнала мост сбалансирован, т. е. выходной ток $I_1=0$. Балансировка моста осуществляется потенциометром R_0 , с помощью которого изменяется ток, протекающий через подогреватель компенсирующего подогреваемого резистора R_{0T} . Пусть зависимость сопротивления R_T от рас-

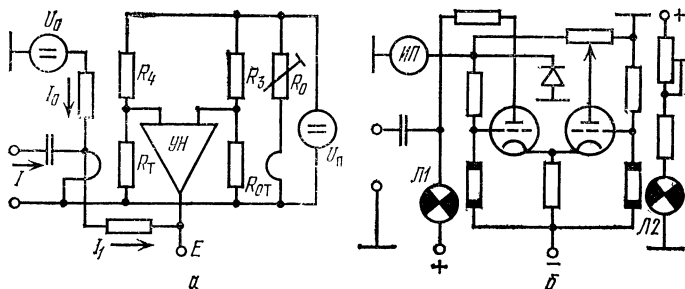


Рис. 3.4.

сеиваемой в его подогревателе мощности P определяется выражением: $R_T = \alpha \varphi(P)$, где $P = I^2 R_{\Pi} + (I_0 - I_1)^2 R_{\Pi}$. Выходное напряжение ПСКЗ

$$E = k \left[\frac{\alpha \varphi(P)}{R_4 + \alpha \varphi(P)} - \frac{R_{0T}}{R_3 + R_{0T}} \right] U_{\Pi} \quad (3.7)$$

Отсюда находим

$$P = \bar{\varphi} \left[\frac{R_{0T} R_4}{\alpha R_3} + \Delta \right] \approx \bar{\varphi} + \bar{\varphi}' \Delta, \quad (3.8)$$

где

$$\Delta = \frac{(R_T + R_4)(R_{0T} + R_3)E}{k \alpha R_3 U_{\Pi}};$$

$$\bar{\varphi} = \bar{\varphi} \left(\frac{R_{0T} R_4}{\alpha R_3} \right); \quad \bar{\varphi}' = \bar{\varphi}' \left(\frac{R_{0T} R_4}{\alpha R_3} \right).$$

Отсюда получим

$$I_1 = I_0 \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\varphi}}{I_0^2 R_{\Pi}} \left(1 + \frac{\bar{\varphi}'}{\bar{\varphi}} \Delta \right) - \frac{I^2}{I_0^2}} \right] = \\ = \frac{I^2}{2I_0} (1 + \gamma), \quad (3.9)$$

где

$$\gamma = \frac{1 - \sqrt{\left(1 + \frac{\bar{\varphi}'}{\bar{\varphi}} \Delta \right) \frac{\bar{\varphi}}{I_0^2 R_{\Pi}} - \frac{I^2}{I_0^2}}}{1 - \sqrt{1 - I^2/I_0^2}} - 1 \approx \frac{I_0^2 \bar{\varphi}'}{I^2 \bar{\varphi}} \Delta \quad (3.10)$$

— относительная погрешность из-за неквадратичности, обусловленная статизмом замкнутой системы. Здесь приближенное равенство выполняется при $k \gg 1$, $I^2 \ll I_0^2$ и $I_0^2 \approx \bar{\varphi}/R_{\Pi}$. На рис. 3.4,б [157] приведена аналогичная схема ПЭЗ, собранного на фотопреобразователях.

На рис. 3.5 представлена схема ПСКЗ электронного милливольтметра ВЗ-42. В качестве термоэмиссионного преобразователя использован вакуумный диод (экономичный пентод 1Ж42А в диодном включении), в накальную цепь которого подается измеряемый сигнал. На транзисторах $T1$ и $T2$ собран составной эмиттерный повторитель, роль нагрузки которого играет накал диода D . При таком включении опорным сигналом является начальный ток эмиттерного повторителя. Введенный в накальную цепь диода переменный сигнал увеличивает температуру катода, что увеличивает анодный ток диода. Увеличивается и постоянное напряжение обратной связи, снимаемое с эмиттерной нагрузки транзистора $T3$ и подаваемое на вход составного эмиттерного повторителя. Поскольку

для термопреобразователей типа ТВБ-3 номинальное значение тока подогревателя равно 5 мА, что соответствует падению напряжения в 600 мВ на его входном сопротивлении в 120 Ом при номинальном значении выходного напряжения 10 мВ. Для обеспечения заданного запаса по квадратичности ПСКЗ термопреобразователи работают в недогруженном режиме (на уровне $1/k_{ак}$ номинального значения).

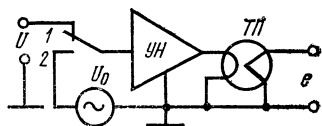


Рис. 3.6.

При этом термо-э. д. с. на выходе ТП существенно уменьшается. Использование предварительных и выходных усилителей снижает точность.

Влияние неустойчивости усилителей можно уменьшить, введя операцию калибровки коэффициента передачи ПСКЗ по опорному (калибровочному) напряжению U_0 . Для ПСКЗ на рис. 3.6 при положении 1 (рабочем) переключателя выходное напряжение $e = \alpha k^n U^n = \alpha k^{n_0} (1 + \gamma) U^n$, где $\gamma = (1 + \delta)^n - 1 \approx n\delta$ — погрешность ПСКЗ, обусловленная неустойчивостью δ коэффициента усиления k УН. В положении 2 (калибровочном) переключателя на вход ПСКЗ подается опорный сигнал U_0 и коэффициент усиления УН изменяется до получения на выходе известного напряжения $e_0 = \alpha k^n U_0^n$. Отсюда находим $k = \sqrt[n]{e_0 / \alpha / U_0}$. Таким образом, после проведения операции калибровки функция преобразования ПСКЗ $e = e_0 U^n / U_0^n$ не зависит от неустойчивости коэффициентов k и α .

Недостатком ПСКЗ на рис. 3.6 является необходимость использовать в качестве опорного напряжения стабильный переменный сигнал, при этом неустойчивость опорного напряжения полностью входит в погрешность преобразования [158].

Разработан ряд ПСКЗ, в которых в качестве опорного напряжения используется сам измеряемый (преобразуемый) сигнал [159—162]. Рассмотрим некоторые из них. Для ПСКЗ на рис. 3.7 измерение осуществляется в положении 1 переключателей. При этом выходное напряжение $E_1 = \alpha_1 k \beta_v (k_1 U)^{n_1}$,

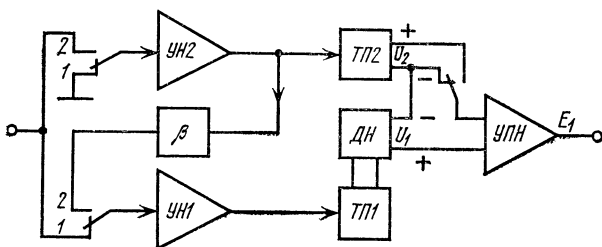


Рис. 3.7.

где β_v — коэффициент передачи управляемого ДН. Операция калибровки осуществляется в положении 2 переключателей путем изменения коэффициента передачи ДН до выполнения условия

$$E_2 = k(U_2 - U_1) = k\alpha_2(k_2 U)^{n_2} - k\beta_v\alpha_1(k_1 k_2 \beta U)^{n_1} = 0,$$

где E_1 и E_2 — напряжения на выходе ПСКЗ в положениях 1 и 2 переключателей. Отсюда находим значение β_v и, подставив его в выражение для функции преобразования ПСКЗ, получим

$$E_1 = k\alpha_2 k_2^{n_2 - n_1} U^{n_2} / \beta^{n_1}. \quad (3.11)$$

Отсюда видим, что нестабильности коэффициентов k_1 и α_1 и при $n_1 = n_2$ коэффициента k_2 не влияют на погрешность ПСКЗ, а нестабильность коэффициентов k и α_2 полностью входит в погрешность

преобразования. От этого недостатка свободен ПСКЗ на рис. 3.8 [160, 161], в состав которого входят запоминающие устройства (ЗУ). Функция преобразования ПСКЗ определяется выражением: $E = \alpha_1 (k_1 U)^{n_1}$. В положении переключателей 2 осуществляется калибровка коэффициента уси-

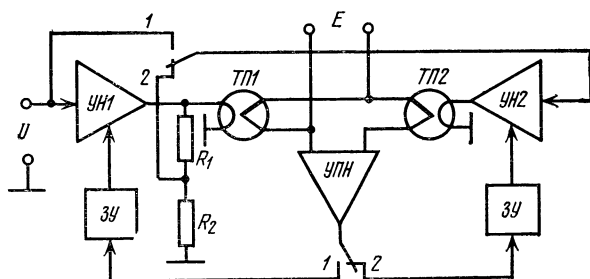


Рис. 3.8.

ния k_2 усилителя переменного напряжения УН2 путем изменения его коэффициента усиления до получения нулевого сигнала на выходе УПН:

$$U_2 = k\alpha_1 (k_1 U)^{n_1} - k\alpha_2 (k_1 k_2 \beta U)^{n_2} = 0.$$

В положении 1 переключателей осуществляется калибровка коэффициента усиления УН1 путем изменения его коэффициента усиления до получения нулевого сигнала на выходе УПН:

$$U_1 = k\alpha_1 (k_1 U)^{n_1} - k\alpha_2 (k_2 U)^{n_2} = 0.$$

При $U_1 = U_2 = 0$ функция преобразования ПЭЗ: $E = \alpha_1 U^{n_1} / \beta^{n_1}$, где $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$, не зависит от коэффициентов k , k_1 , k_2 и α_2 . При этом компенсируется влияние и частотной погрешности усилителей

УН1 и УН2. В ПСКЗ по рис. 3.6—3.8 осуществляется мультипликативная коррекция погрешности.

На рис. 3.9 представлена схема ПСКЗ с аддитивной коррекцией погрешности [162]. Выходное напряжение ПСКЗ

$$E = -k_1^2 \alpha U^2 + k_1^2 k_2 \beta^2 \alpha_2 U^2 - k_2 \alpha_1 U^2, \quad (3.12)$$

где $k_1 = k_{01}(1 + \delta_1)$ и $k_2 = k_{02}(1 + \delta_2)$ — соответственно коэффициенты усиления УН и УПН; α_1 , α_2 и α — коэффициенты передачи термопреобразователей ТП1, ТП2 и ТП (с учетом коэффициентов передач потенциометров R_1 и R_2); $\beta = R_{\Pi} / (R_0 + R_{\Pi})$, R_{Π} — сопротивление подогревателя ТП2. При $k_{01}\beta = 1$ выражение (3.12) приводится к виду:

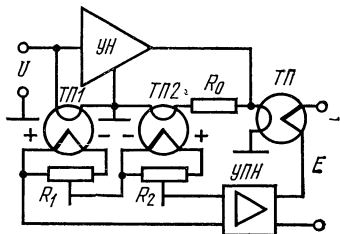


Рис. 3.9.

$$E = -k_{01}^2 \alpha U^2 \left[(1 + \delta_1)^2 - \frac{k_{02} \alpha_2}{k_{01}^2 \alpha} (1 + \delta_1)^2 (1 + \delta_2) + \frac{k_{02} \alpha_1}{k_{01}^2 \alpha} (1 + \delta_2) \right].$$

При $k_{02} \alpha_1 / k_{01}^2 \alpha = k_{02} \alpha_2 / k_{01}^2 \alpha = 1$ получим

$$E = -k_{01}^2 \alpha U^2 (1 + \gamma), \quad (3.13)$$

где $\gamma = -2\delta_1\delta_2 - \delta_1^2\delta_2 \approx -2\delta_1\delta_2$ — результирующая погрешность ПСКЗ, обусловленная нестабильностью коэффициентов k_1 , k_2 и частотной зависимостью коэффициента k_1 . Согласно (3.13) результирующая погрешность уменьшается в $1/2\delta_2$ раз. В частности, при $\alpha = \alpha_1 = \alpha_2$ выражение (3.13) имеет место при $k_{02} = k_{01}^2$. Потенциометры R_1 и R_2 служат для выравнивания коэффициентов α , α_1 и α_2 .

3.2. Преобразователи среднеквадратических значений с линейной функцией преобразования

Линеаризация функции преобразования ПСКЗ имеет свою специфику, которая заключается в следующем. Для преобразования переменных сигналов произвольной формы в постоянное напряжение по уровню среднеквадратического значения используются преобразователи с квадратичной характеристикой или электротепловые преобразователи, которые также имеют существенно нелинейную функцию преобразования. Указанное обуславливает необходимость применения специальных мер для линеаризации функции преобразования ПСКЗ.

Способ селективных измерений. Среднеквадратическое значение X периодического сигнала $x(t)$ можно представить выражением

$$X = \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} X_i^2} = X_1 \sqrt{1 + k_r^2}, \quad (3.14)$$

где $X_i = X_{mi}/\sqrt{2}$ — эффективное значение i -й гармоники; k_r — коэффициент гармоник. В соответствии с (3.14) можно организовать процесс измерения. Вычислительные операции квадрирования, сложения и извлечения квадратного корня можно автоматизировать. Но такой способ не получил распространения из-за низкой точности селективных измерений.

Способ многократного выпрямления. Этот способ, предложенный и описанный в [163, 164], является более совершенным. Пусть периодический сигнал $y(t)$ содержит в общем случае постоянную

составляющую X_0 . Тогда можем записать:

$$y(t) = X_0 + x(t), \quad Y^2 = X_0^2 + X^2,$$

$$|x(t)| = X_{CB1} + y_1(t), \quad X^2 = X_{CB1}^2 + Y_1^2,$$

$$|y_1(t)| = X_{CB2} + y_2(t), \quad Y_1^2 = X_{CB2}^2 + Y_2^2,$$

$$|y_{i-1}(t)| = X_{\text{CB}l} + y_i(t), \quad Y_{i-1}^2 = X_{\text{CB}l}^2 + Y_i^2,$$

где $X_{свi}$ и $y_i(t)$ — соответственно постоянная и переменная составляющие выпрямленного сигнала

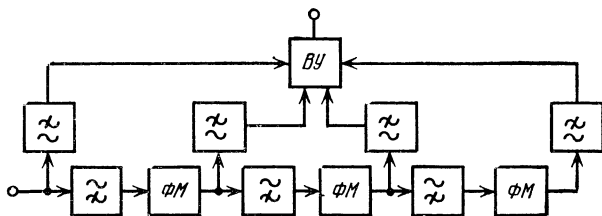


Рис. 3.10.

$|y_{i-1}(t)|$; Y_i — среднее квадратическое значение сигнала $y_i(t)$. Отсюда следует, что среднее квадратическое значение Y сигнала $y(t)$ можно представить выражением

$$Y = \sqrt{X_0^2 + X_{CB1}^2 + \dots + X_{CBi}^2 + \dots} \quad (3.15)$$

Алгоритм (3.15) можно реализовать с помощью структурной схемы на рис. 3.10. Вычислительное устройство ВУ осуществляет операции квадрирования, сложения и извлечения квадратного корня. По данным работы [164], погрешность от формы кривой при использовании в ПЭЗ четырех формирователей модуля ФМ не превосходит 0,2%.

Способ аддитивной коррекции погрешности из-за формы кривой. Этот способ базируется на реализации следующего алгоритма:

$$X = \sqrt{X_1^2 + \sum_{i=2}^n X_i^2} \approx X_1 + \frac{1}{2X_1} \sum_{i=2}^n X_i^2. \quad (3.16)$$

Здесь приближенное равенство выполняется, когда квадрат среднеквадратического значения X_1 первой гармоники сигнала $x(t)$ намного больше суммы квадратов $\sum_{i=2}^n X_i^2$ высших гармоник. Структур-

ные схемы ПСКЗ, реализующие данный алгоритм, представлен на рис. 3.11. Здесь ФНЧ и ФВЧ (фильтры нижних и высоких частот) разделяют соответ-

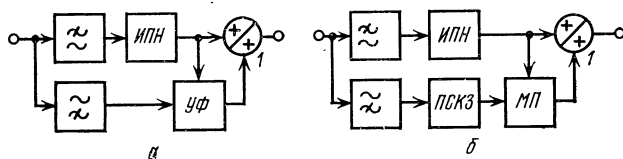


Рис. 3.11.

ственно первую и высшие гармоники сигнала $x(t)$. Тип используемого линейного преобразователя переменного напряжения в постоянное ИПН не имеет принципиального значения, поскольку при неизменной форме кривой (у нас входным сигналом ИПН является синусоидальное напряжение) соотношение между средневывпрямленным, среднеквадратическим и амплитудным значениями остается неизменным. В качестве устройства формирования корректирующего сигнала УФ можно использовать множитель-

но-делительное устройство с нормированным в соответствии с (3.16) коэффициентом передачи, управляемый по фокальному входу квадратор или последовательно соединенные преобразователь среднеквадратических значений с квадратичной функцией преобразования ПСКЗ и управляемый масштабный преобразователь МП с коэффициентом передачи $S=k/X_1$.

Данный метод построения линейных ПСКЗ имеет ограниченное применение из-за присущих ему недостатков: наличия методической погрешности из-за формы кривой, которая возрастает с ослаблением неравенства $X_1^2 \gg \sum_n X_i^2$; необходи-

мости перестройки фильтров при изменении частоты первой гармоники; неполного подавления высших гармоник ФНЧ. В соответствии с алгоритмом (3.16) построены ПСКЗ, предложенные в [165, 166].

Способ калибровки коэффициента передачи преобразователя средневпрямленных значений по коэффициенту формы измеряемого сигнала [167, 168]. Пусть функция преобразования ПСЗ описывается линейной зависимостью $Y=kX_{св}$. Если коэффициент передачи ПСЗ прямо пропорционален коэффициенту формы k_f сигнала $x(t)$, т. е. $k=Sk_f$, то функция преобразования ИПН $Y=SX$ будет линейной по уровню среднеквадратического значения. Здесь используется мультипликативная коррекция погрешности из-за формы кривой. На рис. 3.12,а представлена схема такого ПСКЗ [169, 170]. Форма сигнала на выходе формирователя опорного напряжения ФОН повторяет форму сигнала на его входе. Но независимо от уровня входного сигнала среднеквадратическое значение X_0 выходного сигнала $x_0(t)$ ФОН остается неизменным, т. е. ФОН

является стабилизатором уровня среднеквадратического значения переменных сигналов произвольной формы.

При изменении формы $x(t)$ измеряемого сигнала переключатель переводится в положение 2 (калибровка) и коэффициент передачи ПСЗ изменяется до получения на его выходе сигнала, соответ-

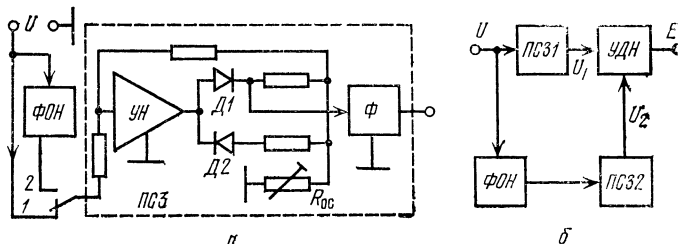


Рис. 3.12.

вующего X_0 . Далее переключатель переводится в положение 1 (измерение), и устройство готово к работе. Коэффициент передачи ПСЗ изменяется потенциометром R_{oc} , включенным в цепь ООС усилителя напряжения УН. ПСКЗ на рис. 3.12,а можно использовать и в качестве измерителя коэффициента формы входного сигнала. Для этого угол поворота оси потенциометра R_{oc} необходимо проградуировать в значениях k_f . Частотный диапазон ПСКЗ ограничен полосой пропускания ФОН. Недостатком подобных ПСКЗ является сложность реализации ФОН, достоинством — возможность измерения сигналов с большим коэффициентом амплитуды (до десяти и выше).

В ПСКЗ на рис. 3.12,б калибровка коэффициента передачи по коэффициенту формы k_f осуществляется автоматически. Здесь коэффициент переда-

чи $k=a/U_2$ обратно пропорционального управляемого делителя напряжения УДН зависит от выходного напряжения ПСЗ $U_2=S_2U_{св0}=S_2U_0/k_\Phi$, где $U_{св0}=\text{var}$ и $U_0=\text{const}$ — соответственно средневыпрямленное и среднеквадратическое значения напряжения на выходе ФОН. Выходное напряжение ПСКЗ $E=kU_1=SU$, где $U_1=S_1U_{св}=S_1U/k_\Phi$ и $S=aS_1/S_2U_0$, является линейной функцией среднеквадратического значения U .

Высокую линейность ПСЗ можно обеспечить относительно простыми средствами, что является преимуществом способа калибровки коэффициента передачи ПСЗ по коэффициенту формы. Вследствие неидеальности ФОН (наличие погрешности из-за ограничения спектра сигнала, неидеальная стабилизация уровня среднеквадратического значения при изменении уровня входного сигнала) возникает погрешность из-за формы кривой, которая тем меньше, чем совершеннее ФОН.

Способ введения обратной связи по фокальному параметру квадратирующего устройства. Этот способ базируется на реализации следующего алгоритма:

$$X = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{x^2(t)}{X} dt. \quad (3.17)$$

Соответствующая структурная схема ПСКЗ представлена на рис. 3.13. На сигнальный вход квадратора КУ подается входной сигнал $x(t)$, на фокальный вход КУ поступает выходной сигнал Y ПСКЗ. Функция преобразования КУ по мгновенным значениям имеет вид: $u(t)=x^2(t)/2p$, где p — фокальный параметр КУ (расстояние от фокуса параболы до ее директриссы). Выходной сигнал КУ усредняется фильтром Φ , т. е. $Y=S_\Phi \overline{u(t)}$, где

S_Φ — коэффициент передачи Φ по уровню среднего значения. Если параметр p является линейной функцией сигнала, поданного на фокальный вход КУ, т. е. $p = S_p Y$, то функция преобразования ПСКЗ

$$Y = X \sqrt{S_\Phi / 2S_p}, \quad \text{где } X = \sqrt{x^2(t)}. \quad (3.18)$$

Квадратор, управляемый по сигнальному и фокальному входам, осуществляет операцию возведения в квадрат мгновенных значений входного сигнала и операцию деления на постоянный сигнал. Подобное КУ можно построить на базе множително-делительного устройства или на базе квадратирующего линейно-сегментного аппроксиматора, в ко-

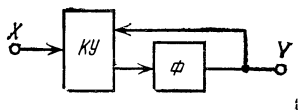


Рис. 3.13.

тором линейная зависимость p от Y обеспечивается подачей выходного сигнала ПСКЗ на аппроксиматор вместо фиксированного напряжения смещения [171].

Здесь можно выделить две подгруппы ПЭЗ: активные [171—177] и пассивные [178—183]. В активных ПСКЗ можно ввести обратную связь по фокальному параметру, построив квадратор на базе множително-делительных устройств или на базе линейно-сегментных аппроксиматоров. Покажем на примере линейно-сегментного аппроксиматора по рис. 3.2,а, что зависимость фокального параметра p от напряжения смещения E является линейной. Рассмотрим i -й участок аппроксимации, для которого $e = a_i u + b_i$, где a_i и b_i — постоянные, выбираемые из условия минимизации погрешности аппроксимации [156]. Прямые $e = a_i u + b_i$ пересекают аппрокси-

мируемую параболу $e = u^2/2p$ в двух точках: (e_i, u_i) и (e_{i-1}, u_{i-1}) . Для точек пересечения справедливы соотношения:

$$u_{i-1}^2/2p = a_i u_{i-1} + b_i, \quad u_i^2/2p = a_i u_i + b_i.$$

Вычитая из второго уравнения первое, находим

$$p = \frac{1}{2a_i} (u_{i-1} + u_i) = \frac{1}{2a_i} (\beta_{i+1} + \beta_i) E, \quad (3.19)$$

где β_i — коэффициенты передачи напряжения смещения E к i -му диоду ($i=1, 2, \dots, n$) (напряжение смещения на диодах $u_{1i} = \beta_i E$). Равенство (3.19) выполняется для всех участков аппроксимации. Просуммировав выражение (3.19) по всем участкам, получим

$$p = \frac{E}{2n} \sum_{i=1}^n \frac{\beta_{i-1} + \beta_i}{a_i} = S_p E, \quad S_p = \text{const.} \quad (3.20)$$

Выражение (3.20) показывает, что фокальный параметр квадратичного линейно-сегментного аппроксиматора с точностью до погрешности аппроксимации линейно зависит от напряжения смещения E . Схема ПСКЗ на рис. 3.14,а [171] построена на квадратичном аппроксиматоре, реализованном по схеме на рис. 3.2,а. Напряжение с нагрузки квадратичного аппроксиматора подается на усредняющий фильтр Φ . Далее оно усиливается усилителем постоянного напряжения УПН и подается на фокальный вход аппроксиматора в качестве напряжения смещения. Коэффициент усиления УПН должен быть больше (не менее) допустимого значения коэффициента амплитуды преобразуемого сигнала в начальной точке диапазона измеряемых сигналов. Недостатком схемы на рис. 3.14,а яв-

ляется отсутствие общей точки между входом и выходом УПН. Этот недостаток устранен в ПСКЗ по рис. 3.14,б, в котором квадратирующее устройство построено на базе аппроксиматора на рис. 3.2,б.

Рассмотрим следующую интересную особенность ПСКЗ, построенных на базе квадратирующих

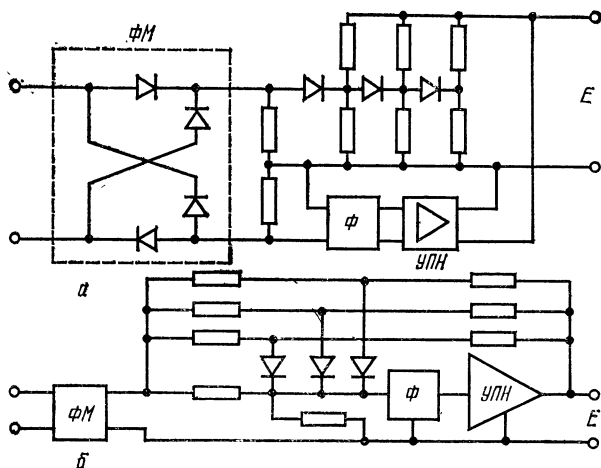


Рис. 3.14.

устройств с обратной связью по фокальному параметру. Для квадратичных аппроксиматоров с фиксированным смещением (рис. 3.2 при $E = \text{const}$) погрешность аппроксимации и соответственно погрешность от формы кривой возрастает с уменьшением уровня сигнала, так как в формировании выходного сигнала участвует все меньшее количество аппроксимирующих участков. В квадратичных аппроксиматорах с обратной связью по фокальному параметру этот недостаток отсутствует, так как

уменьшение уровня сигнала вызывает соответствующее сжатие узлов аппроксимации. Поэтому независимо от уровня сигнала для формирования выходного сигнала используются все n участков аппроксимации.

На базе линейно-сегментного аппроксиматора, управляемого по сигнальному и фокальному вхо-

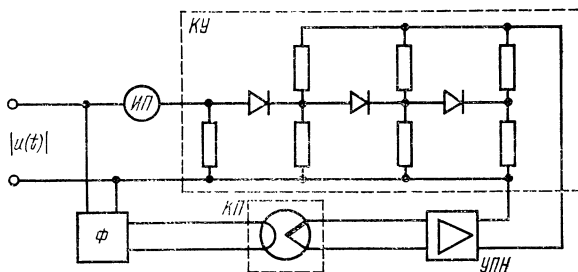


Рис. 3.15.

дам, можно построить относительно простые измерительные устройства, в которых операция деления осуществляется без использования специальных множително-делительных устройств. В качестве примера рассмотрим измеритель коэффициента формы электрических сигналов (рис. 3.15) [162]. Здесь напряжение с формирователя модуля (на схеме не показан) подается на сигнальный вход (аппроксиматор) и на вход усредняющего фильтра Φ . Выходной сигнал фильтра через квадратичный преобразователь КП и усилитель постоянного напряжения УПН поступает на фокальный вход КУ. Пусть вольт-амперная характеристика КУ определяется выражением $i = S_1 u^2 / 2p$.

Тогда среднее значение тока, протекающего через рамку измерительного прибора ИП,

$$I_0 = \frac{S_1}{2kS_\phi S_K S_p} \left(\frac{U}{U_{св}} \right)^2 = SK^2_\phi$$

есть однозначная (квадратичная) функция коэффициента формы $k_\phi = U/U_{св}$. Здесь S_K и k — соответственно коэффициенты передачи КП и УПН.

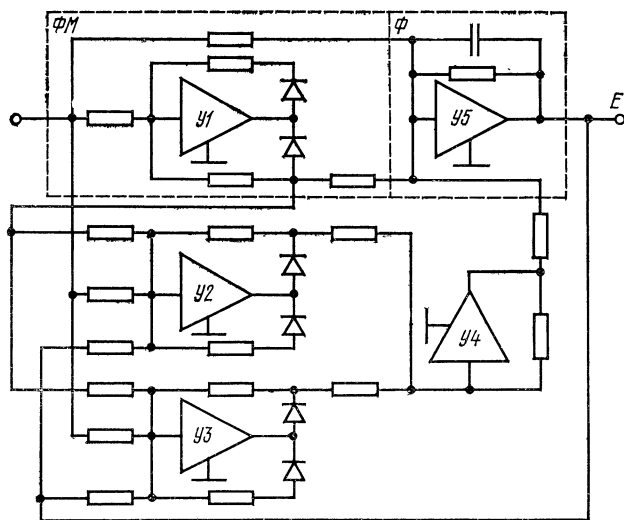


Рис. 3.16.

ПСКЗ на рис. 3.14 из-за нелинейности и нестабильности диодов обладают относительно невысокой точностью. Точность преобразования можно существенно повысить, построив квадратичный линейно-сегментный аппроксиматор на базе активных однополупериодных выпрямительных преоб-

зователей (рис. 3.16). На усилителе У1 собран формирователь модуля, на усилителях У2, У3 и У4 — квадратичный аппроксиматор (усилитель У4 является сумматором). Усредняющий фильтр собран на усилителе У5. Требуемый наклон аппроксимирующих прямых обеспечивается соответствующим выбором сопротивлений в цепях ООС усилителей У2 и У3 (аппроксимация параболы осуществляется тремя прямыми).

По данным работы [173], ПСКЗ, построенный по рассмотренной схеме, обеспечивает точность 0,1% при быстродействии, 300 мс. Здесь повышение быстродействия обеспечивается за счет формирования переходного процесса, так как выходное напряжение инерционного звена (фильтра) подается на делительный (фокальный) вход квадривирующего устройства. Для активных ПСКЗ с обратной связью по фокальному параметру методическая погрешность из-за формы кривой уменьшается с увеличением количества аппроксимирующих участков (теоретически при $n \rightarrow \infty$ погрешность от формы кривой стремится к нулю).

Пассивные ПСКЗ с обратной связью по фокальному параметру квадривирующего устройства строятся по схеме, предложенной в 1958 г. Варманом [178]. На рис. 3.17 представлены схемы пассивных ПСКЗ с квадривирующими аппроксиматора-

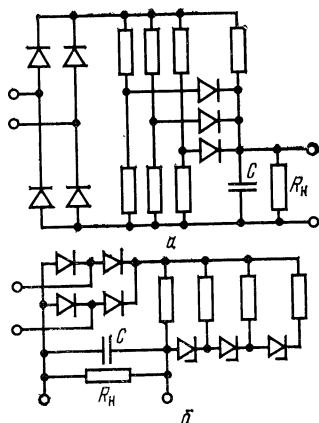


Рис. 3.17.

ми, собранными на полупроводниковых диодах (рис. 3.17,а) и стабилитронах (рис. 3.17,б) [183]. Вольт-амперная характеристика аппроксиматоров определяется выражением $i=i(u)=u^2/2p$, где $p==S_pE$ (на фокальный вход аппроксиматоров подается напряжение E с конденсатора C). Зарядный ток конденсатора $i_3=i-i_1$, где $i_1=i(E)=E^2/2p$. Среднее значение зарядного тока равно постоянной составляющей разрядного тока, т. е.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{u^2}{2S_pE} - \frac{E}{2S_p} \right) dt = \frac{E}{R},$$

где R — суммарное сопротивление разрядной цепи конденсатора. Отсюда находим

$$E = U \sqrt{\frac{R}{R + 2S_p}}. \quad (3.21)$$

Пассивным ПСКЗ построенным по схеме Варманна, присуща методическая погрешность от формы кривой, которая не устраняется с увеличением количества аппроксимирующих участков. При коэффициенте амплитуды сигнала, равном пяти, погрешность от формы кривой не превышает нескольких процентов. Отметим, что пассивные детекторы, построенные по схеме Боукэ [184] (рис. 4.9,б при $R_n \neq 0$), можно трактовать, как грубые ПСКЗ с двухсегментной аппроксимацией квадратичной параболы [6, 185].

Способ введения экспоненциально-логарифмической обратной связи. Этот способ базируется на реализации алгоритма

$$X = \frac{1}{T} \int_0^T \exp [2 \log x(t) - \log X] dt. \quad (3.22)$$

На рис. 3.18 представлены структурные схемы ПЭЗ, построенные в соответствии с алгоритмом (3.22). Для ПСКЗ на рис. 3.18,а [186] входной сигнал $x(t)$ сначала логарифмируется функциональным преобразователем ЛП1 и далее с помощью масштабного преобразователя МП умно-

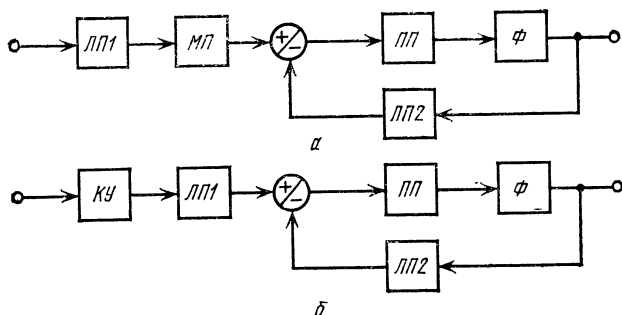


Рис. 3.18.

жается на коэффициент $n=2$. На вход потенцирующего функционального преобразователя ПП подается разность $2\log x(t) - \log X$ сигналов с выхода МП и с выхода обратного логарифмирующего преобразователя ЛП2. В другом варианте (рис. 3.19,б) входной сигнал возводится в квадрат квадратором КУ, а затем логарифмируется.

В соответствии с алгоритмом (3.22) построены ПСКЗ вольтметров моделей 215 фирмы Brüel & Kjaer и 2504 фирмы Yokogawa Electric Works Ltd. На рис. 3.19 приведена структурная схема ПЭЗ цифрового вольтметра 2504 [187]. Логарифмирующий преобразователь ЛП1 собран на усилителе У2, в цепь ООС которого включены транзисторы Т1 и Т2. Поскольку транзисторы включены последовательно, то выходное напряжение ЛП1 пропорционально $2\log |u(t)|$. Обратный логарифмирующий преобразователь собран на усилителе У2,

в цепь ООС которого включен транзистор $T3$. На транзисторе $T4$ собран потенцирующий преобразователь. Все транзисторы работают на экспоненциальных участках вольт-амперных характеристик.

Напряжение, приложенное к переходу эмиттер — база транзистора $T4$, определяется разностью выходных сигналов

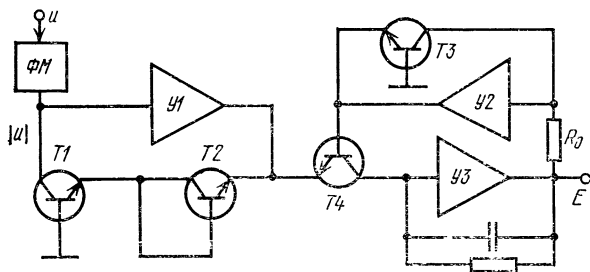


Рис. 3.19.

логарифмирующих преобразователей ЛП1 и ЛП2, т. е. пропорционально значению $2 \log |u(t)| - \log E$. Ток, протекающий через резистор R_0 , пропорционален коллекторному току транзистора $T4$. На усилителе $У3$ собран усредняющий фильтр. По данным работы [187], цифровой вольтметр имеет следующие данные: пределы измеряемых напряжений 30—60—100—150—300 В, частотный диапазон 25 Гц—2 кГц, коэффициент амплитуды $k_{ак}=2$, основная погрешность при измерении синусоидальных напряжений $\pm(0,25+0,05U_k/U)\%$ на частотах 50—60 Гц и $\pm(0,5+0,1U_k/U)\%$ на частотах 26—50 Гц, 60—2 кГц.

Способ взаимобратных преобразований. Он базируется на реализации выражения (1.3). Согласно (1.3), при последовательном соединении квадратурного и корнеизвлекающего преобразователей результирующая функция преобразования будет иметь линейный характер. Для построения корнеизвлекающего преобразователя включают квадратичный преобразователь в цепь ООС усилителя.

В этом случае требование взаимнообратности функций преобразования заменяется требованием идентичности функций преобразования квадратирующих преобразователей.

Схема ПСКЗ с термопреобразователями (табл. 1.2, поз. 1б), реализующего данный способ, впервые была предложена в 1941 г. [138] и в на-

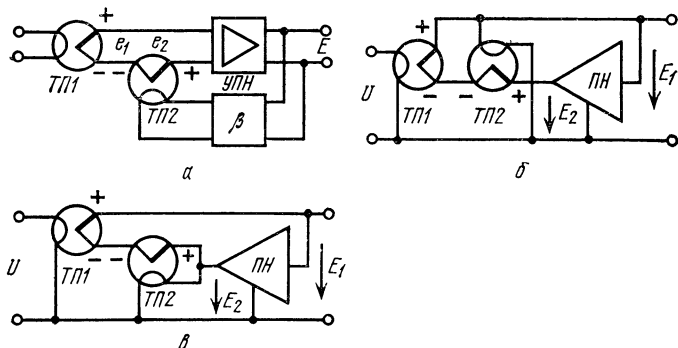


Рис. 3.20.

стоящее время применяется в вольтметрах средне-квадратических значений с линейной шкалой и в линейных ПСКЗ, предназначенных для работ с ЦВПТ [6, 189—198]. Проанализируем схему на рис. 3.20,а, реализующую способ взаимнообратных преобразований. Из уравнений

$$e_1 = \alpha_1 U^{n_1}, \quad e_2 = \alpha_2 (\beta E)^{n_2}, \quad E = k(e_1 - e_2)$$

находим

$$\begin{aligned} E &= \frac{1}{\beta} U^{\frac{n_1}{n_2}} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \sqrt[n_2]{1 - \frac{E}{k\alpha_1 U^{n_1}}} = \\ &= \frac{U}{\beta} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} (1 + \gamma), \end{aligned} \quad (3.23)$$

где

$$\begin{aligned}\gamma &= U^{\frac{n_1-n_2}{n_2}} \sqrt[2]{1 - \frac{E}{k\alpha_1 U^{n_1}}} - 1 \approx \\ &\approx U^{\frac{\Delta n}{n_2}} \left(1 - \frac{E}{n_2 k \alpha_1 U^{n_1}}\right) - 1\end{aligned}\quad (3.24)$$

— погрешность из-за нелинейности, обусловленная неидентичностью ТП1 и ТП2 ($n_1 \neq n_2$) и конечным значением петлевого усиления; $\Delta n = n_1 - n_2$.

Приближенное равенство в (3.24) выполняется при $E \ll k\alpha_1 U^{n_1}$. При идентичных термопреобразователях ($n_1 = n_2 = 2$) погрешность

$$\gamma = - \frac{E}{2k\alpha_1 U^2} \approx - \frac{1}{2k\beta U \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}}. \quad (3.25)$$

Приближенное равенство в (3.25) выполняется при $E \approx U \sqrt{\alpha_1 / \alpha_2} / \beta$. Из выражений (3.24) и (3.25) следует, что погрешность γ уменьшается с увеличением петлевого усиления $k\beta$ и уменьшением неидентичности $\Delta n = n_1 - n_2$ функций преобразования ТП1 и ТП2.

Увеличение петлевого усиления ограничено устойчивостью замкнутой системы. В [199] для уменьшения погрешности из-за нелинейности без увеличения петлевого усиления в ПСКЗ на рис. 3.20,а предложено использовать усилитель с корнеквадратичной функцией преобразования. Тогда при $E = \sqrt[n]{k(e_1 - e_2)}$ получим

$$E = \frac{1}{\beta} U^{\frac{n_1}{n_2}} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \left(1 + \frac{1}{\alpha_2 k \beta^{n_2}} U^{n-n_1}\right)^{-0,5}. \quad (3.26)$$

Отсюда видим, что при $n=n_2$ погрешность из-за нелинейности не зависит от петлевого усиления. При строгом выполнении условия $n_1=n_2=n$ погрешность $\gamma=0$. Практически $n \neq n_2$, т. е. использование в ПСКЗ нелинейного усилителя не устраняет, а только уменьшает погрешность от нелинейности.

Метод взаимобратных преобразований можно реализовать на базе повторителя напряжения, охваченного положительной обратной связью. В табл. 1.2, поз. 2в приведена схема ПСКЗ, полученная путем топологического преобразования, базирующегося на повороте активного трехполюсника схемы поз. 1в. В указанной схеме (поз. 2в) отсутствует общая точка между входом и выходом. На рис. 3.20,б и в приведены схемы ПСКЗ с общей точкой между входом и выходом [162]. Функция преобразования ПСКЗ на рис. 3.20,б определяется выражением

$$E_1 = U^{n_1/n_2} \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right)^{1/n_2} (1 + \gamma) = U \sqrt[n]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} (1 + \gamma), \quad (3.27)$$

в котором второе равенство выполняется при $n_1=n_2=n$. Здесь

$$\gamma = \sqrt[n_2]{1 - \frac{E_1}{\alpha_1 U^{n_1}} \left(1 - k + \frac{r_1 + r_2 + Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{вх}} \parallel R_{\Pi}} \right)} - 1, \quad (3.28)$$

r_1 и r_2 — выходные сопротивления термопреобразователей ТП1 и ТП2; $Z_{\text{вх}}$ и $Z_{\text{вых}}$ — входное и выходное сопротивление повторителя напряжения ПН с коэффициентом передачи k . Согласно (3.28), при выборе коэффициента передачи ПН, исходя из условия линеаризации

$$k = 1 + (r_1 + r_2 + Z_{\text{вых}})/(Z_{\text{вх}} \parallel R_{\Pi}), \quad (3.29)$$

погрешность из-за нелинейности $\gamma=0$. Практически из-за неустойчивости коэффициента передачи $k=k_0(1+\delta)$ ПН условие (3.29) можно обеспечить только для номинального значения k_0 коэффициента передачи. Тогда погрешность

$$\gamma = \sqrt[n_2]{1 + \frac{k_0 E_1 \delta}{\alpha_1 U^{n_1}}} - 1 \approx \frac{k_0 \delta}{2U \sqrt[n_2]{\alpha_1 \alpha_2}}. \quad (3.30)$$

Приближенное равенство в (3.30) выполняется при $n_1=n_2=2$, $|\delta| \ll 1$.

Для ПСКЗ на рис. 3.20, в при $n_1=n_2=n$ функция преобразования и условие линеаризации соответственно определяются выражениями

$$E_1 = U \sqrt[n]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \frac{1 + \gamma}{1 + (r_1 + r_2)/Z_{\text{вх}}},$$

$$k = \left(1 + \frac{r_1 + r_2}{Z_{\text{вх}}}\right) \left(1 + \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{вх}} \parallel R_{\Pi}}\right). \quad (3.31)$$

При выполнении условия линеаризации $\gamma=0$. Из-за неустойчивости коэффициента передачи ПН $\gamma \neq 0$ и определяется выражением (3.30).

В рассматриваемых схемах выходные сигналы снимались со входа ПН. Очевидно, что выходной сигнал ПСКЗ может сниматься и с выхода ПН. Тогда для ПСКЗ на рис. 3.20, б

$$E_2 = \frac{r_1 + r_2 + (Z_{\text{вх}} \parallel R_{\Pi})}{Z_{\text{вых}} + r_1 + r_2 + (Z_{\text{вх}} \parallel R_{\Pi})} \sqrt[n]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} U (1 + \gamma), \quad (3.32)$$

где погрешность из-за нелинейности определяется выражениями (3.28) и (3.30).

ПСКЗ с положительной обратной связью можно построить на базе неинверсного повторителя тока ПТ (табл. 1.2, поз. 3в). На рис. 3.21 показана схема ПСКЗ с ПОС, имеющего общую точку между

входом и выходом [162]. Условие линеаризации имеет вид

$$k_f = 1 + \frac{Z_{\text{вх}} + R_{\text{п}}}{Z_{\text{вых}}} + \frac{Z_{\text{вх}}}{r_1 + r_2} \left(1 + \frac{R_{\text{п}}}{Z_{\text{вых}}} \right). \quad (3.33)$$

При выполнении (3.33) и при $n_1 = n_2 = n$ выходное и входное напряжения ПСКЗ связаны между собой линейной зависимостью

$$E = \left(1 + \frac{Z_{\text{вх}} \parallel (r_1 + r_2)}{R_{\text{п}}} \right) \sqrt[n]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} U. \quad (3.34)$$

Достоинства ПСКЗ с ООС и ПСКЗ с ПОС можно совместить, используя комбинированную (отри-

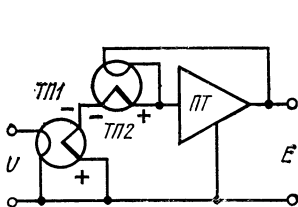


Рис. 3.21.

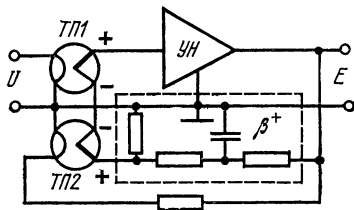


Рис. 3.22.

цательную и положительную) обратную связь (КОС). На рис. 3.22 [200] приведена схема с комбинированной обратной связью, для которой

$$E = U^{n_1/n_2} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \sqrt[n_1]{1 - \frac{1 - k\beta^+}{k\alpha_1 U^{n_1}}} E, \quad (3.35)$$

где β^+ — коэффициент передачи по цепи положительной обратной связи. При $k_0\beta^+ = 1$ и $n_1 = n_2 = 2$ погрешность от нелинейности

$$\gamma = \sqrt[n]{1 + \frac{\delta E}{k\alpha_1 U^2}} - 1 \approx \frac{\delta}{2kU \sqrt[n]{\alpha_1 \alpha_2}}. \quad (3.36)$$

Здесь средством повышения линейности является как увеличение петлевого усиления по контуру ООС, так и повышение стабильности усиления по контуру ПОС, т. е. погрешность γ уменьшается при увеличении величины и стабильности коэффициента усиления усилителя напряжения УН.

Согласно принципу усиления дуального сигнала в ПСКЗ с ООС (рис. 3.20,а) вместо усилителя напряжения можно использовать усилитель тока УТ. Тогда функция преобразования ПСКЗ на рис. 3.20,а при $\beta=1$ с учетом входного $Z_{вх}$ и выходного $Z_{вых}$ сопротивлений УТ (табл. 1.2, поз. 4в) будет определяться выражением

$$E = U^{n_1/n_2} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \sqrt[n_1]{1 - \frac{E}{k_I \alpha_1 U^{n_1}} \frac{r_1 + r_2 + Z_{вх}}{Z_{гыв} \| R_{п}}}. \quad (3.37)$$

Здесь уже открываются другие возможности уменьшения погрешности из-за нелинейности. Согласно (3.37) составляющая погрешности γ , обусловленная статизмом замкнутой системы, уменьшается как с увеличением коэффициента усиления k_I УТ по току, так и с увеличением сопротивления $Z_{вых} \| R_{п}$ либо с уменьшением суммарного сопротивления $r_1 + r_2 + Z_{вх}$.

Подведем некоторые итоги. Топологическое преобразование, базирующееся на повороте активного трехполюсника, позволяет из одной исходной схемы ПСКЗ с ООС получить ряд новых схемных решений. Средством уменьшения погрешности из-за нелинейности для ПСКЗ с ООС, построенных на базе УН, является увеличение петлевого усиления по контуру ООС. Для ПСКЗ с ПОС, построенных на базе ПН и ПТ, средством уменьшения погрешности из-за нелинейности является повышение стабильно-

сти петлевого усиления по контуру ПОС и приближение коэффициента передачи повторителя к единице. Для ПСКЗ с КОС средством уменьшения γ является как увеличение петлевого усиления по контуру ООС, так и повышение стабильности петлевого усиления по контуру ПОС. При этом влияние неустойчивости усиления по контуру ПОС компенсируется увеличением усиления по контуру ООС. Для ПСКЗ с ООС, построенных на базе УТ, средством уменьшения погрешности является как увеличение усиления по контуру ООС, так и уменьшение суммарного сопротивления входной цепи усилителя.

Дальнейшее уменьшение погрешности из-за нелинейности возможно при использовании структурных методов. Для ПСКЗ на рис. 3.23 [201] выходное напряжение является суммой $E=U_1+U_2$ выходных напряжений корректирующего преобразователя переменного напряжения в постоянное ИПН и усилителя напряжения УН. Пусть выходное напряжение ИПН $U_2=SU$, тогда при $n_1=n_2=2$

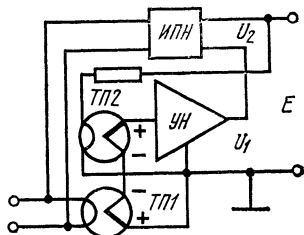


Рис. 3.23.

$$E = U \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \sqrt{1 + \frac{SU - E}{k\alpha_1 U^2}} =$$

$$= U \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} (1 + \gamma), \quad \gamma \approx \frac{SU - E}{2k\alpha_1 U^2}, \quad (3.38)$$

где S — коэффициент передачи ИПН. При $E=SU$ $\gamma=0$.

Все рассмотренные схемные решения были направлены на уменьшение составляющей погрешно-

сти из-за нелинейности, обусловленной статизмом замкнутой системы. Рассмотрим теперь способы уменьшения составляющей погрешности из-за нелинейности, обусловленной неидентичностью функций преобразования термопреобразователей. Первый очевидный путь — это попарный подбор термопреобразователей с возможно близкими функциями преобразования. Второй путь — это коррекция погрешности из-за неидентичности. Функция преобразования ПСКЗ на рис. 3.20—3.22 при пренебрежимо малой погрешности статизма определяется выражением

$$E = U^{n_1/n_2} (\alpha_1/\alpha_2)^{1/n_2} = E_K (U/U_K)^{n_1/n_2} = S U (U/U_K)^{\Delta n/n_2}, \quad (3.39)$$

где $\Delta n = n_1 - n_2$; $S = E_K/U_K$; U_K и E_K — входное и выходное напряжения ПСКЗ, соответствующие конечному значению диапазона. Если градуировочная функция преобразования ПСКЗ задана выражением $E = S U$, то погрешность из-за нелинейности, обусловленная неидентичностью ТП1 и ТП2,

$$\gamma = \left(\frac{U}{U_K}\right)^{\Delta n/n_2} - 1 = \frac{\Delta n}{n_2} \ln \frac{U}{U_K} + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta n}{n_2}\right)^2 \ln^2 \frac{U}{U_K} + \dots \quad (3.40)$$

Для уменьшения погрешности из-за неидентичности используется метод взаимозамещения термопреобразователей ТП1 и ТП2. Если результат измерения $E = \sqrt{U_1 U_2}$ является среднегеометрическим из двух отсчетов U_1 и U_2 , полученных при взаимозамещении ТП1 и ТП2, то

$$E = U U^{\frac{(\Delta n)^2}{2n_1 n_2}} \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2}\right)^{\frac{1}{2n_2}} \left(\frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right)^{\frac{1}{2n_1}} = S U (U/U_K)^{\frac{(\Delta n)^2}{2n_1 n_2}}, \quad (3.41)$$

т. е. погрешность из-за неидентичности

$$\gamma = \left(\frac{U}{U_K} \right)^{\frac{(\Delta n)^2}{2n_1 n_2}} - 1 \approx \frac{(\Delta n)^2}{2n_1 n_2} \ln \frac{U}{U_K} + \dots \quad (3.42)$$

уменьшается примерно в $2n_1/\Delta n$ раза. В [203] предложено результат измерения $E=0,5(U_1+U_2)$ находить как среднеарифметическое из двух измерений при взаимозамещении ТП1 и ТП2. Тогда

$$E = \frac{U}{2} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \left[U^{n_2} + U^{-\frac{\Delta n}{n_2}} \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right)^{\frac{n_1+n_2}{2n_1 n_2}} \right]. \quad (3.43)$$

При $\alpha_1=\alpha_2$ погрешность будет определяться слагаемыми с четными степенями в выражении (3.40).

Недостатком рассмотренных способов уменьшения погрешности из-за неидентичности является сложность автоматизации вычислительных операций определения среднегеометрического или среднеарифметического значения из двух отсчетов, так как в этом случае в ПСКЗ необходимо ввести запоминающее и вычислительное устройство. Можно автоматизировать процесс коррекции погрешности из-за неидентичности при периодическом взаимозамещении преобразователей. В [159] предложена схема ПСКЗ, в котором термопреобразователи ТП1 и ТП2 периодически с частотой Ω меняются местами (рис. 3.24). Огибающая выходного напряжения, обусловленная неидентичностью термопреобразователей, выделяется конденсатором C , выпрямляется синхронным детектором СД и после фильтрации используется для устранения асимметрии коммутируемых каналов, изменяя управляемое сопротивление, шунтирующее подогреватель ТП2. Погрешность из-за неидентичности уменьшается в $1+k\beta$ раз.

В [204] предложен простой, но эффективный способ уменьшения погрешности из-за нелинейности, который заключается в введении искусственной нелинейности. В соответствии со структурной схемой по рис. 3.3 в преобразователе на рис. 3.20,а вводится обратная связь с выхода ПСКЗ на вход ТП1, как это показано на рис. 3.25. Глубина об-

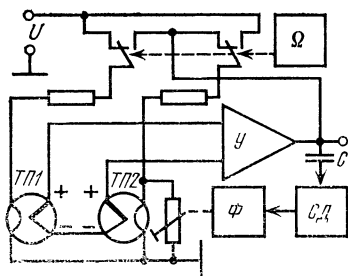


Рис. 3.24.

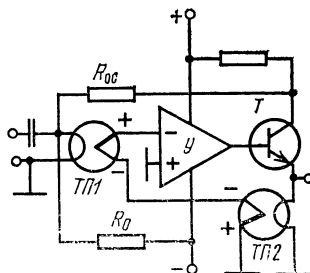


Рис. 3.25.

ратной связи выбирается таким образом, чтобы осуществлялась взаимокompенсация искусственной и естественной погрешностей от нелинейности. При настройке ПСКЗ в начальной и конечной точках диапазона погрешность из-за нелинейности можно снизить на порядок. По данным работы [204], погрешность из-за нелинейности в ПСКЗ на рис. 3.25 составляет 0,02—0,05%. Достоинством данного способа является снижение погрешности от нелинейности, обусловленной как статизмом замкнутой системы, так и неидентичностью термопреобразователей ТП1 и ТП2.

Специфической особенностью рассмотренных ПСКЗ с термопреобразователями является отсутствие фазочувствительности обратной связи. Это обусловлено тем, что термопреобразователи не чувствительны к знаку входного напряжения. По-

этому при смене полярности сигнала на выходе усилителя постоянного напряжения полярность напряжения на выходе ТП2 не изменяется, что соответствует инверсии типа обратной связи (самовозбуждение). Для предотвращения инверсии типа обратной связи используют специальные средства. В частности, в ПСКЗ используют усилители класса В, тем самым обеспечивая передачу через прямой канал сигнала только одной полярности.

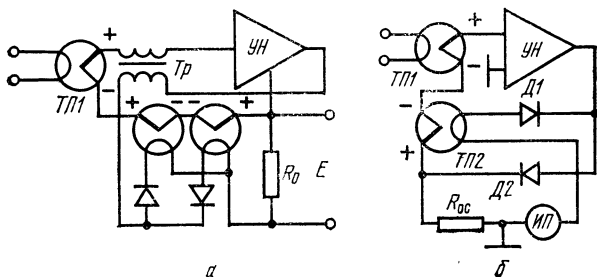


Рис. 3.26.

Другой путь заключается в реализации фазочувствительной обратной связи, как это показано на рис. 3.26,а [205]. Здесь при смене полярности сигнал обратной связи через разделительный диод поступает на другой термопреобразователь обратной связи, что обеспечивает фазочувствительность ПСКЗ. Трансформатор Tr устраняет самовозбуждение ПСКЗ на низких частотах. В более простой схеме ПСКЗ с фазочувствительной обратной связью (рис. 3.26,б) [206] диоды $D1$ и $D2$ обеспечивают разделение разнополярных сигналов. При смене полярности выходной ток усилителя протекает через диод $D2$ и резистор $R_{ос}$, а подача сигнала в подогреватель ТП2 прекращается.

Другое предложение [207] заключается в введении последовательно с подогревателем ТП2 инерционного двухполюсника, что обеспечивает запаздывание выходного сигнала ТП2 относительно выходного сигнала ТП1 (исключается возможность смены полярности при включении ПСКЗ).

Большим достоинством ПСКЗ, построенных по методу взаимообратных преобразований, является возможность компенсации влияния инерционности

термопреобразователей на быстроедействие. Рассмотрим указанную возможность. Будем считать, что ТП1, ТП2 и усилитель в ПСКЗ на рис. 3.20,а являются инерционными звеньями первого порядка, т. е.

$$e_1 = \frac{\alpha_1}{1 + p\tau_1} U^2, \quad e_2 = \frac{\alpha_2 \beta^2}{1 + p\tau_2} E^2,$$

$$E = \frac{k}{1 + p\tau} (e_1 - e_2).$$

Тогда

$$E = \frac{U}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \sqrt{\frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1}} \sqrt{1 - \frac{E(1 + p\tau)(1 + p\tau_2)}{k\alpha_1 U^2}}. \quad (3.44)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления k (при $E \approx U \sqrt{\alpha_1/\alpha_2}/\beta$)

$$E \approx \frac{U}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1}} \left[1 - \frac{1 + p\tau}{2k\beta U} \times \right. \\ \left. \times \sqrt{\frac{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}{\alpha_1 \alpha_2}} \right].$$

При равных постоянных времени τ_1 и τ_2 входного и обратного термопреобразователей (при $\tau_1 = \tau_2$) получим

$$E \approx \frac{U}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \left[1 - \frac{(1 + p\tau)(1 + p\tau_1)}{k\beta U \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} \right]. \quad (3.45)$$

Согласно (3.45), при $\tau_1 = \tau_2$ быстроедействие ПСКЗ увеличивается. Однако оно будет уже ограничено эквивалентной постоянной времени, влияние которой уменьшается с увеличением коэффициента усиления k . Поскольку коэффициенты передачи α_1 и α_2 входят в функцию преобразования

ПСКЗ в виде отношения, их коррелированные неустойчивости не влияют на погрешность преобразования. Таким образом, метод взаимобратных преобразований позволяет одновременно обеспечить повышение точности, линейности и быстродействия.

Частотный диапазон ПСКЗ на рис. 3.20—3.26 определяется частотными свойствами входного термопреобразователя ТП1. Нижняя граница частотного диапазона ограничена конечным значением тепловой постоянной времени ТП1 τ_1 . При периоде измеряемого сигнала, соизмеримом с постоянной времени τ_1 , в выходном сигнале ТП2 появляется переменная составляющая удвоенной частоты. Без специальных мер для подавления переменной составляющей нижняя граница частотного диапазона ПСКЗ равна нескольким герцам. Для расширения ее в сторону инфранизких частот вместо усилителя напряжения УН можно включить интегратор [191].

В ПСКЗ на рис. 3.27 [208] для расширения частотного диапазона в сторону инфранизких частот УН охвачен дополнительной цепью обратной связи, состоящей из усилителя УН1 с примерно квадратичной функцией преобразования. Такое устройство использовано в цифровых вольтметрах типов 3403 и 3480 фирмы Hewlett—Packard (США). Верхняя граница частотного диапазона ПСКЗ ограничена паразитными емкостями монтажа и емкостью между подогревателем и термопарой входного термопреобразователя. В частности, ПСКЗ цифрового вольтметра типа 3403 имеет частотный диапазон от 1 Гц до 100 МГц при первом пределе измерения 100 мВ, класс точности $\pm (0,1 + 0,2 U_K / U) \%$.

При построении ПСКЗ по методу взаимобратных преобразований в качестве нелинейных выпрямительных преобразователей можно использовать и другие элементы [209—212]. В ПСКЗ на рис. 3.28 [210] в качестве детекторов используются выпрямительные преобразователи, построенные по схеме Варманна (рис. 3.17,а). Здесь для компенсации частотной по-

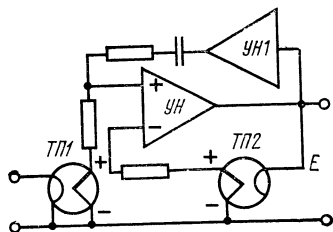


Рис. 3.27.

грешности входного детектора на вход детектора, включенного в цепь обратной связи усилителя постоянного напряжения УН, подается периодическое напряжение типа «меандр», амплитуда которого пропорциональна постоянному напряжению на выходе интегратора И, а период совпадает с периодом измеряемого напряжения. Канал формирования прямоуг-
 ольного напряжения (меандр) содержит модулятор М и

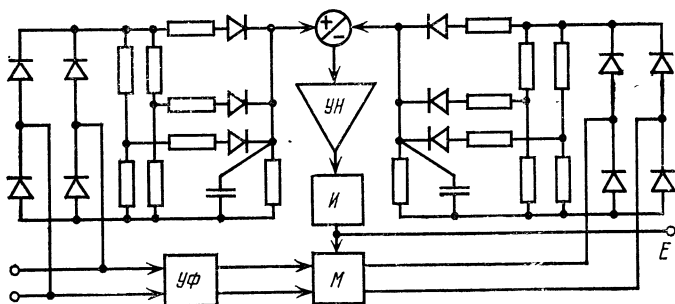


Рис. 3.28.

устройство формирования меандра УФ, осуществляющее операцию клиппирования входного сигнала. Погрешность ПСКЗ не превосходит 0,5% в звуковом диапазоне частот. В [212] дано описание ПСКЗ, построенного на полупроводниковых термопреобразователях.

Способ эквивалентных воздействий [6]. Пусть имеем два идентичных нелинейных преобразователя НП1 и НП2 с функциями преобразования $X_1 = k_1 \varphi_1(\beta_1 X)$ и $X_2 = k_2 \varphi_2(\beta_2 X_0)$. Сигналы X_1 и X_2 с выхода НП1 и НП2 подаются на вход сравнивающего устройства СУ. При идентичных функциях преобразования НП1 и НП2 и при $\varepsilon = X_1 - X_2 = 0$ образцовая величина X_0 является мерой измеряемой величины X , причем выполнение условия $\varepsilon = 0$ обеспечивается соответствующим изменением X_0 . Практически СУ имеет ограниченную чувствитель-

ность (разрешающую способность), т. е. условие равенства выходных сигналов X_1 и X_2 (условие баланса) выполняется с точностью до $\Delta\varepsilon = k_1\varphi_1(\beta_1X) - k_2\varphi_2(\beta_2X_0)$. Отсюда имеем

$$Y = X_0 = \frac{1}{\beta_2} \bar{\varphi}_2 \left[\frac{k_1}{k_2} \varphi_1(\beta_1X) - \frac{\Delta\varepsilon}{k_2} \right] = \frac{\beta_1}{\beta_2} X (1 + \gamma), \quad (3.46)$$

где

$$\gamma = \frac{1}{\beta_1X} \bar{\varphi}_2 \left[\frac{k_1}{k_2} \varphi_1(\beta_1X) - \frac{\Delta\varepsilon}{k_2} \right] - 1 \quad (3.47)$$

— результирующая погрешность от нелинейности, обусловленная неидентичностью НП1 и НП2 и конечной чувствительностью $\Delta\varepsilon$ СУ. При $\varphi_1 = \varphi_2$, $k_1 = k_2$ и $\Delta\varepsilon = 0$ согласно (3.47) $\gamma = 0$.

Здесь рассматриваются ПСКЗ, построенные по замкнутой структурной схеме с автоматическим уравниванием, которые, в свою очередь, можно разделить на устройства с пространственным [213—219] и с временным [220—229] разделением прямого и компенсирующего каналов. ПСКЗ с пространственным разделением каналов относятся к классу устройств одновременного сравнения. При использовании в таких ПСКЗ электротепловых преобразователей возможны два режима: без стабилизации и со стабилизацией температуры подогревателя. Последние обеспечивают более высокую точность и линейность.

На рис. 3.29,а представлена схема ПСКЗ без стабилизации температуры подогревателя. Здесь мост, в смежные плечи которого включены входной и компенсирующий термочувствительные резисторы R_{T1} и R_{T2} с косвенным подогревом, питается переменным напряжением. При отсутствии вход-

ного сигнала мост сбалансирован. При подаче входного сигнала баланс моста нарушается и на входе усилителя переменного напряжения УН появляется сигнал разбаланса, который после уси-

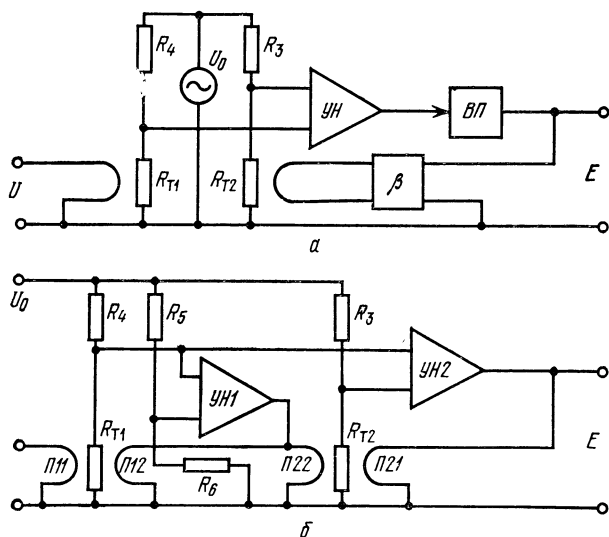


Рис. 3.29.

ния и детектирования с помощью выпрямительного преобразователя ВП через пассивную цепь β подается на подогреватель компенсирующего термочувствительного сопротивления (термистор, подогреваемое сопротивление или др.). При достаточном большом коэффициенте усиления мощности, рассеиваемые в подогревателях входного и компенсирующего термочувствительных резисторов, с точностью до погрешности статизма будут равны. Пусть зависимость сопротивлений R_{T1} , R_{T2} от рас-

сеиваемой в их подогревателях $R_{п1}$ и $R_{п2}$ мощностей определяются выражениями:

$$R_{т1} = \alpha_1 \varphi_1(P_1) \text{ и } R_{т2} = \alpha_2 \varphi_2(P_2),$$

где $P_1 = U^2/R_{п1}$; $P_2 = \beta^2 E^2/R_{п2}$. Тогда выходное напряжение ПСКЗ

$$E = \frac{U}{\beta} \sqrt{\frac{R_{п2}}{R_{п1}}} (1 + \gamma),$$

где

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{P_1} \frac{1}{\varphi_2} \left[\frac{\alpha_1 R_3 \varphi_1(P_1) (1 - \Delta)}{\alpha_2 R_4} \right]} - 1 \quad (3.48)$$

— погрешность из-за нелинейности;

$$\Delta = \frac{[R_4 + \alpha_1 \varphi_1(P_1)] [R_3 + \alpha_2 \varphi_2(P_2)] E}{k \alpha_1 \varphi_1(P_1) R_3 U_0}, \quad (3.49)$$

k — коэффициент усиления тракта УН — ВП.

При $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ и $\alpha_1 R_3 = \alpha_2 R_4$ погрешность из-за нелинейности

$$\gamma \approx \sqrt{1 - \frac{\varphi(P_1) \Delta}{P_1 \varphi'(P_1)}} - 1 \approx - \frac{\varphi(P_1) \Delta}{2 P_1 \varphi'(P_1)}. \quad (3.50)$$

На рис. 3.29,б представлена схема ПСКЗ, собранного на термочувствительных резисторах с двумя подогревателями и работающего в режиме их стабилизации. Резистивный мост питается постоянным напряжением U_0 . При $U=0$ дополнительный мост, собранный на резисторах $R_{т1}$, R_4 , R_5 и R_6 , разбалансирован. Сигнал разбаланса усиливается усилителем УН1 и подается на подогреватели П12 и П22 терморезисторов $R_{т1}$ и $R_{т2}$. При этом основной мост, собранный на резисторах $R_{т1}$, $R_{т2}$, R_3 и R_4 , сбалансирован.

Подавая на вход ПСКЗ измеряемый сигнал U , уменьшаем разбаланс дополнительного моста, со-

ответственно уменьшается и мощность, рассеиваемая в подогревателях П12 и П22. Это, в свою очередь, вызывает разбаланс основного моста. Уменьшение мощности, рассеиваемой в подогревателях П12 и П22, компенсируется увеличением мощности, рассеиваемой в подогревателях П11 и П21. Тем самым стабилизируется температура терморезисторов R_{T1} и R_{T2} .

По данным работы [217], ПЭЗ на рис. 3.29,6 имеет частотный диапазон от 10 Гц до 100 кГц (ограничен полосой пропускания предварительного усилителя), диапазон преобразуемых напряжений (от 30 мВ до 1000 В) перекрывается десятью пределами; погрешность составляет 0,02% в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц и 0,3% в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц; погрешность от нелинейности не превосходит 0,01%; допустимое значение коэффициента амплитуды $k_{ак}=7$.

Недостатком ПЭЗ на рис. 3.29 является разбаланс мостов из-за неидентичного ухода сопротивлений терморезисторов под воздействием температуры и других влияющих факторов. Этот недостаток можно устранить при введении в ПСКЗ операции калибровки, как это сделано в ПЭЗ на рис. 3.30 [219]. Здесь мост питается переменным сигналом от генератора опорного напряжения ГОН, от которого управляется также синхродетектор СД. Операция калибровки осуществляется автоматически при переводе переключателей в положение 2. Тогда при наличии сигнала разбаланса (при неидентичных электротепловых преобразователях ЭТП1 и ЭТП2) напряжение на выходе интегратора И1 возрастает. При этом сопротивление компенсирующего преобразователя ЭТП3 изменяется до выполнения условия баланса моста. После этого переключатели переводятся в положение 1 (рабочее). Посколь-

ку выходное напряжение компенсирующего интегратора И1 запоминается, то баланс моста при переводе переключателя в рабочее положение не нарушается.

Недостатком ПСКЗ с пространственным разделением прямого и компенсирующего каналов является необходимость использовать электротепло-

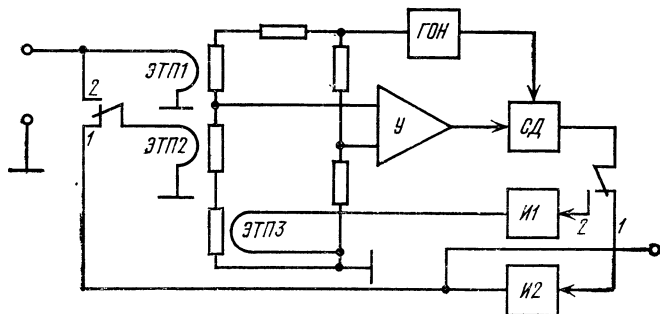


Рис. 3.30.

вые преобразователи с идентичными характеристиками. Практически полную идентичность невозможно обеспечить, что обуславливает возникновение погрешности от нелинейности. Указанный недостаток отсутствует в ПСКЗ с временным разделением прямого и компенсирующего каналов и периодическим сравнением сигналов. На рис. 3.31 представлена схема подобного ПСКЗ, в котором в качестве электротеплового преобразователя использован фотопреобразователь. Здесь входной сигнал и сигнал обратной связи периодически (поочередно) с частотой коммутации Ω через коммутатор К поступает на усилитель низкой частоты УНЧ1, который нагружен на лампочку накалива-

ния. Последняя освещает фоторезисторы R_0 и R_1 , включенные соответственно в цепь ООС — УНЧ1 и в плечо делителя напряжения $R_1—R_2$. Сигнал с выхода делителя напряжения $R_1—R_2$ поступает на второй усилитель низкой частоты УНЧ2, выпрямляется с помощью синхродетектора СД и далее

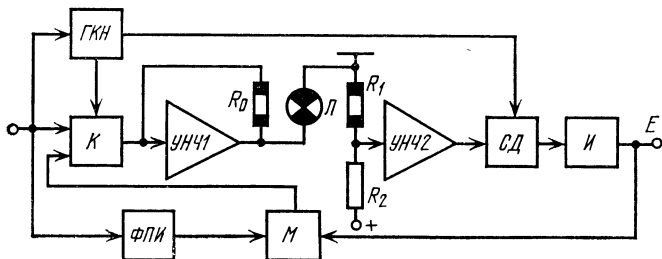


Рис. 3.31.

интегрируется интегратором И. Выходное напряжение E интегратора подается на вход модулятора М, на выходе которого имеем напряжение прямоугольной формы с амплитудой, пропорциональной E , формируемое с помощью формирователя ФПИ из измеряемого сигнала. Периоды измеряемого сигнала и управляющего модулятором напряжения совпадают, что позволяет исключить частотную погрешность в заданном диапазоне частот. Здесь ГКН есть генератор коммутирующего напряжения.

Рассмотрим работу ПСКЗ на рис. 3.32. Электротепловой преобразователь ЭТП имеет функцию преобразования вида $\alpha\varphi(X)$. В положении 1 коммутаторов дифференциальный усилитель УН работает в режиме повторителя напряжения и запоминающий конденсатор C заряжается до напряжения $U_1 = k_n \alpha\varphi(U)$, где $k_n = 1 - \Delta k$ — коэффициент пере-

дачи повторителя напряжения. Во втором такте работы (коммутаторы находятся в положении 2) на вход ЭТП через делитель напряжения с коэффициентом передачи β и на запоминающее устройство (ЗУ) подается выходное напряжение E_1 . При этом усилитель УН работает в качестве сравнивающего

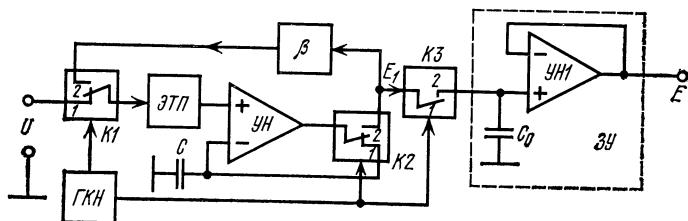


Рис. 3.32.

устройства, т. е. выходное напряжение УН $E_1 = = k [k_{\pi} \alpha \varphi(U) - \alpha \varphi(\beta E_1)]$. Отсюда находим

$$E_1 = \frac{1}{\beta} \bar{\varphi} \left[k_{\pi} \varphi(U) - \frac{E_1}{k\alpha} \right].$$

Разложив функцию $\bar{\varphi}$ в ряд и ограничившись двумя членами разложения, найдем

$$E_1 = \frac{k\alpha\varphi'(U)U}{1 + k\beta\alpha\varphi'(U)} \left[1 + \frac{\varphi(U)\Delta k}{U\varphi'(U)} \right].$$

Выражение, заключенное в квадратные скобки, обусловлено отличием коэффициента передачи k_{π} повторителя напряжения от единицы. При достаточно большом коэффициенте усиления k УН, т. е. при $k\beta\alpha\varphi'(U) \gg 1$, имеем $E_1 \approx U/\beta$ (при $k \rightarrow \infty$ $\Delta k = 1/(1+k) \rightarrow 0$). Подробный анализ частных погрешностей ПСКЗ по рис. 3.32 дан в работе [229].

обратной связи избирательного усилителя У2 с коэффициентом усиления k_2 .

Во втором такте измеряемое напряжение U отключается и по истечении переходного процесса на вход усилителя У1 через коммутатор К подается линейно возрастающее напряжение. Соответственно напряжение U_B и напряжение на вы-

ходе ВП начинает уменьшаться. Когда выходное напряжение E ВП достигает значения запомненного напряжения на регистрирующее устройство РУ подается команда «Запуск» и осуществляется отсчет напряжения. Выходное и измеряемое напряжения связаны между собой линейной зависимостью $E=SU$.

Дроссель Dp и конденсатор C_1 включены для развязки по измеряемому сигналу и напряжению обратной связи U_p , частота которого выбирается на несколько порядков ниже частоты измеряемого сигнала. Нестабильности общих для первого и второго тактов цепей (U_2 , Tr , ПН, ВП) и изменение температуры окружающей среды не влияют на точность измерения. Влияние тепловой постоянной времени термистора на быстродействие уменьшается в $1+k_2$ раз.

Способ квадратурных преобразований сигнала.

Он базируется на квадратурном сложении среднеквадратических значений сигналов с различными частотными спектрами.

Принцип действия данного способа рассмотрим на примере структурной схемы на рис. 3.34. При отсутствии преобразуемого сигнала ($X=0$) выходной сигнал X_{01} первого управляемого источника сигнала устанавливается равным конечному значению X_K предела измерения, а сигнал

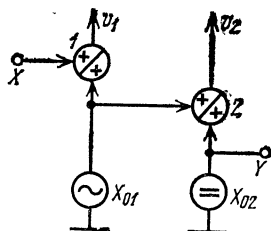


Рис. 3.34.

X_{02} на выходе второго управляемого источника устанавливается равным нулю. При этом среднеквадратические значения v_1 и v_2 сигналов на выходах первого и второго сумматоров одинаковы и равны X_K . При подаче измеряемого сигнала X величины v_1 и v_2 изменяются. Уменьшая X_{01} и увеличивая X_{02} , возвращают значения v_1 и v_2 к исходному уровню $v_1=v_2=X_K$. Если спектры сигналов от первого и второго управляемых источников и

измеряемого сигнала различны, то среднеквадратические значения входного X и выходного $X_{02}=Y$ сигналов будут связаны линейной зависимостью. Действительно, из уравнений $v^2_1=X^2+X^2_{01}$ и $v^2_2=X^2_{01}+X^2_{02}$ получим $X_{02}=\sqrt{X^2+v^2_2-v^2_1}=X$ при $v_1=v_2$.

Если сигнал от второго управляемого источника является постоянным, то квадратурное сложение среднеквадратических значений сигналов обеспечивается при несовпадении спектров входного $x(t)$ сигнала и сигнала от первого управляемого источника. Для этого частоту сигнала от источника X_{01} выбирают вне диапазона частот, в котором должно работать устройство. Равенство $v_1=v_2$ не может быть строго обеспечено, т. е. $Y=X(1+\gamma)$, где

$$\gamma = \sqrt{1 + \frac{v^2_2 - v^2_1}{X^2}} - 1 \approx \frac{v^2_2 - v^2_1}{2X^2} \approx \frac{v_1 \Delta v}{X^2} \quad (3.51)$$

— погрешность из-за нелинейности; $\Delta v = v_2 - v_1$, $2v_1 \approx v_1 + v_2$.

ПСКЗ, реализующие способ квадратурных преобразований сигнала, строятся на базе электротепловых элементов, работающих в режиме стабилизации температуры подогревателя [230—237]. ПСКЗ на рис. 3.35а [162] состоит из двух соединенных через модулятор M преобразователей на рис. 3.3. Для него можем записать

$$E_1 = k_1 [U_{12} - \alpha_1 \varphi_1 \langle U^2 + (U_{11} - \beta_1 E_1)^2 \rangle], \quad (3.52)$$

$$E_2 = k_2 [U_{22} - \alpha_2 \varphi_2 \langle \beta^2_2 E^2_2 + \beta^2 (U_{21} - E_1)^2 \rangle], \quad (3.53)$$

где $e_1 = \alpha_1 \varphi_1 (v^2_1)$ и $e_2 = \alpha_2 \varphi_2 (v^2_2)$ — функции преобразования электротепловых преобразователей ЭТП

и ЭП2; β_1 и β_2 — коэффициенты передачи пассивных цепей обратной связи; k_1 и k_2 — коэффициенты усиления усилителей постоянного напряжения УН1 и УН2; $U_{11} = \beta_{11}U_0$, $U_{12} = \beta_{12}U_0$, $U_{21} = \beta_{21}U_0$ и $U_{22} = \beta_{22}U_0$, U_0 — опорное постоянное напряжение; β_{11} , β_{12} , β_{21} и β_{22} — коэффициенты передачи делите-

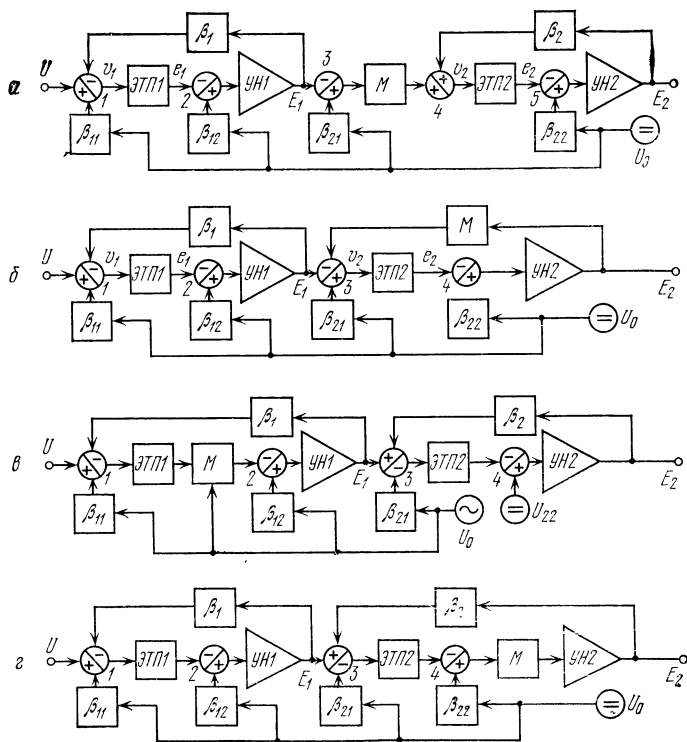


Рис. 3.35.

лей напряжения; β — коэффициент передачи модулятора М. Перепишем (3.52) в другом виде:

$$E_1 = \frac{U_{11}}{\beta_{11}} - \frac{1}{\beta_1} \sqrt{\bar{\varphi}_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} - \frac{E_1}{\alpha_1 k_1} \right) - U^2}. \quad (3.54)$$

Подставив (3.54) в (3.53), получим

$$E_2 = k_2 \left[U_{22} - \alpha_2 \varphi \left\langle \beta_2^2 E_2^2 + \beta^2 \left(U_{21} - \frac{U_{11}}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_1} \sqrt{\bar{\varphi}_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} - \frac{E_1}{\alpha_1 k_1} \right) - U^2} \right)^2 \right\rangle \right]. \quad (3.55)$$

При $U_{11} = \beta_1 U_{21}$ (при $\beta_{11} = \beta_1 \beta_{21}$) равенство (3.55) можно представить в следующем виде:

$$E_2 = \frac{\beta U}{\beta_1 \beta_2} \sqrt{1 + \frac{\beta_1^2}{\beta^2 U^2} \bar{\varphi}_2 \left(\frac{U_{22}}{\alpha_2} - \frac{E_2}{\alpha_2 k_2} \right) - \frac{1}{U^2} \bar{\varphi}_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} - \frac{E_1}{\alpha_1 k_1} \right)}. \quad (3.56)$$

С учетом соотношения

$$\bar{\varphi}_i \left(\frac{U_{i2}}{\alpha_i} - \frac{E_i}{\alpha_i k_i} \right) \approx \bar{\varphi}_i \left(\frac{U_{i2}}{\alpha_i} \right) - \frac{E_i}{\alpha_i k_i} \bar{\varphi}'_i \left(\frac{U_{i2}}{\alpha_i} \right)$$

получим

$$E_2 = \frac{\beta U}{\beta_1 \beta_2} \sqrt{1 + \frac{\beta_1}{\beta^2 U^2} \bar{\varphi}_2 \left(\frac{U_{22}}{\alpha_2} \right) - \frac{1}{U^2} \bar{\varphi}_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} \right) - \frac{\beta_1^2 E_2}{k_2 \beta^2 \alpha_2 U^2} \bar{\varphi}'_2 \left(\frac{U_{22}}{\alpha_2} \right) + \frac{E_1}{k_1 \alpha_1 U^2} \bar{\varphi}'_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} \right)}. \quad (3.57)$$

Выбирая коэффициенты β_1 , β_{12} и β_{22} , исходя из обеспечения условия линеаризации

$$\beta_1^2 \bar{\varphi}_2 \left(\frac{U_{22}}{\alpha_2} \right) = \beta^2 \bar{\varphi}_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} \right), \quad (3.58)$$

Окончательно запишем:

$$E_2 = \frac{\beta U}{\beta_1 \beta_2} (1 + \gamma), \quad (3.59)$$

где

$$\gamma = \sqrt{1 + \frac{E_1}{k_1 \alpha_1 U^2} \bar{\varphi}'_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} \right) - \frac{\beta_1^2 E_2}{k_2 \beta_2^2 \alpha_2 U^2} \bar{\varphi}'_2 \left(\frac{U_{22}}{\alpha_2} \right)} - 1 \quad (3.60)$$

— погрешность из-за нелинейности. При слабо выраженной нелинейности выражение (3.60) можно упростить:

$$\gamma \approx \frac{E_1}{2k_1 \alpha_1 U^2} \bar{\varphi}'_1 \left(\frac{U_{12}}{\alpha_1} \right) - \frac{\beta_1^2 E_2}{2k_2 \beta_2^2 \alpha_2 U^2} \bar{\varphi}'_2 \left(\frac{U_{22}}{\alpha_2} \right). \quad (3.61)$$

Для ЭТП с квадратичной функцией преобразования ($e_1 = \alpha_1 v_1^2$, $e_2 = \alpha_2 v_2^2$)

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \bar{\varphi}_1 = \bar{\varphi}_2 = 1 \quad \text{и} \quad \bar{\varphi}_1(U_{12}/\alpha_1) = \bar{\varphi}_2(U_{22}/\alpha_2) = 1.$$

Исключим в выражении (3.61) величины E_1 и E_2 . Для этого E_1 и E_2 необходимо выразить через U . При входном напряжении U , равном конечному значению предела преобразования, напряжение $E_1 = 0$. Отсюда, положив в (3.52) $U = U_K$, получим: $U_{12} = \alpha_1 \varphi_1(U_K^2 + U_{11}^2)$. Подставим найденное значение в (3.54):

$$E_1 = \frac{U_{11}}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_1} \sqrt{\bar{\varphi}_1 \left[\varphi_1(U_K^2 + U_{11}^2) - \frac{E_1}{\alpha_1 k_1} \right] - U^2}. \quad (3.62)$$

Учитывая равенства $\bar{\varphi}'[\varphi(x)] = 1/\varphi'(x)$,

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_1 \left[\varphi_1(U_K^2 + U_{11}^2) - \frac{E_1}{\alpha_1 k_1} \right] &\approx U_K^2 + U_{11}^2 - \\ &- \frac{E_1}{\alpha_1 k_1} \bar{\varphi}'_1[\varphi_1(U_K^2 + U_{11}^2)], \end{aligned}$$

можем записать

$$E_1 = \frac{U_{11}}{\beta_1} \left[1 - \sqrt{1 + \frac{U_K^2 - U^2}{U_{11}^2} - \frac{E_1}{k_1 \alpha_1 U_{11}^2 \varphi'_1 (U_K^2 + U_{11}^2)}} \right]. \quad (3.63)$$

Если подкоренное выражение мало отличается от единицы, то соотношение (3.63) можно упростить:

$$E_1 \approx -\frac{U_K^2 - U^2}{2\beta_1 U_{11}} + \frac{E_1}{2k_1 \beta_1 \alpha_1 U_{11} \varphi'_1 (U_K^2 + U_{11}^2)}. \quad (3.64)$$

При достаточно большом коэффициенте усиления

$$E_1 = -\frac{U_K}{2\beta_1 U_{11}} \left(1 - \frac{U^2}{U_K^2} \right). \quad (3.65)$$

Подставив выражение (3.65) и $E_2 \approx \beta U / \beta_1 \beta_2$ в формулу (3.61), получим

$$\gamma \approx \frac{\bar{\varphi}'_1 (U_{12} / \alpha_1)}{4k_1 \beta_1 \alpha_1 U_{11}} \left(\frac{U_K^2}{U^2} - 1 \right) - \frac{\beta_1 \bar{\varphi}'_2 (U_{22} / \alpha_2)}{2k_2 \beta_2 \beta \alpha_2 U}. \quad (3.66)$$

На рис. 3.35,б показана схема ПСКЗ, в котором модулятор M (преобразователь постоянного напряжения в переменное) включен в цепь обратной связи второго преобразователя. Все приведенные соотношения остаются в силе и для этой схемы, если считать, что в них β_2 — коэффициент передачи модулятора M по уровню среднеквадратического значения, а $\beta = 1$. В ПСКЗ на рис. 3.35,а, б целесообразно использовать модуляторы релейного типа, которые обладают высокой стабильностью коэффициента передачи.

В ПСКЗ, реализованном по схеме на рис. 3.35,в, используется модулятор M гармонического типа. Здесь уже применен источник переменного опорного напряжения U_0 . Форма напряжения на выходе модулятора совпадает с формой опорного напряжения. Амплитуды выходного напряжения модулятора M пропорциональны постоянному напряжению на его входе. Все приведенные соотношения справедливы и для

этой схемы, если считать, что функция преобразования тракта ЭТП1—М описывается выражением $e_1 = \alpha_1 \varphi_1(\sigma^2)$, в котором α_1 имеет смысл коэффициента передачи модулятора.

ПСКЗ на рис. 3.35,а, б, в осуществляют линейное преобразование переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения. На рис. 3.35,г представлена схема ПСКЗ, осуществляющего преобразование переменного сигнала произвольной формы в переменный сигнал фиксированной формы. Функция преобразования ПСКЗ по уровню среднеквадратического значения тоже имеет линейный характер. Для ПСКЗ по рис. 3.35,г коэффициент k_2 в приведенных выражениях имеет смысл коэффициента передачи тракта М — УН2.

Перейдем к обсуждению полученных результатов. Нестабильность функций φ_1 и φ_2 приводит к нарушению условия линейаризации (3.58). При $\beta = \beta_1$ (с учетом условия $\beta_{12} = \beta_1 \beta_{21}$ при $\beta_{11} = \beta \beta_{21}$) условие линейаризации (3.58) имеет вид

$$\bar{\varphi}_1(U_{12}/\alpha_1) = \bar{\varphi}_2(U_{22}/\alpha_2). \quad (3.67)$$

При $\beta = \beta_1$, согласно (3.67), требование стабильности функций φ_1 и φ_2 заменяется требованием идентичного изменения их ($\varphi_1 = \varphi_2$). В этом случае условие линейаризации имеет вид: $\alpha_1 U_{22} = \alpha_2 U_{12}$ или $\alpha_1 \beta_{22} = \alpha_2 \beta_{12}$. При выполнении условия линейаризации (3.58) функция преобразования ПСКЗ не зависит от вида функций преобразования ЭТП1 и ЭТП2.

Схему на рис. 3.35,а можно использовать и для построения цифровых вольтметров среднеквадратических значений [237]. При этом, как было показано на примере ПСКЗ на рис. 3.3, инерционность ЭТП1 и ЭТП2 не ограничивает быстродействия устройства, так как их эквивалентным постоянная времени уменьшается в k раз.

На рис. 3.36 приведена схема ПСКЗ, построенного по структурной схеме рис. 3.35,а, в котором

УН1 и УН2 — дифференциальные усилители постоянного напряжения.

На рис. 3.37 показана схема другого типа ЛСКЗ, в котором для линеаризации использован способ квадратурных преобразований сигнала. Здесь КП1 и КП2 — квадратичные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения с функциями преобразования вида $e_1 = \alpha_1 v^2_1$, $e_2 = \alpha_2 v^2_2$ (например, термо-

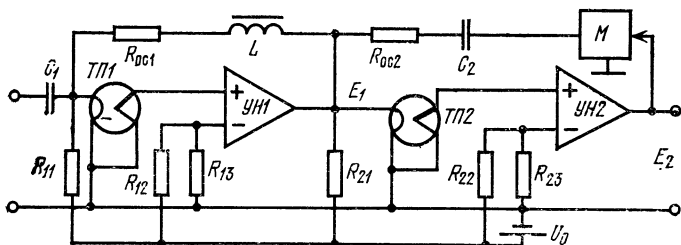


Рис. 3.36.

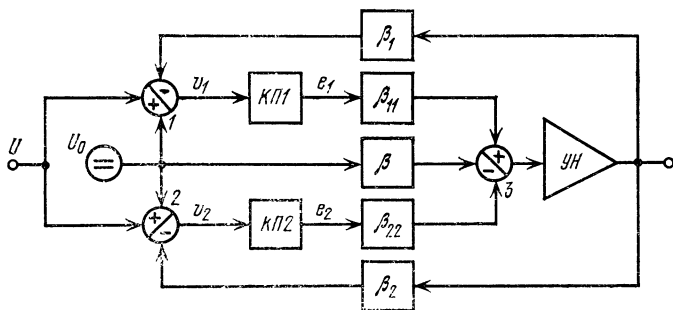


Рис. 3.37.

преобразователи). Выходное напряжение ПСКЗ определяется выражением

$$E = k [S_1 \langle U^2 + (U_0 - \beta_1 E)^2 \rangle - S_2 \langle U^2 + (U_0 - \beta_2 E)^2 \rangle - \beta U_0], \quad (3.68)$$

где $S_1 = \alpha_1 \beta_{11}$, $S_2 = \alpha_2 \beta_{22}$, $S_1 = S_2(1 + c)$. При $U = 0$ выходное напряжение ПСКЗ $E = 0$. Подставив значения $U = 0$ и $E = 0$ в (3.68), находим условие установки нуля

$$\beta = (S_1 - S_2) U_0 = c S_2 U_0. \quad (3.69)$$

Учитывая (3.69), выражение (3.68) можно представить в виде

$$E^2 (S_2 \beta_2^2 - S_1 \beta_1^2) = c S_2 U^2 - E/k + 2U_0 E (\beta_2 S_2 - \beta_1 S_1). \quad (3.70)$$

При $\beta_2 = (1 + c) \beta_1$ (при $\beta_2 S_2 - \beta_1 S_1 = 0$) последнее слагаемое в (3.70) равно нулю, т. е.

$$E^2 = \frac{1 + c}{\beta_2^2} U^2 \left(1 - \frac{E}{c k S_2 U^2} \right). \quad (3.71)$$

Таким образом,

$$E = \frac{\sqrt{1 + c}}{\beta_2} U (1 + \gamma) = \frac{U}{\sqrt{\beta_1 \beta_2}} (1 + \gamma), \quad (3.72)$$

где

$$\gamma = \sqrt{1 - \frac{E}{c k S_2 U^2}} - 1 \approx \frac{1}{2 k \beta \sqrt{\beta_1 \beta_2}} \frac{U_0}{U} \quad (3.73)$$

— погрешность из-за нелинейности (приближенное равенство выполняется при достаточно большом коэффициенте усиления k усилителя постоянного напряжения УПН).

Одна из возможных реализаций структурной схемы на рис. 3.37 показана на рис. 3.38 [236]. Здесь условие установки нуля обеспечивается за счет выбора сопротивления компенсационного ре-

зистора R_K , исходя из обеспечения условия $R_K = (\alpha_1^* - \alpha_2^*) I_0$, где α_1^* и α_2^* — коэффициенты передачи термопреобразователей ТП1 и ТП2, I_0 — ток

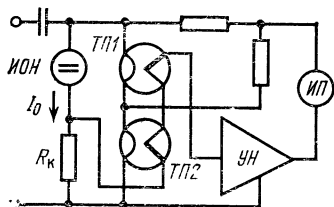


Рис. 3.38.

от источника опорного напряжения ИОН. Недостатком ПСКЗ на рис. 3.37 является необходимость иметь преобразователи КП1 и КП2 со строго квадратичным законом преобразования.

На рис. 3.39 приведены другие разновидности ПСКЗ. Для ПСКЗ по рис. 3.39,а выходные напряжения термопреобразователей ТП1 и ТП2 определяются выражениями

$$\begin{aligned} e_1 &= \alpha_1 [\beta_{11}^2 U^2 + k_{11}^2 \beta_{12}^2 (U_0 - e_1)^2], \\ e_2 &= \alpha_2 [\beta_{21}^2 E^2 + k_{21}^2 k_{m2}^2 \beta_{22}^2 (U_0 - e_1)^2]. \end{aligned} \quad (3.74)$$

Здесь k_1 , k_2 и k_m — соответственно коэффициенты усиления усилителей УН1 и УН2 и коэффициент передачи модулятора М; β_{11} , β_{12} , β_{21} и β_{22} — коэффициенты передачи сигналов ко входам ТП1 и ТП2. Выходное напряжение ПСКЗ $E = k_2(e_2 - e_1)$. При $\alpha_1 k_{21}^2 \beta_{12}^2 (U_0 - e_1)^2 = \alpha_2 k_{21}^2 k_{m2}^2 \beta_{22}^2 (U_0 - e_1)^2$ (при $\beta_{12} \sqrt{\alpha_1} = k_{m2} \beta_{22} \sqrt{\alpha_2}$), что обеспечивается операцией установки нуля (при $U=0$ выходное напряжение $E=0$), получим

$$E = \beta_{11} \sqrt{\alpha_1 / \alpha_2} U (1 + \gamma) / \beta_{21}, \quad (3.75)$$

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{1 + \frac{E}{\alpha_1 k_{21}^2 \beta_{12}^2 U^2}} - 1 \approx \frac{E}{2\alpha_1 k_{21}^2 \beta_{12}^2 U^2} \approx \\ &\approx \frac{1}{2k_{21} \beta_{11} U \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}} \end{aligned} \quad (3.76)$$

— погрешность из-за нелинейности.

ПСКЗ на рис. 3.39,б отличается от ПСКЗ на рис. 3.39,а тем, что в нем использованы термопреобразователи с двумя подогревателями. Тем самым исключена необходимость в применении модулятора, так как условие квадратурного

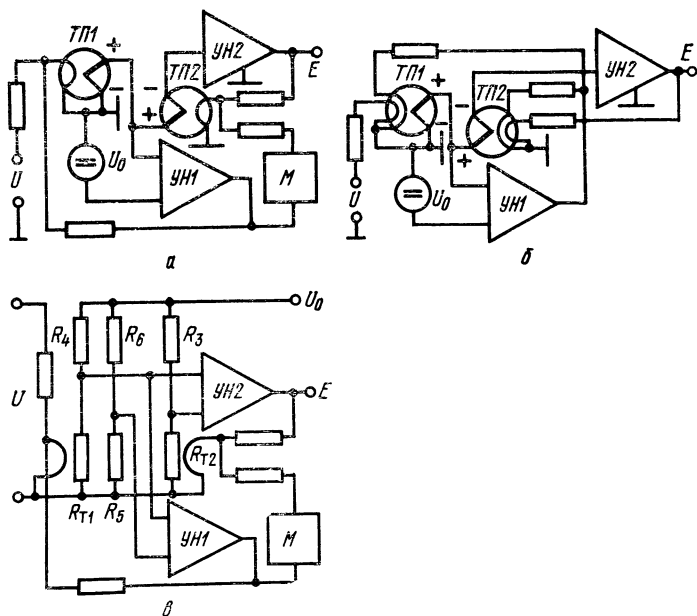


Рис. 3.39.

сложения сигналов здесь обеспечивается подачей сигналов на различные подогреватели термопреобразователей ТП1 и ТП2.

На рис. 3.39,в показана схема ПСКЗ, построенного на терморезисторах с косвенным подогревом. При отсутствии входного сигнала вспомогательный мост, собранный на резисторах R_1 , R_4 , R_5 и R_6 , разбалансирован, а основной мост, собранный на резисторах R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , сбалансирован. При подаче входного сигнала баланс основного моста на-

рушается, а напряжение разбаланса вспомогательного моста уменьшается, чем и обеспечивается стабилизация температуры подогревателей.

Способ перемножения двух одинаковых по форме сигналов со стабилизацией одного из сомножителей по уровню среднеквадратического значения. Этот способ базируется на реализации алгоритма

$$XX_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x_0(t) dt, \quad (3.77)$$

где $X_0 = \text{const}$ и X — среднеквадратические значения сигналов $x_0(t) = X_{m0}e(t)$ и $x(t) = X_me(t)$, которые отличаются только амплитудными значениями X_m и X_{m0} .

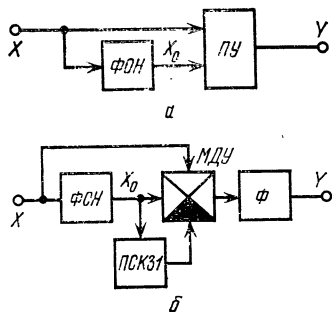


Рис. 3.40.

3.40,б показана структурная схема ПСКЗ, реализующая алгоритм

$$\frac{XX_0}{\varphi(X_0)} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{x(t)x_0(t)}{\varphi(X_0)} dt, \quad (3.78)$$

где $X_0 = \text{const}$; $\varphi(X_0) = \text{const}$. Здесь МДУ — множително-делительное устройство, ПСКЗ — преобразователь среднеквадратических значений с произ-

вольным видом функции преобразования $\varphi(X_0)$. В ПСКЗ на рис. 3.40,а быстродействие ограничено инерционностью усредняющего фильтра. В ПСКЗ по рис. 3.40,б влияние инерционности фильтра на быстродействие компенсируется подачей сигнала через инерционное звено (ПСКЗ1) на делительный вход МДУ. При таком построении структурной схемы переходная характеристика тракта вход ПСКЗ1 — выход МДУ соответствует характеристике форсирующего звена. Таким образом, динамическую модель всего устройства можно представить последовательным включением форсирующего и инерционного звеньев, что позволяет увеличить быстродействие ПСКЗ.

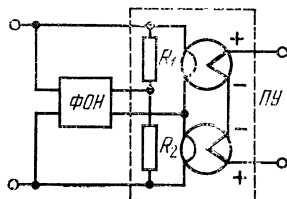


Рис. 3.41.

На рис. 3.41 [168] приведена схема ПСКЗ, в котором перемножающее устройство ПУ собрано по схеме Исакова [239]. На первый и второй входы ПУ подаются соответственно измеряемый сигнал и сигнал с выхода ФОН. Здесь погрешность от нелинейности определяется неидеальностью воспроизведения множительной операции [240] и неидеальностью ФОН.

Автокомпенсационный способ линеаризации. Этот способ базируется на моделировании следующих уравнений:

$$y(t) = k \int_0^t [x^2(t) - y^2(t)] dt, \quad (3.79)$$

$$Y = -\frac{k}{T} \int_0^T [x^2(t) - y^2(t)] dt. \quad (3.80)$$

Структурные схемы ПСКЗ соответствующие уравнениям (3.79), (3.80), приведены на рис. 3.42 [241, 242]. Здесь с помощью вычитающего 1, суммирующего 2 и перемножающего ПУ устройств формируется функция вида $x^2(t) - y^2(t)$. При подаче на вход ПСКЗ на рис. 3.42,а измеряемого сигнала

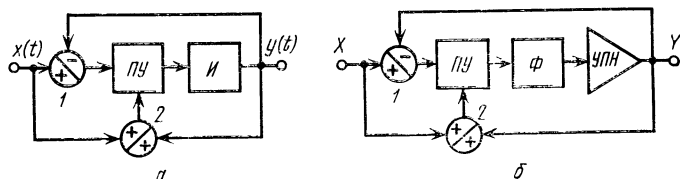


Рис. 3.42.

$x(t)$ напряжение $y(t)$ на выходе интегратора И возрастает до выполнения условия $y(t_0) = X$, при котором постоянные составляющие квадрированных сигналов взаимно компенсируются. Работа ПСКЗ описывается дифференциальным уравнением $y'(t) + ky^2(t) = kx^2(t)$ (уравнение Рикатти). При воздействии скачка напряжения (или меандра) решение имеет вид: $y(t) = X(1 + \Delta)$, где $\Delta = \text{th}(kXt) - 1$. Задавшись погрешностью «недохода» ε , из условия $|\Delta| < \varepsilon$ найдем длительность переходного процесса [243]

$$t_n = \frac{1}{kX} \arctanh(1 - \varepsilon). \quad (3.81)$$

Преобразователь на рис. 3.42,а относится к классу замкнутых систем астатического типа. Если в этом ПСКЗ вместо интегратора И включить последовательно соединенные усредняющий фильтр Φ и усилитель постоянного напряжения УПН, то придем к схеме ПСКЗ статического типа (рис. 3.42,б).

К недостаткам ПСКЗ на рис. 3.42 следует отнести необходимость высокоточного воспроизведения операции перемножения сигналов.

3.3. Некоторые применения преобразователей среднеквадратических значений

Преобразователи среднеквадратических значений находят применение в электронных вольтметрах среднеквадратических значений, предназначенных для измерения напряжений произвольной формы. На базе ПСКЗ строятся линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения (автономные и встроенные в цифровые вольтметры). Преобразователи среднеквадратических значений являются основным функциональным блоком в измерителях коэффициента формы, коэффициента нелинейных искажений и коэффициента гармоник. На базе квадраторов реализуют фазочувствительные вольтметры, измерители мощности поглощения (ваттметры), перемножающие устройства, удвоители частоты и пр.

Отечественной промышленностью выпускаются электронные вольтметры среднеквадратических значений ВЗ-40, ВЗ-42, ВЗ-45, ВЗ-46, ВЗ-48, ВЗ-50, Ф584 и др. Микровольтметр ВЗ-40 [196] (модернизация микровольтметра ВЗ-32 [189]) построен в соответствии со структурной схемой на рис. 3.20,а и имеет следующие технические характеристики: диапазон измеряемых напряжений от 10 мкВ до 300 В перекрывается 25 пределами, частотный диапазон от 5 Гц до 5 мГц, основная погрешность $\pm(2,5-10)\%$, допустимое значение коэффициента амплитуды $k_{ак}=6$. Микровольтметр ВЗ-40 находится на уровне лучших зарубежных образцов (высшая категория качества): объем возможностей 50,55 рангов, конструктивная эффективность 7,222 ранг/кг, год перехода в первую категорию качества 1990 [244].

В милливольтметре ВЗ-42 использован ПСКЗ, построенный по структурной схеме на рис. 3.3. В качестве электротеплового преобразователя используется прямонакальный диод, в накальную цепь которого вводится измеряемый сигнал (рис. 3.5). Милливольтметр предназначен для эксплуатации в тяжелых климатических условиях и имеет следующие технические характеристики: диапазон измеряемых напряжений от 30 мкВ до 300 В перекрывается 14 пределами, частотный диапазон от 10 Гц до 5 мГц, основная погрешность $\pm(2,5-6)\%$,

допустимое значение коэффициента амплитуды $k_{ак}=4$ (объем возможностей 21,68 рангов, конструктивная эффективность 4,337 ранг/кг).

Отличительной особенностью милливольтметров ВЗ-45 [195] и ВЗ-48 является широкая полоса пропускания. В них использован ПСКЗ, реализованный по схеме на рис. 3.20,а. Они имеют следующие технические характеристики: диапазон измеряемых напряжений от 0,3 мВ до 300 В перекрывается 12 пределами, частотный диапазон от 10 Гц до 50 мГц, основная погрешность составляет $\pm(2,5-10)\%$, $k_{ак}=4$.

За рубежом освоен выпуск линейных ПСКЗ универсального назначения, конструктивно выполненных в виде малогабаритных модулей. Автономный ПСКЗ модель R101 фирмы Intronic [245] (в модульном исполнении) имеет погрешность 0,1% в частотном диапазоне от 0 до 500 кГц при постоянной времени 2 мс. Модель 592 фирмы Function Modules [246] (США) в микромодульном исполнении имеет погрешность 0,03% в частотном диапазоне от 50 Гц до 10 кГц при первом пределе 1 В (на частоте 100 кГц погрешность возрастает до 0,5%).

4

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ ПО УРОВНЮ АМПЛИТУДНОГО ЗНАЧЕНИЯ

В соответствии с (1.4) амплитудное значение электрических сигналов определяется как максимальное за период значение от $|u(t)|$, т. е. $U_m = \max_{t \in T} |u(t)|$, где $t_0 \leq t \leq t_0 + T$. В практике измерений различают амплитудные значения за положительный X_m^+ и отрицательный X_m^- полупериоды электрического сигнала. В ряде случаев необходимо измерять

размах сигнала $X_{mn} = X_m^+ + X_m^-$. Далее мы будем рассматривать ПАЗ, предназначенные для преобразования периодических электрических сигналов. Вопросы преобразования одиночных и редко повторяющихся импульсов имеют свою специфику и рассмотрены в ряде специальных трудов [247—250].

Существуют следующие способы измерения (преобразования) амплитудного значения электрических сигналов:

- способ определения амплитудного значения через среднеквадратическое и среднее (средневыпрямленное) значения электрического сигнала;

- способ преобразования электрического сигнала в синусоидальное и косинусоидальное напряжения с последующим определением их среднегеометрического значения;

- способ преобразования продифференцированного переменного напряжения в постоянное по уровню средневыпрямленного значения;

- способ интегрирования электрических сигналов;

- способ запоминания амплитудного значения электрического сигнала;

- компенсационные и автокомпенсационные способы.

Рассмотрим коротко принципы действия указанных способов измерения (преобразования) амплитудного значения электрических сигналов.

Согласно (1.5), квадрат среднеквадратического значения электрического сигнала равен произведению его средневыпрямленного и квазипикового значений. Для некоторых форм импульсных сигналов квадрат среднеквадратического значения равен произведению средневыпрямленного (среднего) и амплитудного значений. Например, для импульсных сигналов на рис. 4.1,а среднеквадратическое и среднее значения определяются соответственно выражениями: $U = U_m / \sqrt{Q}$, $U_{ср} = U_m / Q$, где $Q = T/\tau$ — скважность импульсов. Здесь ампли-

тудное значение равно непосредственно отношению квадрата среднеквадратического и среднего значений, т. е. $U_m = U^2 / U_{св.}$ Импульсное напряжение на рис. 4.1,а можно рассматривать как абсолютное (выпрямленное) значение знакопеременного импульсного сигнала (4-я строка табл. 2.2), для которого так-

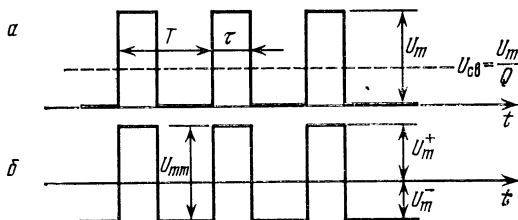


Рис. 4.1.

же $U_m = U^2 / U_{св.}$ Без постоянной составляющей сигнал на рис. 4.1,а вырождается в сигнал на рис. 4.1,б, для которого $U_{mm} = U^2 / 2U_{св.}$ Таким образом, импульсные напряжения типа показанных на рис. 4.1 можно измерить, построив ПАЗ в соответствии со структурной схемой на рис. 4.2, где ДУ — делительное устройство.

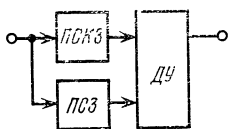


Рис. 4.2.

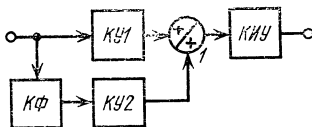


Рис. 4.3.

Второй способ базируется на следующем свойстве гармонических функций: $U_m = \sqrt{U_m^2 \sin^2 \omega t + U_m^2 \cos^2 \omega t}$.

Отсюда непосредственно следует структурная схема измерения амплитуды синусоидальных (косинусоидальных) сигналов, изображенная на рис. 4.3. Здесь КФ — квадратурный фазовращатель, КУ — квадратирующие устройства, КИУ — корнеизвлекающее устройство. Данный способ удобно использовать при фиксированной частоте синусоидального напряжения. Один из

возможных вариантов ПАЗ, построенного по данному способу, описан в [251]. Использование данного способа для сигналов несинусоидальной формы связано с необходимостью преобразовать форму измеряемого сигнала в синусоидальную, не потеряв информацию об амплитудном значении. Такое преобразование возможно, но это связано с существенным усложнением устройства и с потерей точности.

Способ преобразования продифференцированного сигнала по уровню средневыпрямленного значения заключается в следующем. Средневыпрямленное значение выходного напряжения дифференцирующего преобразователя (ДП) с постоянной времени τ определяется выражением

$$U_{св} = \frac{\tau}{T} \int_0^T U_m \left| \frac{de(t)}{dt} \right| dt = 2\lambda\tau/U_m,$$

$$\lambda = \frac{1}{2} \int_0^T \left| \frac{de(t)}{dt} \right| dt. \quad (4.1)$$

Коэффициент λ принимает только целочисленные значения и зависит от формы измеряемого напряжения $u(t) = U_m e(t)$,

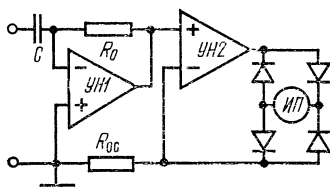


Рис. 4.5.

но для каждого семейства кривых $\lambda = \text{const}$. Согласно (4.1) $U_{св}$ — линейная функция амплитуды U_m сигнала $u(t)$. На рис. 4.4,а приведена структурная схема дифференцирующего ПАЗ. Для дифференцирующего ПАЗ на рис. 4.4,б [252] $R_{пр}C \ll T$, где $R_{пр}$ — прямое сопротивление диодов, диодно-конденсаторная цепочка обладает дифференцирующими свойствами. При воздействии синусоидального напряжения через измерительный прибор ИП протекает ток со средним значением $I_{св} = 2CfU_m$.

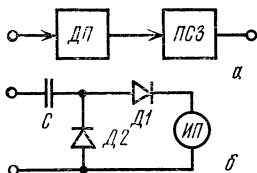


Рис. 4.4.

В ПАЗ на рис. 4.5 [253] на усилителе УН1 собран дифференцирующий преобразователь, а на усилителе УН2 — преобразователь средневывпрямленных значений, в котором выпрямительный преобразователь включен в цепь ООС. Поскольку коэффициент преобразования зависит от частоты, то подобные ПАЗ применяются при фиксированных частотах измеряемого напряжения.

Зависимость коэффициента преобразования от частоты устраняется, если построить ПАЗ в соответствии со структур-

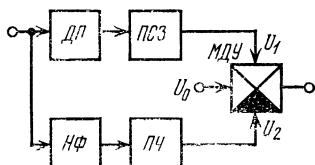


Рис. 4.6.

ной схемой на рис. 4.6. Здесь на множительный вход множительно-делительного устройства МДУ подается постоянное напряжение $U_1 = S_1 U_m$ с выхода ПСЗ. Для устранения зависимости от частоты на делительный вход МДУ подается сигнал $U_2 = S_2 f$, пропорциональный частоте $f = 1/T$ сигнала $u(t)$ и формируемый дополнительным каналом, состоя-

щим из нормализатора формы сигнала НФ (например, усилитель-ограничитель) и собственно преобразователя частоты первой гармоники в напряжение ПЧ. В частности, линейный ПЧ можно построить по одной из схем, описанных в [254]. Функция преобразования ПАЗ на рис. 4.6

$$E = \frac{U_0 U_1}{U_2} = \frac{2\lambda f U_0 U_1}{S_2 f} = S U_m, \quad S = \frac{2\lambda U_0}{S_2}. \quad (4.2)$$

На базе дифференцирующих ПАЗ можно реализовать цифровые вольтметры амплитудных значений. Рассмотрим схему цифрового вольтметра на рис. 4.7 [255]. Здесь напряжение U_1 с выхода дифференцирующего ПАЗ линейно преобразуется в частоту повторения $F = S_1 U_1$ импульсов с помощью преобразователя напряжения — частота ПНЧ. В течение отрезков времени $\Delta t = 0,5T$ ключ K открыт и импульсы с выхода ПНЧ поступают на счетчик импульсов СИ. Количество импульсов $N = 0,5FT = S_1 \lambda t U_m$, прошедших за время Δt , пропорциональ-

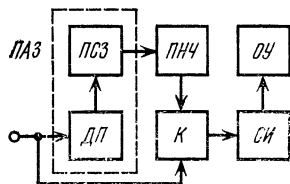


Рис. 4.7.

но амплитуде U_m и не зависит от частоты $f=1/T$. Число N индицируется отсчетным устройством ОУ.

Интегрирующие ПАЗ могут работать в двух режимах: интегрирования в течение интервала времени, кратного или дольного периоду $T=1/f$ измеряемого сигнала $u(t)=U_m e(t)$, и непрерывного интегрирования. Рассмотрим принцип действия ПАЗ первой группы. Интеграл от $u(t)$ в пределах от t_0 до t_0+nT в соответствии с теоремой о среднем [256]

$$E = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int_{t_0}^{t_0+nT} U_m e(t) dt = \frac{n e(t_i) U_m}{f \tau_{\text{и}}} = S U_m, \quad (4.3)$$

где $t_0 \leq t_i \leq t_0+nT$; $\tau_{\text{и}}$ — постоянная времени интегратора. Отсюда следует, что выходное напряжение интегрирующих ПАЗ пропорционально амплитуде U_m , но коэффициент преобразования S зависит от частоты f первой гармоники сигнала $u(t)$ и от $e(t_i)$ (от формы сигнала).

Для обеспечения частотной независимости можно использовать известные методы. В частности, в [257, 258] независимость выходного напряжения ПАЗ от частоты обеспечивается

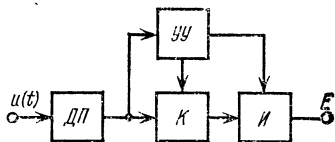


Рис. 4.8.

частотно-зависимым двухполюсником (конденсатором), который вводится в канал прохождения сигнала. На рис. 4.8 приведена структурная схема ПАЗ, на входе которого включен дифференцирующий преобразователь ДП с постоянной времени τ . Пусть измеряется косинусоидальное напряжение $u(t)=U_m \cos \omega t$. Управляющее устройство УУ (например, усилитель-ограничитель) открывает ключ К в момент времени $t_0=0$ и удерживает его в открытом состоянии в течение времени $0,5T$. При $t_1=t_0+0,5T$ ключ закрывается и интегратор фиксирует напряжение $E=U_m \tau / \tau_{\text{и}}$, соответствующее моменту t_1 . Достоинство таких ПАЗ — высокое быстродействие.

Наиболее широкое практическое применение находит способ запоминания амплитуды электрического сигнала при использовании в качестве памяти конденсаторных ячеек. Данная группа ПАЗ характеризуется развитой схемотехникой, направленной на повышение точности, линейности и уменьшение дополнительных погрешностей.

Большую группу ПАЗ составляют компенсационные и автокомпенсационные ПАЗ [247—248].

4.1. Пассивные преобразователи амплитудных значений

Проведем анализ ПАЗ с закрытым входом (рис. 4.9,а) при кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики выпрямительного диода D . Работа устройства описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{1}{\alpha_i} \frac{u_C(\bar{t})}{d\bar{t}} + u_C(\bar{t}) = a_i u(\bar{t}) \quad (4.4)$$

с переменными коэффициентами α_i , a_i . Для ПАЗ на рис. 4.9,а $a_i=1$. В уравнении (4.4) $\bar{t}=t/T$ — время, нормированное по периоду $T=1/f$ входного

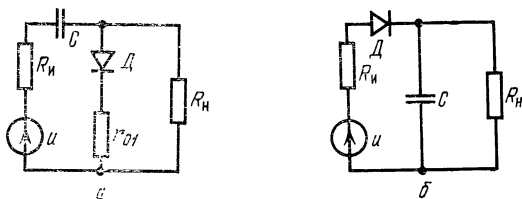


Рис. 4.9.

сигнала $u(t)$. При $n+q_1 \leq \bar{t} \leq n+q_2$ диод D открыт ($i=1$), при $n+q_2 \leq \bar{t} \leq n+1+q_1$ — закрыт ($i=2$). Здесь n — номер текущего периода сигнала $u(t)$. При этом $\alpha_1=1/fR_3C$, $\alpha_2=1/fR_pC$, где $R_3=R_n + [(R_{np}+r_{01}) \parallel R_n]$, $R_p=R_n + [(R_{обp}+r_{01}) \parallel R_n]$ — суммарные сопротивления зарядной и разрядной цепей конденсатора. Пусть сигнал $u(t)$ является синусоидальным, т. е. $u(\bar{t})=U_m \sin 2\pi\bar{t}$. Решив уравнение (4.4) в указанных промежутках времени, най-

дем закон изменения напряжения на конденсаторе:

$$u_C(\bar{t}) = u_C(n + q_i) e^{\alpha_i(\bar{t} - n - q_i)} + \\ + U_m [e^{-\alpha_i(\bar{t} - n - q_i)} \cos(2\pi q_i - \vartheta_i) - \\ - \cos(2\pi \bar{t} + \vartheta_i)] \sin \vartheta_i,$$

где

$$\vartheta_1 = \arctg \frac{1}{\omega R_3 C}, \quad \vartheta_2 = \arctg \frac{1}{\omega R_p C}.$$

Подставив $\bar{t} = n + q_2$ при $i=1$ и $\bar{t} = n + 1 + q_1$ при $i=2$, получим значения напряжений на конденсаторе $u_C(n + q_2)$ и $u_C(n + 1 + q_1)$ в эти моменты времени. Подставив $u_C(n + q_2)$ в выражение для $u_C(n + 1 + q_1)$, приходим к разностному уравнению первого порядка, решение которого имеет вид

$$u_C(n + q_1) = U_m [\langle e^{-\alpha_1(q_2 - q_1)} \cos(2\pi q_1 + \vartheta_1) - \\ - \cos(2\pi q_2 + \vartheta_1) \rangle \sin \vartheta_1 + \langle e^{-\alpha_2(1 - q_2 + q_1)} \cos(2\pi q_2 + \vartheta_2) - \\ - \cos(2\pi q_1 + \vartheta_2) \rangle \sin \vartheta_2] \frac{A(n)}{1 - e^{-\alpha}}. \quad (4.5)$$

В выражении (4.5) множитель

$$A(n) = 1 - e^{-\alpha n}, \quad (4.6)$$

где $\alpha = \alpha_1(q_2 - q_1) + \alpha_2(1 - q_2 + q_1)$, характеризует переходный процесс. При $n \rightarrow \infty$ (в установившемся режиме) $A(n) \rightarrow 1$. Среднее значение напряжения на нагрузке ПАЗ

$$E = f R_3 C [u_C(n + 1 + q_1) - u_C(n + q_2)] + \\ + f r_3 C [u_C(n + q_2) - u_C(n + q_1)], \quad (4.7)$$

где $r_3 = (R_{np} + r_{o1}) \parallel R_H$, $R_3 = (R_{o3p} + r_{o1}) \parallel R_H$.

Для установившегося режима $u_c(n+1+q_1) - u_c(n+q_2) = u_c(n+q_1) - u_c(n+q_2)$. С учетом этого равенства после преобразований получим

$$E = U_m \frac{r_2 - R_p}{R_p} \frac{\pi - \theta_0}{\pi} \left(1 + \delta_f + \frac{\sin 2\theta_0}{2\pi - 2\theta_0} \times \right. \\ \left. \times \frac{1}{\cos^2 \theta_2 - \frac{\sin 2\theta_2}{2\omega R_p C}} \right) \cos \theta_2, \quad (4.8)$$

где

$$\delta_f = \frac{\omega R_p C}{2\pi - 2\theta_0} \left[1 - \exp \left(- \frac{2\pi - 2\theta_0}{\omega R_p C} \right) \right] - 1 \approx \\ \approx - \frac{\pi - \theta_0}{\omega R_p C}, \quad (4.9)$$

причем $\omega R_p C \gg 1$, $\theta_1 = 0,5\pi - 2\pi q_1$, $\theta_2 = 2\pi q_2 - 0,5\pi$, $2\theta_0 = \theta_1 + \theta_2 = 2\pi(q_2 - q_1)$, θ_0 — условный угол отсечки.

Величина δ_f имеет смысл низкочастотной погрешности ПАЗ (δ_f увеличивается с уменьшением частоты f).

Выражение (4.8) определяет постоянную составляющую выходного напряжения через углы отсечки θ_1 и θ_2 и справедливо при любых соотношениях параметров ПАЗ. В частности, $E=0$, при $r_2=R_p$, что соответствует отсутствию выпрямительного эффекта, так как прямое $R_{пр}$ и обратное $R_{обр}$ сопротивления диода D равны. При малых углах отсечки θ_1 и θ_2 выражение (4.8) можно упростить:

$$E = -U_m \frac{R_2}{R_p} \left(1 - \frac{r_2}{R_2} \right) (1 + \delta_f) \cos \theta_2. \quad (4.10)$$

Здесь уместно отметить следующее. В амплитудных детекторах условие $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ невозможно

обеспечить, так как равенство $\theta_1 = \theta_2$ означает отсутствие приращения напряжения на конденсаторе, что эквивалентно отсутствию тока, протекающего через нагрузку. Таким образом, уравнение $E = -U_m \cos \theta$, хотя и имеет место при весьма малых углах отсечки, но является математической формализацией и не отражает физики явлений. В этом отношении уравнение (4.10) является более точным.

Для определения E необходимо вычислить углы отсечки θ_1 и θ_2 . Из очевидных равенств

$$u_c(n + q_1) = U_m \sin 2\pi q_1 \text{ и } u_c(n + q_2) = U_m \sin 2\pi q_2$$

приходим к системе двух трансцендентных уравнений:

$$\frac{\omega R_3 C \cos \theta_2 - \sin \theta_2}{\omega R_3 C \cos \theta_1 + \sin \theta_1} = \exp \left(-\frac{\theta_1 + \theta_2}{\omega R_3 C} \right), \quad (4.11)$$

$$\frac{\omega R_p C \cos \theta_1 + \sin \theta_1}{\omega R_p C \cos \theta_2 - \sin \theta_2} = \exp \left(-\frac{2\pi - \theta_1 - \theta_2}{\omega R_p C} \right), \quad (4.12)$$

совместное решение которых при заданных $\omega R_3 C$ и $\omega R_p C$ дает искомые значения θ_1 и θ_2 . На основании вычислений уравнений (4.11) и (4.12), проведенных на ЭВМ «Минск-22», построены графики, изображенные на рис. 4.10. При заданных $\omega R_3 C$ и $\omega R_p C$ углы отсечки θ_1 и θ_2 находят как координаты пересечения соответствующих кривых.

Определим время переходного процесса (быстродействие) ПАЗ. Через N периодов слагаемое $\exp(-n\alpha)$ в выражении (4.6) становится меньше малой величины ε (заданная погрешность «недохода»). Из равенства $\exp(-N\alpha) = \varepsilon$ находим длительность переходного процесса:

$$t_w = TN = \frac{\pi R_3 C}{\theta_0 + (\pi - \theta_0) R_3 / R_p} \ln \frac{1}{\varepsilon}. \quad (4.13)$$

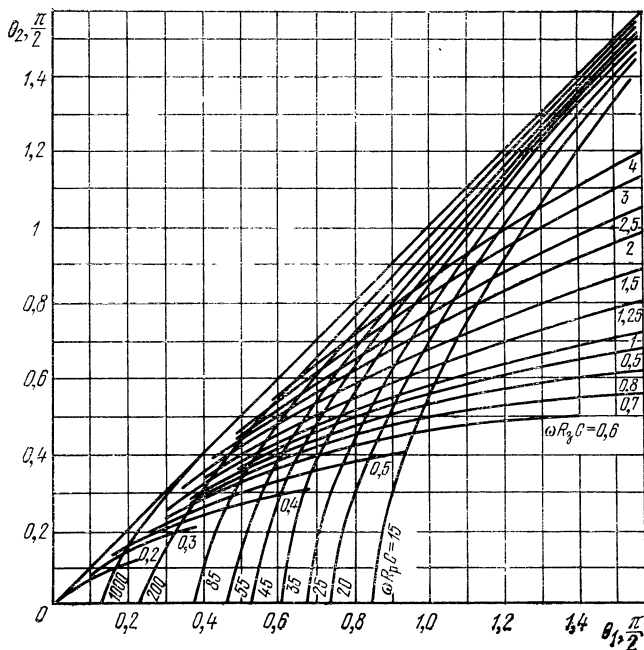


Рис. 4.10.

Рассмотрим работу ПАЗ на рис. 4.9,а при воздействии импульсного напряжения (рис. 4.1,б). В уравнении (4.4) $i=1$ при $n \leq \bar{t} \leq n+q$ и $i=2$ при $n+q \leq \bar{t} \leq n+1$, $a_i=1$. Для установившегося режима среднее значение напряжения на нагрузке

$$E = \frac{fC(r_3 - R_3)}{1 - e^{-\alpha}} (1 - e^{-\alpha_1 q}) (1 - e^{-\alpha_2(1-q)}) U_{mm}, \quad (4.14)$$

где $\alpha = \alpha_1 q + \alpha_2(1 - q)$; $U_{mm} = U_m^+ + U_m^-$; $q = \tau/T$.

Учитывая условие $U_m^+ = (1-q)U_{mm}$ (сигнал на рис. 4.1,б не содержит постоянной составляющей), выражение (4.14) можно представить в виде

$$E = \frac{r_3 - R_3}{R_p} (1 + \delta_Q) (1 + \delta_f) U_m^+, \quad (4.15)$$

где

$$\delta_Q = \frac{1 - e^{-\alpha_1 q}}{1 - e^{-\alpha}} - 1; \quad \delta_f = \frac{1 - e^{-\alpha_2(1-q)}}{\alpha_2(1-q)} - 1. \quad (4.16)$$

При $R_p \rightarrow \infty$ величины δ_Q и δ_f стремятся к нулю. Величина δ_Q представляет собой относительную погрешность из-за скважности $Q = 1/q$ ($\delta_Q = 0$ при $Q = 1$ и возрастает с увеличением скважности Q). Величина δ_f является низкочастотной погрешностью ($\delta_f = 0$ при $f = \infty$ и увеличивается с уменьшением частоты f повторения импульсов). Выражение (4.15) справедливо при любых соотношениях параметров ПАЗ.

В частности, при $R_p = \infty$ и $R_3 = 0$ выходное напряжение $E = U_m^+$. При $r_3 = R_3$, согласно (4.15), $E = 0$. Практически значения R_3 и R_p всегда конечны и поэтому $E < U_m^+$.

Упростим выражения (4.16). При $\alpha_1 q \gg 1$ (при малых R_3 и Q) выражение для δ_Q можно представить в виде

$$\begin{aligned} \delta_Q &= (1 + \delta_f) \frac{q - 1}{f R_p C} \exp\left(-\frac{q}{f R_3 C}\right) \approx \\ &\approx \frac{1 - Q}{f Q R_p C} \exp\left(-\frac{1}{f Q R_3 C}\right). \end{aligned} \quad (4.17)$$

Приближенное равенство в (4.17) выполняется при $|\delta_f| \ll 1$. При $\alpha_2(1-q) \ll 1$ и при $\alpha_1 q \ll 1$ (при больших скважностях)

$$\delta_Q = \frac{R_3(1-Q)}{R_p} \frac{1}{1+(Q-1)R_3/R_p} \approx -\frac{QR_3}{R_p}. \quad (4.18)$$

Приближенное равенство в (4.18) имеет место при $R_3 Q \ll R_p$.

Разложив выражение (4.16) для δ_f в ряд, получим

$$\delta_f = -\frac{1}{2} \frac{1-q}{fR_p C} + \frac{1}{3} \left(\frac{1-q}{fR_p C} \right)^2 - \dots \approx -\frac{1-q}{2fR_p C}. \quad (4.19)$$

Приближенное равенство в (4.19) выполняется при $\alpha_2(1-q) \ll 1$.

Рассмотрим ПАЗ с открытым входом (рис. 4.9,б), для которого

$$E = \int_n^{n+q} u_C(\bar{t}) d\bar{t} + \int_{n+q}^{n+1} u_C(\bar{t}) dt. \quad (4.20)$$

Сопротивления зарядной и разрядной цепей: $R_3 = (R_H + R_{пр}) \parallel R_H$, $R_p = (R_H + R_{обр}) \parallel R_H$. При воздействии импульсного напряжения (рис. 4.1,б) в установившемся режиме:

$$E = \left(1 - \frac{R_3}{R_p}\right) (a_1 U_m^+ + a_2 U_m^-) (1 + \delta_Q) (1 + \delta_f) + E_0, \quad (4.21)$$

где $E_0 = a_1 q U_m^+ - a_2 (1-q) U_m^-$;

$$a_1 = R_H / (R_H + R_{пр} + R_H), \quad a_2 = R_H / (R_H + R_{обр} + R_H).$$

Погрешности δ_Q и δ_f определяются выражениями (4.16) — (4.19). В отличие от ПАЗ с закрытым вхо-

Дом здесь при $C=0$ выходное напряжение $E_0 = a_1 q U_m^+ - a_2 (1-q) U_m^- \neq 0$. Как и в предыдущих случаях, при равенстве прямого и обратного сопротивлений диода (при $\alpha_1 = \alpha_2$, $a_1 = a_2$) $E=0$. При $R_{обр} < R_n$ и $R_n + R_{пр} \ll R_n$ коэффициенты $a_1 \approx a_2 \approx 1$. В этом случае, согласно (4.21),

$$E \approx a_1 \left(1 - \frac{R_3}{R_p}\right) (1 + \delta_Q) (1 + \delta_f) U_{mm}, \quad (4.22)$$

так как при $q U_m^+ = (1-q) U_m^-$ слагаемые $(a_1 - a_2) \times \times q U_m^+ = 0$. При $R_{обр} \gg R_n$ коэффициент $a_2 \approx 0$. При этом, согласно (4.21),

$$E \approx a_1 U_m^+ \left[\left(1 - \frac{R_3}{R_p}\right) (1 + \delta_Q) (1 + \delta_f) (1 - q) + q \right]. \quad (4.23)$$

Из условия $\exp(-N\alpha) \leq \varepsilon$ находим длительность переходного процесса:

$$t_n = TN = \frac{T}{\alpha} \ln \frac{1}{\varepsilon} = - \frac{QR_3 C \ln \varepsilon}{1 + (Q-1)R_3/R_p}, \quad (4.24)$$

которая растет с увеличением скважности Q и постоянной времени заряда $R_3 C$.

Так как прямое $R_{пр}$ и обратное $R_{обр}$ сопротивления диода зависят от уровня сигнала, то в области малых напряжений (при $U_m < 1$ В) функция преобразования пассивных ПАЗ, аналогичных изображенным на рис. 4.9, существенно нелинейна. Здесь необходимо исходить уже из экспоненциальной аппроксимации вольт-амперной характеристики диода [259—261]. Пусть вольт-амперная характеристика диода описывается выражением

$$i = I_S (e^{\lambda u_d} - \xi), \quad (4.25)$$

где I_S и λ — параметры аппроксимации; ξ — соответственно равна нулю или единице для вакуумных и полупроводниковых

диодов. Для ПАЗ на рис. 4.9,б при воздействии синусоидального напряжения [259]

$$E = I_S R_H \exp(-\lambda E) J_0(\lambda U_m) - I_S R_H \quad (4.26)$$

где J_0 — функция Бесселя нулевого порядка. Перепишем (4.26) в другом виде:

$$E = \frac{1}{\lambda} \left[\ln J_0(\lambda U_m) - \ln \left(\frac{E}{I_S R_H} + \xi \right) \right]. \quad (4.27)$$

При больших значениях аргумента (при $\lambda U_m \gg 1$), ограничившись первым членом разложения

$$J_0(\lambda U_m) = \frac{\exp(\lambda U_m)}{\sqrt{2\pi\lambda U_m}} \left(1 + \frac{1}{8\lambda U_m} + \frac{9}{128\lambda^2 U_m^2} + \dots \right),$$

выражение (4.27) можно представить в следующем виде:

$$E = U_m \left[1 - \frac{1}{\lambda U_m} \ln \left\langle \sqrt{2\pi\lambda U_m} \left(\frac{E}{I_S R_H} + \xi \right) \right\rangle \right]. \quad (4.28)$$

Для вакуумных диодов параметр $\lambda \approx 10 \text{ В}^{-1}$, т. е. при $U_m \gg 1$ погрешность из-за принятого допущения не превышает $\sim 1,25\%$. При воздействии импульсного напряжения (рис. 4.1,а) функция преобразования ПАЗ будет определяться выражением [6]

$$E = U_m \left[1 - \frac{1}{\lambda U_m} \ln \left(\frac{EQ}{I_S R_H} + \xi \right) \right]. \quad (4.29)$$

Выражения, заключенные в (4.28) и (4.29) в квадратные скобки, имеют смысл коэффициентов передачи ПАЗ по уровню амплитудного значения.

ПАЗ на рис. 4.9 в зависимости от полярности включения диодов измеряют амплитудное значение за положительный или отрицательный полупериод

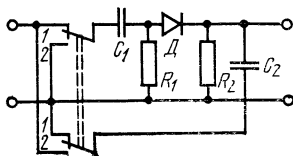


Рис. 4.11.

Здесь постоянные времени конденсаторов выбирают, исходя из обеспечения условий $R_1 C_1 \gg \tau$ и $R_2 C_2 \ll T - \tau$. При измерении амплитуды импульсов положительной полярности переключатель находится в поло-

жении 1, что соответствует схеме ПАЗ с закрытым входом на рис 4.9,а. Из-за различных значений постоянных времени $R_1C_1 > R_2C_2$ напряжение на одном из конденсаторов перераспределяется до амплитудного значения.

На рис. 4.12 [263—269] представлены так называемые схемы удвоения (схемы ПАЗ, выходное напряжение которых

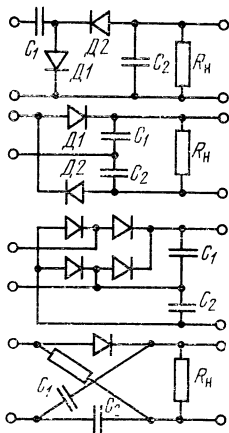


Рис. 4.12.

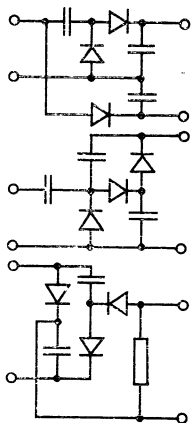


Рис. 4.13.

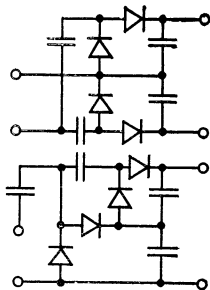


Рис. 4.14.

пропорционально размаху сигнала $U_{\text{тн}}$). На рис. 4.13 даны схемы утроения, а на рис. 4.14 — схемы учетверения амплитудного значения сигнала. Этими схемами исчерпывается класс известных к настоящему времени схем с умножением напряжения.

Перейдем к рассмотрению методов повышения точности и линейности пассивных ПАЗ. Для повышения линейности пассивных ПАЗ можно использовать параметрические методы компенсации влияния нелинейности диодов [270—273]. Например, в ПАЗ на рис. 4.15 линеаризация, как и в пассив-

ных ПСЗ, осуществляется включением дополнительного диода $D2$.

Повышение линейности, уменьшение погрешности от скважности и низкочастотной погрешности возможно при построении ПАЗ по двухканальной схеме [274—278] (способ аддитивной коррекции

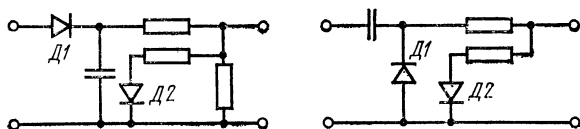


Рис. 4.15.

погрешностей). Рассмотрим схемы двухканальных ПАЗ на рис. 4.16, которые собраны на двух простых ПАЗ, включенных параллельно по входу и последовательно по выходу. На вход второго (кор-

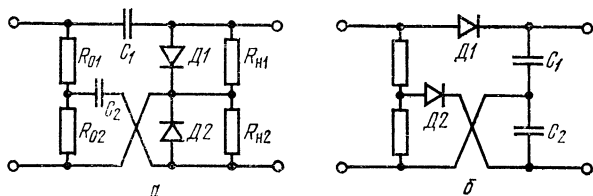


Рис. 4.16.

ректирующего) канала входной сигнал подается через делитель напряжения с коэффициентом передачи β . Выходное напряжение ПАЗ является разностью напряжений на нагрузках первого и второго каналов, т. е. $E = E_1 - E_2$. С учетом условий $R_H \ll R_0$ ($R_0 \approx R_p$), пренебрегая слагаемыми второго

и больших порядков малости, для ПАЗ на рис. 4.16,а, согласно (4.15), получаем

$$E = -U_m^+ (1 - \beta) - U_m^+ (\delta_Q + \delta_f + \delta_R), \quad (4.30)$$

где

$$\begin{aligned} \delta_Q &= \delta_{Q1} - \beta \delta_{Q2}, \quad \delta_f = \delta_{f1} - \beta \delta_{f2}, \quad \delta_R = \\ &= -\frac{r_{\Sigma 1}}{R_{\Sigma 1}} + \beta \frac{r_{\Sigma 2}}{R_{\Sigma 2}}. \end{aligned}$$

Если задано условие минимизации низкочастотной погрешности, то при $R_{p2} = \beta R_{p1}$ получим

$$\begin{aligned} \delta_Q &= \frac{q-1}{fR_{p1}C} \left[\exp\left(-\frac{q}{fR_{\Sigma 1}C}\right) - \exp\left(-\frac{q}{fR_{\Sigma 2}C}\right) \right], \\ \delta_f &= \frac{\beta-1}{3\beta} \left(\frac{1-q}{fR_{p1}C} \right)^2, \quad \delta_R = \frac{r_{\Sigma 2} - r_{\Sigma 1}}{R_{p1}}. \end{aligned}$$

Считаем, что $\alpha_1 q \gg 1$, т. е. δ_Q определяется выражением (4.17). Полученное выражение для δ_f показывает, что низкочастотная погрешность уменьшается примерно на порядок. Погрешность из-за скважности при этом уменьшается незначительно. С учетом (4.18) при $\alpha_1 q \gg 1$ условие минимизации погрешности из-за скважности имеет вид $R_{\Sigma 1} R_{p1} = R_{\Sigma 2} R_{p1}$, при выполнении которого получим

$$\delta_Q = \frac{\beta-1}{\beta} \left(\frac{R_{\Sigma 1}}{R_{p1}} \right)^2 (Q-1)^2, \quad \delta_f = \frac{q-1}{2fC} \left(\frac{1}{R_{p1}} - \frac{\beta}{R_{p2}} \right). \quad (4.31)$$

Отсюда видим, что при $R_{\Sigma 1} R_{p2} = \beta R_{\Sigma 2} R_{p1}$ погрешность из-за скважности уменьшается примерно на порядок. Минимизация величины δ_R осуществляется при $r_{\Sigma 1} R_{\Sigma 2} = \beta r_{\Sigma 2} R_{\Sigma 1}$. Выполнение условий минимизации при заданном β осуществляется выбором соответствующих сопротивлений разрядных цепей конденсаторов в первом и втором каналах ПАЗ.

Аналогичным образом осуществляется и работа ПАЗ на рис. 4.16,б. В ПАЗ на рис. 4.16 точность и линейность повышается за счет снижения чувствительности. Например, при $\beta=0,5$ коэффициент передачи ПАЗ уменьшается в два раза.

На рис. 4.17 приведена схема двухканального ПАЗ, использованная в микровольтметре BN12013

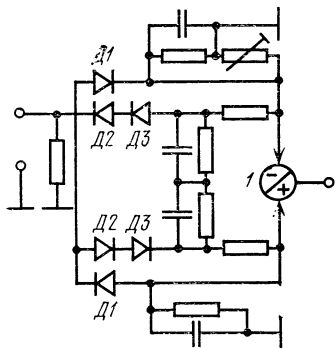


Рис. 4.17.

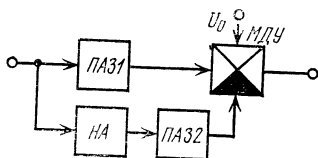


Рис. 4.18.

фирмы Rohde & Schwarz [278]. Выходное напряжение ПАЗ пропорционально двойному размаху амплитуды U_{mm} сигнала. ПАЗ содержит два параллельных канала, каждый из которых состоит из основного канала, собранного на диодах Д1, и дополнительного (корректирующего) канала, собранного на диодах Д2 и Д3. Напряжения на выходах параллельных каналов пропорциональны соответственно U_m^+ и U_m^- . Здесь деление напряжения, поданного на корректирующие каналы, осуществляется последовательным включением в дополнительный канал двух диодов Д2 и Д3. На рис. 4.18 представлена схема ПАЗ, в котором погрешность

из-за скважности и низкочастотная погрешность уменьшаются введением операции деления. Здесь НА — нормализатор амплитуды, МДУ — множително-делительное устройство. Преобразователи ПА31 и ПА32 реализованы по идентичным схемам. Выходное напряжение ПА3 с учетом (4.15) определяется выражением

$$E = \frac{R_{p2}}{R_{p1}} \frac{R_{\varepsilon 1} - r_{\varepsilon 1}}{R_{\varepsilon 2} - r_{\varepsilon 2}} \frac{(1 + \delta_{Q1})(1 + \delta_{f1})}{(1 + \delta_{Q2})(1 + \delta_{f2})} \frac{U_m^+}{U_{m0}^+} U_0, \quad (4.32)$$

где U_{m0}^+ — амплитуда сигнала на выходе НА. При малых частных погрешностях

$$E = \frac{R_{p2}}{R_{p1}} \frac{R_{\varepsilon 1} - r_{\varepsilon 1}}{R_{\varepsilon 2} - r_{\varepsilon 2}} \frac{U_m^+}{U_{m0}^+} U_0 (1 + \gamma), \quad (4.33)$$

где $\gamma \approx \delta_{Q1} - \delta_{Q2} + \delta_{f1} - \delta_{f2}$ — результирующая погрешность.

С учетом (4.18) и (4.19) получим

$$\begin{aligned} \gamma \approx (Q - 1) & \left(\frac{R_{\varepsilon 1}}{R_{p1}} - \frac{R_{\varepsilon 2}}{R_{p2}} \right) - \\ & - \frac{1 - q}{2fC} \left(\frac{1}{R_{p1}} - \frac{1}{R_{p2}} \right). \end{aligned} \quad (4.34)$$

Если необходимо минимизировать влияние погрешности из-за скважности, то в (4.34) следует положить $R_{\varepsilon 1} R_{p2} = R_{\varepsilon 2} R_{p1}$. При минимизации низкочастотной погрешности необходимо обеспечить условие $R_{p1} = R_{p2}$. Как видим, ПА3 на рис. 4.18 обладает всеми свойствами двухканальных ПА3 (рис. 4.16), но в отличие от них здесь возможно преобразование сигнала без потери чувствительности. В [279] в качестве делительного устройства использован логометр.

Более высокую линейность можно обеспечить, используя вместо выпрямительных диодов управляемые ключи [280—282]. Принцип действия ПАЗ с управляемыми ключами поясним на примере рис. 4.19 [282]. Здесь ключ К соединен последовательно с запоминающим конденсатором С. Схема управления,

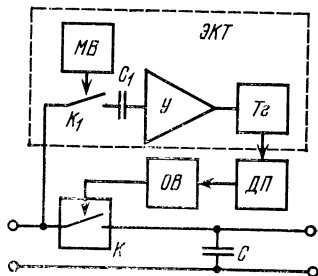


Рис. 4.19.

К1, мультивибратор МВ, конденсатор C_1 , усилитель У с малым входным сопротивлением и триггер Тг. Частота коммутации ключа К1 существенно выше частоты первой гармоники измеряемого сигнала. Так как на вход усилителя подается продифференцированный сигнал, то на его выходе будем иметь положительные импульсы в течение нарастания входного сигнала и отрицательные импульсы, соответствующие спаду входного сигнала. В зависимости от полярности этих импульсов триггер Тг принимает одно из устойчивых состояний.

Выходные импульсы триггера дифференцируются ДП. Импульс с выхода ДП, соответствующий срезу импульсов с выхода триггера Тг, опрокидывает одновибратор. Ключ К в течение действия этого короткого импульса управления находится в замкнутом состоянии. Поскольку свойства ключей более близки к идеальным, то ПАЗ с управляемыми ключами обеспечивают более высокую точность и линейность. Рассмотренный алгоритм работы ПАЗ обеспечивает высокое быстродействие (порядка одного периода) и малые пульсации выходного напряжения.

состоящая из экстрематора ЭКТ, дифференцирующего преобразователя ДП и одновибратора ОВ, замыкает ключ в момент прохождения измеряемого сигнала через максимум, чем и обеспечивается передача амплитудного значения сигнала на запоминающий конденсатор С. По истечении короткого интервала времени ключ К снова размыкается.

Экстрематор формирует импульсы, срезу которых соответствует максимуму измеряемого сигнала, и содержит ключ

4.2. Активные преобразователи амплитудных значений

Чтобы повысить точность и линейность, применяют следующие способы:

- способ включения выпрямительного преобразователя в цепь ООС усилителя постоянного напряжения;

- способ включения выпрямительного преобразователя в цепь ООС усилителя переменного напряжения;

- способ взаимнообратных преобразований;

- способ стабилизации рабочей точки выпрямительного преобразователя;

- способ аддитивной коррекции.

Способ включения выпрямительного преобразователя в цепь ООС усилителя постоянного напряжения [283—302]. На рис. 4.20 представлена схема ПАЗ, предложенная в 1959 г. К. А. Нетребенко [283]. Здесь пассивный ПАЗ (рис. 4.9,б) включен на выходе усилителя постоянного напряжения УПН. Для предотвращения разряда конденсатора C через пассивную цепь обратной связи напряжение с него подается в цепь обратной связи через повторитель напряжения ПН, собранный на транзисторе. Влияние нелинейности и нестабильности прямого сопротивления диода D уменьшено в $k\beta$ раз, так как диод включен в цепь ООС усилителя. Работа

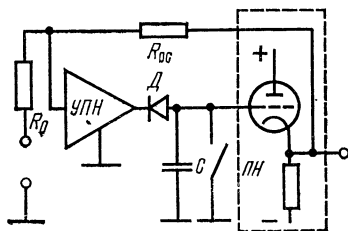


Рис. 4.20.

ПАЗ описывается дифференциальным уравнением (4.4), в котором

$$R_3 = \left(\frac{Z_{\text{вых}} + R_{\text{пр}}}{1 + k\beta} \right) \parallel R_{\text{н}}, \quad R_p = \left(\frac{Z_{\text{вых}} + R_{\text{обр}}}{1 + k\beta} \right) \parallel R_{\text{н}}, \quad (4.35)$$

$$a_1 = \frac{k\bar{\beta}R_{\text{н}}}{(1 + k\beta)R_{\text{н}} + Z_{\text{вых}} + R_{\text{пр}}}, \quad a_2 = \frac{k\bar{\beta}R_{\text{н}}}{(1 + k\beta)R_{\text{н}} + Z_{\text{вых}} + R_{\text{обр}}}. \quad (4.36)$$

Здесь $Z_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление УПН; $\bar{\beta}$ и β — соответственно коэффициенты передачи входного и выходного напряжений ПАЗ ко входу усилителя. При воздействии на вход ПАЗ импульсного напряжения (рис. 4.1,б) при $Z_{\text{вых}} + R_{\text{обр}} \gg (1 + k\beta)R_{\text{н}}$, $R_p \approx R_{\text{н}}$ и $a_1 q \ll 1$ функция преобразования определяется выражением [297]

$$E = a_1 U_m^+ [1 - (R_3/R_p)(Q - 1)]. \quad (4.37)$$

Подставив в (4.37) значения a_1 и R_3/R_p , при $k\beta \gg 1$ после упрощений получим

$$E \approx \frac{R_{\text{ос}}}{R_0} \left[1 - \frac{1}{k} \left(1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_0} \right) \left(1 + \frac{Z_{\text{вых}} + R_{\text{пр}}}{R_{\text{н}}} Q \right) \right] U_m^+. \quad (4.38)$$

Выражение (4.38) показывает, что с увеличением коэффициента усиления k усилителя влияние скважности Q , а также нелинейности и нестабильности прямого сопротивления $R_{\text{пр}}$ диода уменьшается. Выходное напряжение ПАЗ на рис. 4.20 пропорционально амплитудному значению U_m^+ за положительные полупериоды входного сигнала.

Общим недостатком таких ПАЗ является наличие дополнительной погрешности от дрейфа нуля УПН. Этот недостаток устранен в ПАЗ с двойным пиковым детектором (рис. 4.21) [292—294].

При отрицательных полу волнах сигнала на выходе УПН работает диодно-емкостная ячейка D_2 , C_2 , при этом ключ K разомкнут. При положительных полу волнах сигнала на выходе УПН ключ K замыкается и конденса-

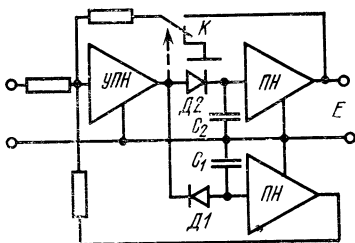


Рис. 4.21.

тор C_1 заряжается до значения $U_m^+ + U_m^-$ (двойной размах амплитуды). Дрейф нуля усилителя входит в сигналы U_m^+ и U_m^- с различными знаками и практически не влияет на погрешность измерения. Выходное напряжение ПАЗ пропорционально двойному размаху амплитуды входного сигнала.

На рис. 4.22—4.25 представлены другие варианты схем ПАЗ с включением выпрямительных диодов в цепь ООС усилителя постоянного напряжения. В ПАЗ на рис. 4.22 повторитель напряжения выполнен на полевом транзисторе, а входной сигнал подается на неинверсный вход дифференциального усилителя. ПАЗ на рис. 4.23,а отличается от ПАЗ на рис. 4.22 отсутствием повторителя напряжения.

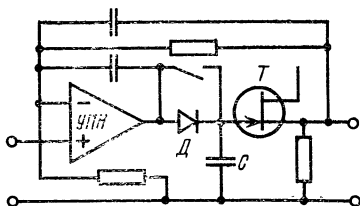


Рис. 4.22.

В ПАЗ на рис. 4.23,б диод D_2 включен для устранения перегрузки усилителя, когда входное напряжение становится меньше выходного напряжения

ПАЗ. Для предотвращения быстрого разряда конденсатора входное сопротивление усилителя по инверсному входу должно быть достаточно большим.

Усилитель УПН в ПАЗ на рис. 4.24 через диод $D2$ охвачен односторонней ООС, что уменьшает погрешность от дрейфа нуля усилителя УПН. Кроме того, усилитель УПН никогда не перегружается, так как при $U_m^- < E$ диод $D2$ открывается и тем самым устраняется перегрузка усилителя. При работе повторителя напряжения ПН на емкостную нагрузку возможно самовозбуждение ПАЗ. Для обеспечения устойчивости и для предотвращения колебательного характера переходного процесса при подаче сигнала на вход ПАЗ резистор $R_{ос}$ необходимо шунтировать конденсатором. Передача сигнала в ПАЗ по рис. 4.22—4.24 осуществляется без инверсии знака.

В схемах ПАЗ на рис. 4.25 происходит инверсия знака входного сигнала. Здесь усилитель УПН2 работает в режиме

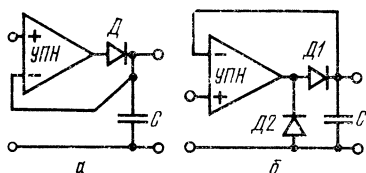


Рис. 4.23.

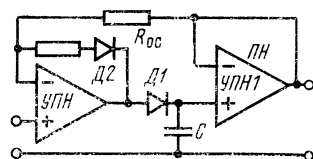


Рис. 4.24.

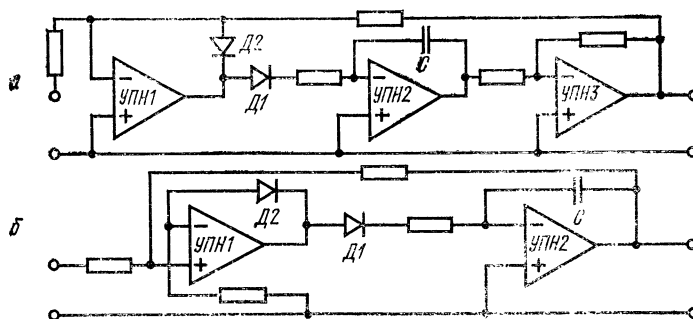


Рис. 4.25.

интегрирования. Диод $D1$ является выпрямителем, диод $D2$ выполняет ту же роль, что и в ПАЗ по рис. 4.24.

На рис. 4.26 показана схема ПАЗ с двукратным расширением измеряемых импульсов [302]. В первом и втором каскадах выпрямительные диоды включены в цепь ООС усилителей. Первый каскад обеспечивает пропускание отрицательных

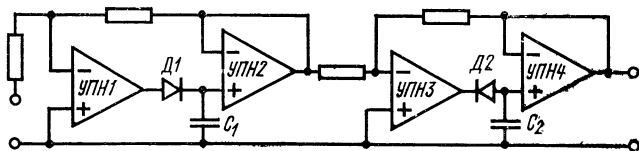


Рис. 4.26.

импульсов с длительностью фронта до 50 нс. Скорость нарастания выходного сигнала составляет 160 В/с. При амплитуде импульсов 2 В спад выходного напряжения составляет 1 мВ за 40 с. ПАЗ на рис. 4.26 позволяет преобразовать импульсные сигналы с большими скважностями при низкой частоте следования. Схема ПАЗ с n -кратным расширением длительности измеряемых импульсов предложена в [303]. В работах [286, 290] приводятся схемы ПАЗ, в которых в качестве выпрямительных преобразователей используются транзисторы.

Способ включения выпрямительного преобразователя в цепь ООС усилителя переменного напряжения. Как уже указывалось в гл. 2, в ПСЗ с разделенными цепями ООС для отрицательных и положительных полувольт сигнала при разрыве цепи обратной связи для одной из полувольт сигнала выходное напряжение становится пропорциональным амплитудному значению U_m^+ или U_m^- (в за-

висимости от того, для каких полувольт входного сигнала разорвана цепь ООС). При удалении в ПСЗ табл. 2.1. поз. 1а резистора R_{oc2} приходим

к схеме ПАЗ на рис. 4.27, функция преобразования которого определяется выражением (2.24), где

$$\beta_1 \approx \frac{R_0}{R_0 + R_{oc}}, \quad \beta_2 = 0, \quad \bar{\beta}_1 \approx \frac{R_{cc}}{R_0 + R_{oc}},$$

$$\bar{\beta}_2 \approx \frac{R_{oc} + R_{H1}}{R_0 + R_{oc} + R_{H1}}.$$

Согласно (2.23), с учетом равенства $(1-q)U_m^- = qU_m^+$, получим

$$E = S_1 R_{H1} U_m^- (1 + \gamma) / \left(R_{H1} + \frac{Z_{вых}^* + R_{пр1}}{1 + k\beta_1} \right), \quad (4.39)$$

где

$$\gamma = \frac{q + (1-q) \frac{I_s^* + R_{H1}/R_{oc}}{1 + R_{H1}/(R_0 + R_{oc})}}{1 + \frac{q}{1-q} \frac{R_{H2} + Z_{вых} + R_{пр2}}{(1 + k\beta_1)R_{H1} + Z_{вых} + R_{пр1}}} - 1 \quad (4.40)$$

— погрешность измерения амплитуды U_m^- . При $\bar{\beta}_1 = \bar{\beta}_2$ (при $R_{oc} \gg R_{H1}$) и достаточно большом петлевом

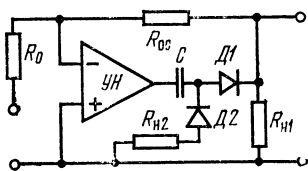


Рис. 4.27.

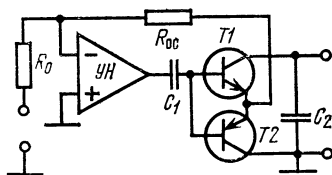


Рис. 4.28.

усилении $k\beta_1 \gg 1$ погрешность γ можно свести к достаточно малой величине.

На рис. 4.28 приведена схема ПАЗ, в котором в качестве выпрямительного преобразователя используется эмиттерный повторитель, собранный на

комплементарной паре транзисторов $T1$ и $T2$ [304]. Выходное напряжение ПАЗ (напряжение на конденсаторе C_2) пропорционально двойному размаху амплитуды U_{mm} . При разряде конденсаторов происходит ограничение сигнала, что соответствует разрыву цепи ООС. При этом усиление сигнала резко возрастает (поскольку цепь ООС разомкнута). Соответственно конденсаторы получают дополнительный заряд, чем и поддерживается выходное напряжение, пропорциональное размаху напряжения.

В отличие от ПАЗ на рис. 4.20—4.26 в ПАЗ на рис. 4.27 и 4.28 используются усилители переменного напряжения, т. е. погрешность, обусловленная дрейфом нулевого уровня, здесь отсутствует.

Способ взаимообратных преобразований [305—313]. В ПАЗ на рис. 4.29 последовательно с пассивным ПАЗ включено линейаризирующее звено, построенное на базе усилителя постоянного напряжения УПН, охваченного ООС через диод $D2$. Выпрямительный $D1$ и линейаризирующий $D2$ диоды работают в различных режимах. Поэтому при работе в широком диапазоне изменений входного напряжения невозможно существенно снизить погрешность из-за нелинейности.

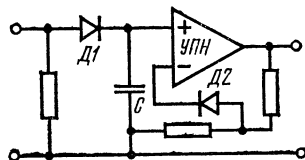


Рис. 4.29.

Более высокая линейность функции преобразования и точность обеспечивается в ПАЗ на рис. 4.30 [306—309]. Здесь пассивные ПАЗ1 и ПАЗ2 работают в одинаковых режимах, что позволяет обеспечить при идентичных диодах $D1$ и $D2$ линейность функции преобразования начиная от единиц мил-

ливольт. Разность выходных напряжений ПА31 и ПА32 усиливается усилителем постоянного напряжения УПН. Далее выходное напряжение УПН с помощью модулятора М гармонического типа преобразуется в переменное напряжение. На модулятор подается сигнал от генератора переменного

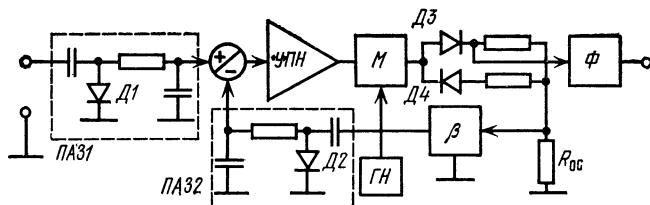


Рис. 4.30.

напряжения ГН. В цепь ООС тракта УПН—М включен выходной выпрямительный преобразователь, собранный на диодах Д3 и Д4, и линеаризирующий преобразователь ПА32. При достаточно высокой частоте генератора напряжения ГН в ПА3 можно применить усредняющий фильтр Ф с небольшой постоянной времени, что позволяет повысить быстродействие и уменьшить его выходное сопротивление [309].

Если модулятор включить в канал обратной передачи, то необходимость в специальном выходном выпрямительном преобразователе отпадает. Указанная возможность реализована в ПА3 на рис. 4.31 [310]. Здесь использован модулятор М релейного типа, который обладает высокой стабильностью коэффициента передачи.

Неидентичность характеристик диодов Д1 и Д2 в ПА3 на рис. 4.30 и 4.31 обуславливает наличие

погрешности из-за нелинейности. Этот недостаток устраняется в ПАЗ с временным разделением входного и линеаризирующего каналов, один из возможных вариантов которых приведен на рис. 4.32

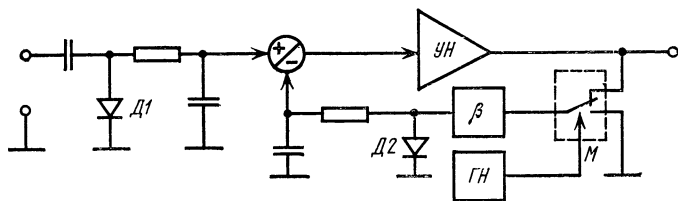


Рис. 4.31.

[311]. Здесь на вход пассивного ПАЗ поочередно через коммутатор К подаются входной U_m и постоянный βE сигналы с выхода цепи обратной связи, где $\beta = R_{02}/(R_{01} + R_{02})$ — коэффициент передачи делителя напряжения R_{01} , R_{02} . Огибающая

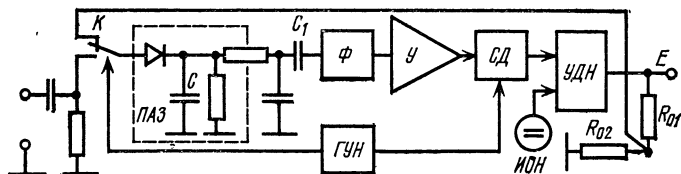


Рис. 4.32.

выходного сигнала пассивного ПАЗ с амплитудой $U_m - \beta E$ выделяется разделительным конденсатором C_1 .

Далее переменный низкочастотный сигнал через фильтр первой гармоники Φ , настроенный на частоту коммутации Ω , поступает на усилитель низ-

кой частоты U , выпрямляется синхродетектором СД и подается на управляемый делитель напряжения УДН, на который подается напряжение питания от источника постоянного опорного напряжения ИОН. Коммутатор K и синхродетектор СД управляются генератором управляющего напряжения ГУН. При достаточно большом коэффициенте усиления тракта

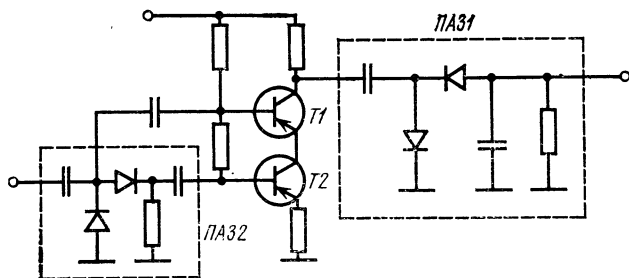


Рис. 4.33.

прямой передачи сигнала коэффициент передачи УДН изменяется до выполнения условия $U_m = \beta E$ (с точностью до погрешности статизма замкнутой системы). Функция преобразования ПАЗ определяется выражением

$$E = \frac{U_m}{\beta} \left[1 - \frac{1}{U_m} \bar{\varphi} \left(\frac{E}{k} \right) \right] \approx \frac{U_m}{\beta} \left[1 - \frac{1}{U_m} \bar{\varphi} \left(\frac{1}{k\beta} \right) \right]. \quad (4.41)$$

Здесь $k = k_1 k_2 k_3 k_4 k_5$ — произведение коэффициентов передачи пассивного ПА31, фильтра, усилителя, синхродетектора и УДН; $\bar{\varphi}$ — функция, взаимнообратная функции преобразования φ пассивного ПАЗ. Приближенное равенство в (4.41) выполняется при $E \approx U_m/\beta$, т. е. при $k \gg 1$. Нижняя граница частот-

ного диапазона ПАЗ на рис. 4.32 должна быть на порядок выше частоты коммутации Ω .

Другой вариант ПАЗ, реализующего способ взаимообратных преобразований, показан на рис. 4.33 [312]. Коэффициент усиления транзистора $T1$ зависит от коллекторного тока транзистора $T2$, управление которым осуществляется выходным напряжением дополнительного амплитудного преобразователя ПАЗ2.

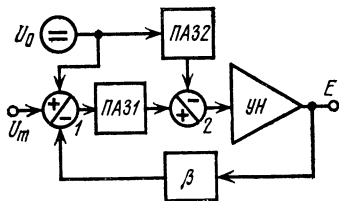


Рис. 4.34.

При этом входной сигнал одновременно подается на ПАЗ2 и на базу транзистора $T1$. С изменением уровня сигнала коэффициент усиления транзистора $T1$ изменяется. Тем самым компенсируется влияние нелинейности функции преобразования пассивного амплитудного преобразователя ПАЗ1.

! Способ стабилизации рабочей точки выпрямительного преобразователя. Недостатком ПАЗ на рис. 4.29—4.33 является необходимость сохранить условие взаимообратности во всем допустимом диапазоне изменений входной величины. Это требование отсутствует при работе выпрямительных преобразователей в режиме стабилизации рабочей точки. В данном случае предъявляется требование идентичности функций преобразования прямого ПАЗ1 и обратного ПАЗ2 выпрямительных преобразователей в малой окрестности одной фиксированной точки диапазона. В ПАЗ на рис. 4.34 [314] стабилизация рабочей точки осуществляется введением ООС и подачей на входы ПАЗ1 и ПАЗ2 постоянного опорного напряжения U_0 . Пусть функции

преобразования ПА31 и ПА32 заданы в общем виде: $U_1 = \varphi_1(U_m + U_0 - \beta E)$, $U_2 = \varphi_2(U_0)$. Тогда

$$E = U_m(1 + \gamma) / \beta,$$

где
$$\gamma \approx \frac{U_0}{U_m} - \frac{1}{U_m} \overline{\varphi_1} \left[\varphi_2(U_0) + \frac{U_m}{k} \right] \approx \frac{1}{k\varphi'(U_0)}. \quad (4.42)$$

Второе равенство в (4.42) выполняется при идентичности функций преобразования φ_1 и φ_2 в окрестности U_0 ($\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$) и при достаточно большом усилении k усилителя постоянного напряжения УН. При $\varphi_1 = \varphi_2$ величина γ не зависит от амплитуды U_m входного напряжения, т. е. выходное напряжение

$$E = \frac{U_m}{\beta} \left[1 + \frac{1}{k\varphi'(U_0)} \right] \quad (4.43)$$

ПАЗ является линейной функцией амплитуды U_m . Если $U_1 = k_1(U_m + U_0 - \beta E)$, $U_2 = k_2 U_0$, то

$$E = \frac{U_m}{\beta + 1/kk_1} + \frac{k_1 - k_2}{k_1\beta + 1/k} U_0. \quad (4.44)$$

Выражение (4.44) показывает, что при равных коэффициентах передачи ПА31 и ПА32 ($k_1 = k_2$) нестабильность опорного напряжения U_0 не влияет на точность преобразования. При этом влияние инерционности ПА31 на быстродействие уменьшается в k раз. Действительно, если $k_1 = k_{01}/(1 + p\tau_1)$, где τ_1 — постоянная времени ПА31, то, согласно (4.44), эквивалентная постоянная времени $\tau_3 = \tau_1/k$.

Способ аддитивной коррекции. Структурная схема ПАЗ с аддитивной коррекцией представлена на рис. 4.35, в соответствии с которой построены пассивные ПАЗ на рис. 4.16. Наряду с повышением

200

точности (уменьшение погрешности из-за скважности, низкочастотной погрешности) введение параллельного корректирующего канала повышает и линейность функции преобразования ПАЗ.

В активных ПАЗ основной и корректирующий каналы реализуются по автокомпенсационным схемам. В качестве примера рассмотрим схему активного ПАЗ с аддитивной коррекцией (рис. 4.36) [315]. Здесь оба канала построены по схеме, приведенной в [316]. На входах основного и корректирующего каналов включены n и m последовательно соединенных диодов ($n < m$). Это позволяет не использовать на входе корректирующего канала специального делителя напряжения. Входные им-

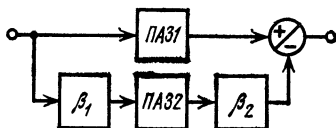


Рис. 4.35.

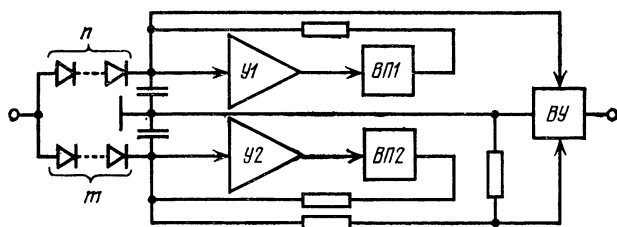


Рис. 4.36.

пульсы расширяются с помощью конденсаторов и поступают на входы импульсных усилителей У. Далее напряжение с выходов усилителей выпрямляется выпрямительными преобразователями ВП, постоянное напряжение с выходов которых подает-

ся в качестве сигналов обратной связи на расширительные конденсаторы. Тем самым выпрямительные диоды частично запираются. Выходное напряжение ВП1 подается на один из входов вычитающего устройства ВУ, на другой вход которого подается ослабленное в m/n раз с помощью делителя напряжения выходное напряжение с выхода ВП2.

4.3. Другие разновидности преобразователей амплитудных значений

В практике измерений необходимо измерять не только амплитудные значения за положительные U_m^+ или отрицательные U_m^- полупериоды, но и размах сигнала $U_{mm} = U_m^+ + U_m^-$, и амплитудное (наибольшее из U_m^+ и U_m^-) значение U_m электрических сигналов. В ряде случаев необходимы следящие преобразователи амплитудных значений (ПАЗ с автоматическим сбросом), выходное напряжение которых «отслеживает» изменения амплитудного значения входного сигнала. Другой круг вопросов связан с улучшением качества фильтрации выходного напряжения ПАЗ и повышением быстродействия.

Преобразователи амплитудных значений, выходное напряжение которых пропорционально размаху сигнала U_{mm} , можно построить по схемам удвоения (рис. 4.12). Более высокую точность обеспечивают активные ПАЗ, построенные по структурным схемам рис. 4.37. Здесь ПАЗ⁺ и ПАЗ⁻ — преобразователи амплитудных значений, выходное напряжение которых пропорционально соответственно U_m^+ и U_m^- . Структурные схемы на рис. 4.37

лежат в основе ПАЗ на рис. 4.38—4.40 [317—319], в которых использованы однополупериодные амплитудные преобразователи с выпрямительным диодом, включенными в цепь ООС усилителей УПН. В [320] предложен ПАЗ, построенный по автокомпенсационной схеме, выходные напряжения которого пропорциональны U_m^+ , U_m^- и U_{mm}

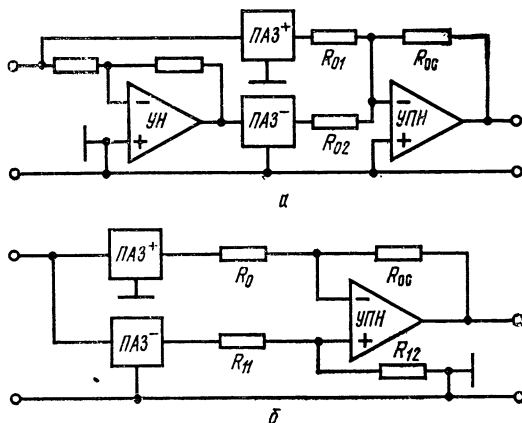


Рис. 4.37.

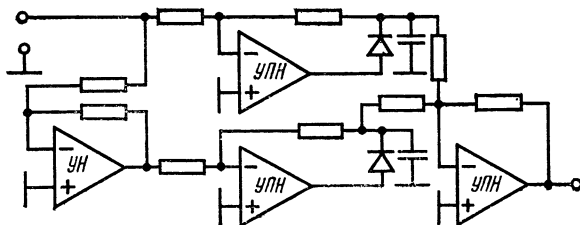


Рис. 4.38.

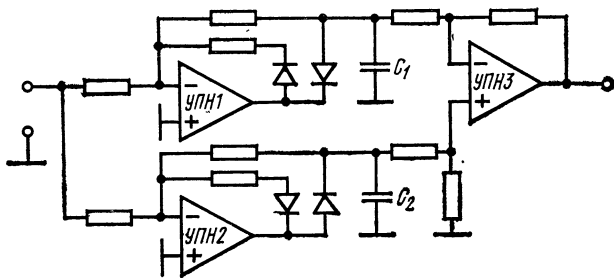


Рис. 4.39.

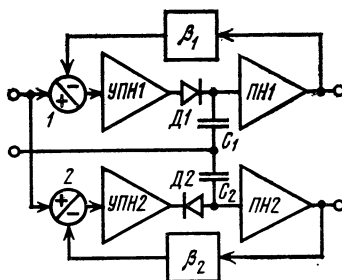


Рис. 4.40.

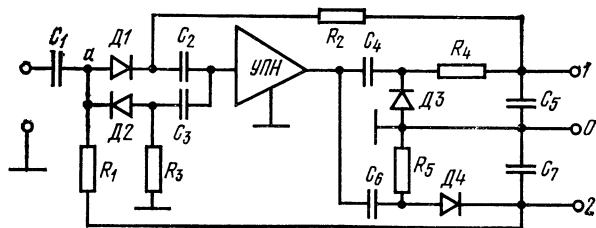


Рис. 4.41.

(рис. 4.41). ПАЗ имеет два амплитудных дискриминатора (импульсные сравнивающие устройства) $D1R_2C_2$ и $D2R_3C_3$ противоположных полярностей и два расширителя импульсов (выпрямительные преобразователи) $D3R_4C_4C_5$ и $D4R_5C_6C_7$. Амплитудный дискриминатор $D1R_2C_2$, неинверсный импульсный усилитель УПН и расширитель на диоде $D3$ представляют собой обычный автокомпенсационный ПАЗ статического типа.

Выходные напряжения дискриминаторов $D1R_2C_2$ и $D2R_3C_3$, соответствующие вершинам импульсов положительной и отрицательной полярности, после усиления и выпрямления подаются в качестве компенсирующих напряжений на диоды $D1$ и $D2$. В результате потенциал точки соединения R_1 и C_1 становится однополярным (положительным). Поскольку первый дискриминатор реагирует на положительную полярность сигнала, на выходе 1 ПАЗ будем иметь напряжение E_1 , пропорциональное двойному размаху амплитуды $U_{\text{тн}}$. На выходе 2 формируется напряжение E_2 , пропорциональное амплитудному значению U_m^- за отрицательные полупериоды, между клеммами 1 и 2 — выходное напряжение E_{12} , пропорциональное амплитуде U_m^+ за положительные полупериоды входного сигнала.

В автокомпенсационных ПАЗ влияние нелинейности и нестабильности диодов во входных дискриминаторах не компенсируется. Здесь уменьшается (по сравнению с пассивными ПАЗ) только погрешность из-за скважности и частоты повторения импульсов (низкочастотная погрешность). Более высокой линейностью обладают автокомпенсационные ПАЗ, построенные на двухдиодных и трехдиодных дискриминаторах [321—323].

Более простой по схемной реализации является ПАЗ на рис. 4.42 [324], который построен на базе двух транзисторов, работающих в ключевом режиме. Управляющее напряжение на базы транзисторов подается с выхода инверсного усилителя постоянного напряжения УПН, а на коллекторы транзисторов — с его входа. При положительных

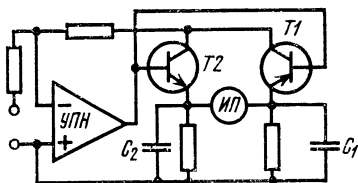


Рис. 4.42.

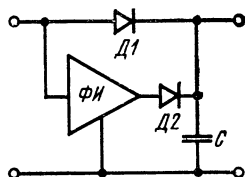


Рис. 4.43.

полуволнах сигнала потенциалы базы транзисторов становятся меньше потенциалов коллекторов и эмиттеров, т. е. транзистор $T1$ открыт, а транзистор $T2$ закрыт. Соответственно через конденсатор C_1 протекает зарядный ток. При отрицательных полуволнах сигнала имеем обратную картину. В результате разность потенциалов на конденсаторах C_1 и C_2 пропорциональна U_{mm} .

На рис. 4.43 и 4.44 показаны схемы ПАЗ, выходное напряжение которых пропорционально истинному амплитудному значению $U_m = \max |u(t)|$. В ПАЗ на рис. 4.43 [325] при $U_m^+ > U_m^-$ конденсатор C заряжается через диод $D1$, при $U_m^+ < U_m^-$ — через диод $D2$ от фазоинвертора ФИ с единичным коэффициентом передачи. Таким образом, выходное напряжение ПАЗ всегда пропорционально наибольшему из U_m^+ , U_m^- . Здесь нелинейность и нестабильность сопро-

тивлений диодов полностью входит в погрешность ПАЗ.

От указанного недостатка свободны ПАЗ на рис. 4.44 [326, 327], построенные на базе выпрямительных диодов, включенных в цепи ООС усилителей постоянного напряжения. Через усилитель

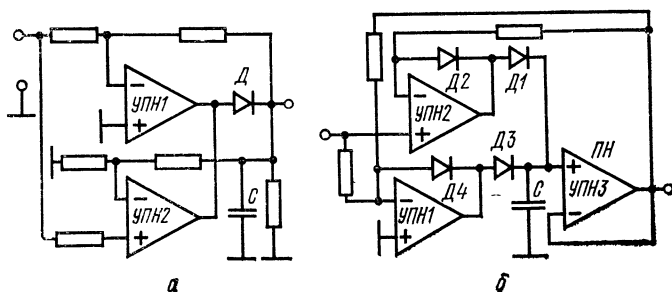


Рис. 4.44.

УПН1 сигнал проходит с инверсией знака, через усилитель УПН2 — без инверсии.

Конденсатор C заряжается до наибольшего из U_m^+ или U_m^- значений. Другой вариант построения подобного ПАЗ приведен в [328].

При уменьшении амплитуды входного сигнала в рассмотренных ПАЗ длительность переходного процесса определяется большой постоянной времени разрядной цепи запоминающего конденсатора, т. е. в таких ПАЗ информация об уменьшении амплитудного значения сигнала теряется. В следящих ПАЗ (преобразователи с автоматическим сбросом предыдущего показания) выходное напряжение пропорционально амплитудному значению очередного поступившего на его вход импульса.

Для обеспечения указанного алгоритма работы ПАЗ используются специальные методы построения [329—339].

В следящем ПАЗ на рис. 4.45,а [329] положительные импульсы через катодный повторитель, собранный на лампе Л1, и выпрямительный диод Д подаются на запоминающий конденсатор С. Одно-

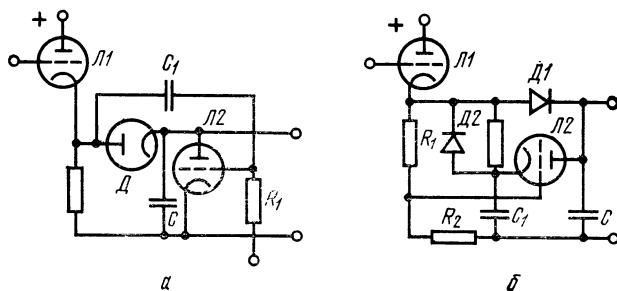


Рис. 4.45.

временно фронт импульсов через формирующую цепочку C_1 и R_1 открывает разрядный триод Л1.

Если амплитуда последующего импульса больше предыдущего (при $U_m^+ > U_C = E$), напряжение на конденсаторе C возрастает до нового амплитудного значения. При $U_m^+ < U_C$ конденсатор C разряжается через открытый триод Л2 до нового амплитудного значения. Триод Л2 открыт в течение коротких интервалов времени, соответствующих длительности фронта импульсов; т. е. в паузах между импульсами конденсатор C не разряжается.

Аналогично работает и ПАЗ на рис. 4.45,б [330]. Здесь в паузах между импульсами триод Л2 закрыт напряжением, снимаемым с резистора R_1 , и

напряжение на конденсаторе C сохраняется практически равным амплитудному значению U_m^+ предыдущего импульса. При воздействии последующего импульса триод $\Pi 2$ открывается напряжением, снимаемым с резистора R_2 , и остается открытым в течение всего времени воздействия импульса.

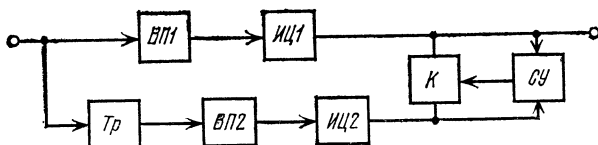


Рис. 4.46.

При $U_m^+ > U_c$ конденсатор дополнительно заряжается, а при $U_m^+ < U_c$ разряжается до нового амплитудного значения. Разряд конденсатора C осуществляется на конденсатор C_1 , который быстро разряжается в паузах между импульсами через диод $D2$ и малое выходное сопротивление катодного повторителя.

В ПАЗ на рис. 4.46 [335] следящий режим обеспечивается дополнительным каналом, включающим в себя повышающий трансформатор $Тр$, выпрямительный преобразователь (детектор) $ВП2$ и интегрирующую цепь $ИЦ2$. Постоянная времени интегрирующей цепи $ИЦ1$ выбирается намного большей периода T_0 изменения амплитуды входных импульсов, постоянная времени $ИЦ2$ выбирается одного порядка с T_0 . Выходные напряжения $ИЦ1$ и $ИЦ2$ подаются на сравнивающее устройство $СУ$. Если пауза между входными импульсами превышает заданное значение, то напряжение на выходе

ИЦ2 становится меньше напряжения на выходе ИЦ1 и на выходе СУ появляется сигнал, который открывает ключ К. При этом интегрирующий конденсатор в ИЦ1 разряжается.

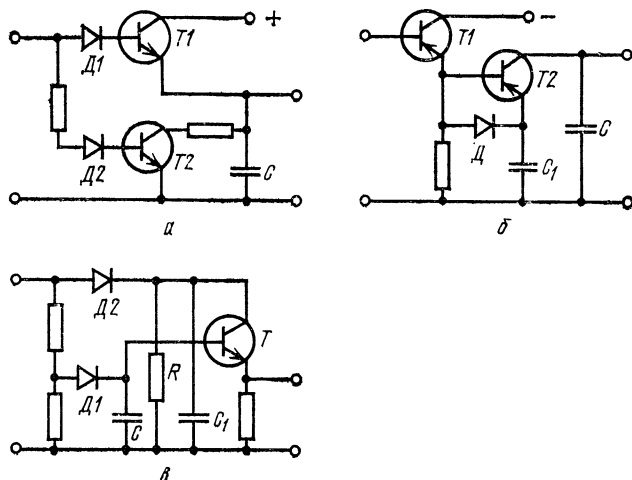


Рис. 4.47.

Рассмотрим следящие ПАЗ, собранные на полупроводниковой элементной базе. В ПАЗ на рис. 4.47,а [332] в паузах между импульсами оба транзистора T1 и T2 закрыты.

Если амплитуда последующего импульса превышает амплитуду предыдущего (при $U_m^+ > U_C$), то открывается только один транзистор T1 и конденсатор C заряжается до нового амплитудного значения. При $U_m^+ < U_C$ открывается транзистор T2 и конденсатор C разряжается до амплитуды поступившего импульса.

Интересное решение предложено в [334], где для заряда и разряда запоминающего конденсатора C используется один и тот же транзистор $T2$ (рис. 4.47,б). В паузах между импульсами транзистор $T2$ закрыт. При воздействии очередного отрицательного импульса транзистор $T2$ открывается и конденсатор C либо дополнительно заряжается (при $U_m^- > U_C$), либо разряжается (при $U_m^- < U_C$) на конденсатор C_1 , который быстро разряжается в паузах между импульсами через диод D и выходное сопротивление эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе $T1$. ПАЗ на рис. 4.47,б имеет более высокую линейность по сравнению с пассивными ПАЗ, собранными на диодах. По данным работы [334], минимальная амплитуда входного сигнала составляет 20 мВ при погрешности выделения огибающей амплитудно-модулированного импульсного сигнала, не превышающей 2,5% на частоте несущей 100 кГц.

ПАЗ на рис. 4.47,в построен в соответствии с рис. 4.46. Здесь переход коллектор — база транзистора T в установившемся состоянии заперт. При этом транзистор работает в режиме эмиттерного повторителя. Напряжение с выхода амплитудного детектора, собранного на диоде $D1$, через транзистор T поступает на выход ПАЗ. При резком уменьшении амплитуды импульсов коллекторный переход транзистора открывается и конденсатор C быстро разряжается через резистор R до нового амплитудного значения. Постоянная времени амплитудного детектора, собранного на диоде $D2$, выбирается меньшей постоянной времени детектора на диоде $D1$ [339].

Рассмотрим вопрос уменьшения уровня пульсаций и повышения быстродействия ПАЗ. Для умень-

шения уровня пульсаций выходного напряжения ПАЗ применяют способ аналогового усреднения выпрямленного сигнала и компенсационный способ выделения постоянной составляющей [340—342]. При измерении выходного напряжения ПАЗ цифровым вольтметром постоянного тока время-им-

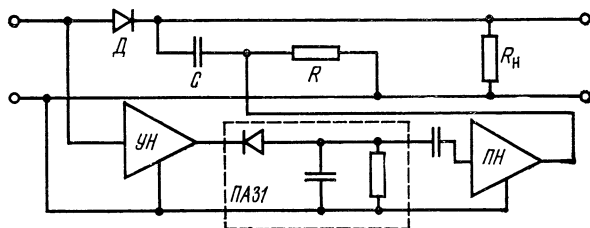


Рис. 4.48.

пульсного или частотно-импульсного типа можно рекомендовать способ цифрового усреднения выпрямленного напряжения, при этом функции фильтра выполняет ЦВПТ [129].

Компенсационный способ выделения постоянной составляющей рассмотрим на примере ПАЗ на рис. 4.48. Канал формирования компенсирующего напряжения собран на усилителе УН, пассивном преобразователе ПАЗ1 и повторителе напряжения ПН. Пульсации выпрямленного напряжения компенсируются противофазным переменным сигналом, который вводится на резистор R .

Для повышения быстродействия ПАЗ используются способы взаимообратных преобразований, временного и амплитудного форсирования. Эффект увеличения быстродействия преобразователей, построенных по способу взаимообратных преобразований, нами уже рассматривался в гл. 3. В ПАЗ на рис. 4.30 и 4.31 при идентичных преобразовате-

лях ПА31 и ПА32 (при равных постоянных времени) их инерционность не будет ограничивать быстродействие устройства. Способ временного форсирования заряда накопительного конденсатора рассмотрим на примере автокомпенсационного ПА3 (рис. 4.49 [343]), в котором указанный режим обеспечивается дополнительным (форсирующим) каналом.

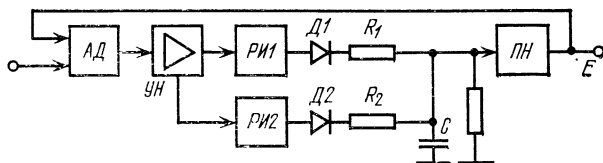


Рис. 4.49.

В установившемся режиме амплитуда U_m^+ входных импульсов и выходное напряжение E , снимаемое с выхода повторителя напряжения ПН, отличаются на величину пульсации $\Delta U = U_m^+ - E$. Амплитудный дискриминатор АД пропускает это разностное напряжение, которое усиливается импульсным усилителем УН. На расширителях импульсов РИ1 и РИ2 с выходов УН поступают соответственно импульсные сигналы $k_1 \Delta U$, $k_2 \Delta U$, где k_1 , k_2 — соответственно коэффициенты передачи напряжения недокомпенсации ко входам РИ1 и РИ2, причем $k_1 > k_2$. Выходные сигналы РИ через выпрямительные диоды Д1 и Д2 поступают на накопительный конденсатор C , постоянные времени заряда которого по основному $\tau_1 = R_1 C$ и форсирующему $\tau_2 = R_2 C$ каналам выбираются, исходя из обеспечения условия

$\tau_2 \ll \tau_1$. Амплитуды импульсов на выходах расширителей выбираются примерно одинаковыми.

При подаче входного сигнала накопительный конденсатор C начинает быстро заряжаться через малоинерционный форсирующий канал и разность $U_m^+ - U_C$ уменьшается. Как только величина ΔU достигает порога срабатывания форсирующего канала, дополнительный канал отключается и ПАЗ начинает работать как обычный одноканальный автокомпенсационный преобразователь. Здесь объединены преимущества ПАЗ с малой и большой постоянными времени (длительность переходного процесса обусловлена малой постоянной времени форсирующего канала, а уровень пульсаций в установившемся режиме — большой постоянной времени основного канала). В соответствии со схемой на рис. 4.49 можно построить ПАЗ с n -кратным форсированием заряда накопительного конденсатора.

Амплитудное формирование переходного процесса также осуществляется в двухканальных схемах [344, 345].

4.4. Некоторые применения преобразователей амплитудных значений

Преобразователи амплитудных значений используются в электронных вольтметрах (ВК7-9, В7-13, В7-17 и др.) и милливольтметрах (В3-25, В3-36 и др.), предназначенных для измерения среднеквадратических значений синусоидальных напряжений, в импульсных вольтметрах (В4-2, В4-9А, В4-12, В4-14 и др.) и в вольтметрах мгновенных значений. На базе ПАЗ строятся линейные преобразователи переменного напряжения, предназначенные для работы с цифровыми вольтметрами (ВК3-27, И4-5 и др.). Кроме того, они входят в состав ряда радиоизмерительных приборов в качестве основного функционального блока. В частности, ПАЗ применяются в измерителях добротности (куметрах) [346], в измерителях

коэффициента амплитуды и усреднения, в прямопоказывающих измерителях коэффициента модуляции и пр. На базе ПАЗ реализуются динамические запоминающие устройства (устройства выборки и хранения), указатели экстремума, демодуляторы амплитудно-модулированных сигналов и др.

Например, ПАЗ на рис. 4.9,а использован в вольт-амперметре В7-13 с автономным питанием [347], который при работе в режиме высокочастотных измерений имеет следующие технические характеристики. Диапазон измеряемых напряжений от 30 мВ до 300 В перекрывается 7 пределами. Частотный диапазон от 10 кГц до 1000 мГц на пределах 0,3—1—3 В (до 1500 МГц используется как индикатор). Основная погрешность $\pm(4-25)\%$ в зависимости от предела и частоты.

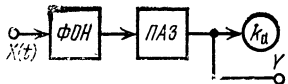


Рис. 4.50.

По структурной схеме на рис. 4.30 построены электронные милливольтметры ВЗ-25 и ВЗ-36. Милливольтметр ВЗ-36 имеет следующие технические характеристики: диапазон измеряемых напряжений от 3 мВ до 3 В перекрывается 5 пределами (с внешним делителем — до 300 В); частотный диапазон от 10 кГц до 1000 мГц (с внешним делителем до 300 МГц); основная погрешность $\pm(4-6)\%$ в зависимости от предела и частоты.

По структурной схеме на рис. 4.30 (без выходного выпрямителя) реализован также преобразователь ВКЗ-27, предназначенный для преобразования синусоидальных напряжений от 30 мВ до 30 В в диапазоне частот от 10 кГц до 30 МГц в синусоидальное напряжение фиксированной частоты (17 кГц). Основная погрешность преобразователя не превышает $\pm 1,5\%$. Универсальный измеритель-преобразователь И4-5 [348] построен по двухканальной структурной схеме на рис. 4.36. Основным достоинством электронных вольтметров и преобразователей с ПАЗ является их широкополосность.

При последовательном соединении формирователя опорного напряжения ФОН и ПАЗ приходим к схеме измерителя (преобразователя) коэффициента амплитуды с линейной шкалой (рис. 4.50). Здесь ФОН выполняет ту же функцию, что и в ПСКЗ на рис. 3.12.

Список литературы

1. Волгин Л. И. О соотношении между амплитудным, эффективным и средним значениями электрического сигнала.— «Изв. АН ЭССР. Сер. физ.-мат. и техн. наук», 1964, т. 13, № 2.
2. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств. Л., «Энергия», 1968.
3. Земельман М. А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. М., Изд-во стандартов, 1972.
4. Волгин Л. И. К анализу погрешности измерения эффективного значения напряжений, обусловленной ограничением спектра сигнала.— «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI», 1963, вып. 8.
5. Волгин Л. И. Проверка электронных вольтметров на допустимое значение коэффициента амплитуды или усреднения.— «Измерительная техника», 1970, № 3.
6. Волгин Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. М., «Сов. радио», 1971.
7. Волгин Л. И. О стабилизирующем действии отрицательной обратной связи.— «Радиотехника», 1975, № 1.
8. Волгин Л. И. О принципе совместности отрицательной и положительной обратных связей.— «Радиотехника», 1975, № 6.
9. Волгин Л. И. Об одном преобразовании замкнутых электрических цепей, содержащих активные многополюсники.— В кн.: Структурные методы повышения точности измерительных устройств и систем. Тезисы докладов РНТК. Киев, НТОПриборпром, 1972.
10. Де Пиан Л. Теория линейных активных цепей. Пер. с англ. М., «Энергия», 1967.
11. Волгин Л. И. Аналоговые операционные преобразователи с компенсацией методической погрешности.— В кн.: Измерения, контроль, автоматизация. Вык. 2(4), М., ЦНИИТЭИ приборостроения, 1975.
12. Волгин Л. И. Принципы построения и сравнительный анализ аналоговых операционных преобразователей. Таллин, НИПТИ, 1973.
13. Карандеев К. Б. Полупроводниковые выпрямители в измерительной технике. Киев, Изд-во АН УССР, 1954.

14. Ковалевская В. В., Машенков В. М. Энергетические измерительные преобразователи электрических величин. Л., «Энергия», 1969.
15. Алферьева Н. Г. О самокомпенсации некоторых погрешностей измерительных схем на германиевых выпрямителях. Львов, ЛПИ, 1958.
16. Грачев Б. Ф. Детекторный магнитоэлектрический измерительный прибор, Авт. свидетельство № 110806.— БИ, 1958, № 2.
17. Штейн В. М. Способ температурной компенсации детекторных приборов. Авт. свидетельство № 65603.— БИ, 1945, № 11—12.
18. Соловьев Н. Н. Измерительная техника в проводной связи Ч. 2. М., «Связь», 1969.
19. Ниженский А. Д. Прибор для измерения относительных отклонений частотных характеристик четырехполюсника от номинального значения.— В кн.: Методы и аппаратура для измерения электрических и магнитных величин. Киев, «Наукова думка», 1966.
20. Гуревич М. Л. Устройство для измерения среднего значения переменного напряжения. Авт. свидетельство № 366418.— БИ, 1973, № 7.
21. Волгин Л. И. Параметрическая компенсация нелинейности в выпрямительных вольтметрах.— В кн.: Создание и применение комбинированных электроизмерительных приборов в народном хозяйстве. Тезисы докладов ВНТК. Житомир, НТОПриборпром, 1973.
22. Secondo C. Патент США № 3078414, заявл. 6.03.59, опубл. 19.02.63.
23. Андреев Ю. А. Детекторные приборы с линейной шкалой.— «Труды института», вып. 1 (5), Л., ВНИИЭП, 1969.
24. Фигурнов Е. П. Линейный полупроводниковый выпрямитель. Авт. свидетельство № 266915.— БИ, 1970, № 12.
25. Percival W. S. Патент Англии № 1169537, заявл. 10.11.66, опубл. 5.11.69.
26. Масюренко Ю. А., Флейшман И. В., Раллев И. Н. Линейный детектор повышенной точности.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Вып. 34. Киев, «Наукова думка», 1972.
27. Волгин Л. И. Статическая вольтамперная характеристика управляемого транзисторного детектора.— «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1972, вып. 2.
28. Мизюк Л. Я., Проць Р. В. О применении управляемых транзисторных детекторов в выпрямительных вольтмет

- рах.— В кн.: Электрические цепи для преобразования измерительной информации. Киев, «Наукова думка», 1965.
29. Мизюк Л. Я. Элементы транзисторных схем измерительной аппаратуры для индуктивной электроразведки. Киев, «Наукова думка», 1970.
 30. Бирюков Н. Н., Казанский В. Е. Магнитоэлектрический детекторный вольтметр. Авт. свидетельство № 132328.— БИ, 1960, № 19.
 31. Сандляренко Ф. З. Амплитудный детектор. Авт. свидетельство № 359734.— БИ, 1972, № 35.
 32. Овсиенко А. К. Линейный выпрямитель малых сигналов.— «Измерительная техника», 1975, № 6.
 33. Колобаев Л. П., Куликов С. В., Чистяков Б. В. Измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 447627.— БИ, 1974, № 39.
 34. Гуткин Л. С. Преобразование сверхвысоких частот и детектирование. М., Госэнергоиздат, 1953.
 35. Елкин Н. А., Тоцаков Л. Н. Детектирование на полупроводниковых приборах, М., Связьиздат, 1962.
 36. Richman P. A new absolute AC voltage standard.— «IEEE Internat. Convent. Rec.», 1963, v. 11, № 5, p. 170—183. «Экспресс-информация. Сер. КИТ», 1964, № 6, реф. 19.
 37. Волгин Л. И., Кланберг В. В. Вольтметр-преобразователь ВЗ-23 «ПНТПО», № 18-65-272/8. М., ГОСИНТИ, 1965.
 38. Ballantine S. Electronic voltmeter using feedback.— «Electronics», 1938, sept., p. 33—35.
 39. Morrill C. D., Baum R. V. Diode limiters simulate mechanical phenomena.— «Electronics», 1952, Nov., p. 122—127.
 40. Voecker A. Патент США № 2822472, заявл. 7.02.56, опубл. 4.02.58.
 41. Koerner H., Korn G. A. Function generation with operational amplifiers.— «Electronics», 1959, v. 32, № 45, p. 66—68, 70.
 42. Brooks W. O., Stephenson D. L. Strain gage systems for aircraft telemetering.— «Electronics», 1957, v. 30, № 10, Oct. 1, p. 170—173.
 43. Newbold W. F. Патент США № 2944218, заявл. 30.08.57, опубл. 5.07.60.
 44. Орнатский П. П., Гапченко Л. М. Транзисторный микроампермилливольтметр для повышенных частот.— «Автоматика и приборостроение», 1961, № 2.

45. **Martin F. G.** RMS measurement of a—c voltages. «Instrument. and Control Syst.», 1962, v. 35, № 1, p. 65—71.
46. **Волгин Л. И., Кланберг В. В.** Методы построения высокоточных автономных преобразователей переменного напряжения в постоянное. — «Вопросы радиоэлектроники Сер. УИ», 1963, вып. 5.
47. **Швецкий Б. И.** Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1964, 1970.
48. **Волгин Л. И.** К расчету погрешности преобразования переменных напряжений в постоянное. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. XI», 1964, вып. 4.
49. **Woodward M. P.** Патент США № 3196291, заявл. 18.03.63, опубл. 20.07.65.
50. **Galmann H.** Патент США № 3311826, заявл. 25.10.62, опубл. 28.03.67.
51. **Pinier G., Monnard R.** Патент Франции № 1498593, заявл. 6.09.66, опубл. 11.09.67.
52. **Волгин Л. И.** Линейный преобразователь переменного напряжения в постоянное по уровню средневывпрямленного значения. — «Приборы и системы управления», 1969, № 3.
53. **Lemas J., Probst J.** Патент ЧССР № 137138, заявл. 6.06.68, опубл. 25.11.69.
54. **Marzetta L. A., Flach D. R.** Design features of a precision AC—AD converter. — «J. Res. Nat. Bur. Stang.», 1969, v. C73, № 3—4, p. 47—55. «Экспресс-информация. Сер. КИТ», 1970, вып. 23, реф. 170.
55. **Petrohilos H.** Патент США № 3491252, заявл. 16.11.64, опубл. 20.01.70.
56. **Hahn H.** Operationsverstärker — vielseitige Fertigbausteine für die Automation. — «Automatik», 1970, Bd 15, № 3, S. 74—80.
57. **Волгин Л. И.** Применение операционных усилителей в контрольно-измерительной технике. — В кн.: Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации. Вып. 14, М., «Энергия», 1970.
58. **Козлов В. Д.** Детектирующее устройство. — «Автометрия», 1971, № 3.
59. **Günzel K.** Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. — «Funk-Technik», 1971, № 3, S. 85—89.
60. **Нэпп, Мелен.** Двухполупериодный выпрямитель на операционном усилителе с обратной связью. — «Электроника», 1972, т. 45, № 19.
61. **Erb H. J.** Патент ФРГ № 2237111, заявл. 28.07.72, опубл. 7.06.73.

62. Глазов М. Н., Никулин Э. С., Шаров А. Н. Типовые функциональные элементы автоматики на интегральных операционных усилителях.— «Приборы и системы управления», 1973, № 7.
63. Видоняк Ю. В., Вишенчук И. М., Троценко В. В. Прецизионный детектор среднего значения с большим динамическим диапазоном.— «Автометрия», 1974, № 2.
64. Кланберг В. В. Принципы построения линейных преобразователей переменного напряжения в постоянное. Таллин, «Валгус», 1974.
65. Antoniou A. Design of precision rectifiers using operational amplifiers.— «Proc. Inst. Electr. Eng.», 1974, v. 121, № 10, p. 1041—1044. «Экспресс-информация. Сер. ПЭАВТ», 1975, вып. 11, реф. 54.
66. Волгин Л. И., Кланберг В. В. О выборе оптимальной глубины обратной связи в активных преобразователях средневыврямленных значений.— В кн.: Метрология в радиоэлектронике. Тезисы докладов 3-го Всесоюзного семинара-совещания, М., ВНИИФТРИ, 1975.
67. Волгин Л. И. Преобразователи переменного напряжения в постоянное с несимметричной обратной связью.— «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РИТ», 1973, вып. 2.
68. Фучила Н. Т. Измерительный преобразователь переменного тока в постоянный. Авт. свидетельство № 263736.— БИ, 1970, № 8.
69. Richman P. L. Патент США № 3480794, заявл. 20.10.66, опубл. 25.11.69.
70. James R. L. Патент США № 3310726, заявл. 19.08.64, опубл. 21.03.67.
71. Justice G. Патент США № 3360727, заявл. 16.11.64, опубл. 26.12.67.
72. Ferrieu M. G. Патент Франции № 1477627, заявл. 7.03.66, опубл. 13.03.67.
73. Tacussel M. J. Патент Франции № 1506568, заявл. 10.11.66, опубл. 13.11.67.
74. Romano A., Cini C. Raddrizzatore a valor medio di precisione a banda larga.— «Ingegneria elettronica e strumenti», 1970, v. 8, № 3, p. 103—107.
75. Ammann S. K. Патент США № 3 531 656, заявл. 6.10.67, опубл. 29.09.70.— «Экспресс-информация. Сер. КИТ», 1971, № 19, реф. 173.
76. Coodale E. E. Патент США № 3566145, заявл. 22.05.68, опубл. 23.02.71.

77. **Брайко В. В.** и др. Детекторный микровольтметр переменного тока. Авт. свидетельство № 202323.— БИ, 1967, № 19, Авт. изобретения: В. В. Брайко, А. Д. Ниженский, Ю. А. Скрипник, С. Г. Таранов.
78. **Скрипник Ю. О., Ниженский А. Д.** Самонастроювані вимірювання змінних напруг. Київ, «Техніка», 1972.
79. **Коцюба Е. Н., Ниженский А. Д., Таранов С. Г.** Преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 344371.— БИ, 1972, № 21.
80. **Станчев И. Б., Куртев И. А., Панамски И. М.** Преобразователь с компенсация на грешките от диоден детектор за средна стойност и товар. Авт. свидетельство НРБ № 13717, заявл. 17.06.67, опубл. 10.12.71.
81. **Станчев И. Б., Цанков М. А.** Анализ на автокомпенсиращи детекторни преобразователи «променливо напрежение — постоянен ток» с повторителна следяща връзка.— Изв. ВМЕИ «Ленин», 1973, № 2, с. 67—80.
82. **Волгин Л. И.** Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное с положительной обратной связью.— «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1972, вып. 1.
83. **Нанос А. М., Волков В. А.** Устройство для линейного двухполупериодного детектирования электрических сигналов. Авт. свидетельство № 268513.— БИ, 1970, № 14.
84. **Wrzesien W.** Патент ПНР № 64779, заявл. 6.08.69, опубл. 29.02.72.
85. **Волгин Л. И.** Интегрирующие и дифференцирующие устройства с конверторами импеданса.— «Радиотехника», 1974, № 6.
86. **Коган Б. Я.** Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1959.
87. **Ураков Р. Ф.** Способ линейного преобразования переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 211643.— БИ, 1968, № 8.
88. **Brolin S. J.** Патент США № 3493784, заявл. 6.10.66, опубл. 3.02.70.
89. **Bicking R. E.** Патент США № 3509372, заявл. 22.11.67, опубл. 28.04.70.
90. **Britton R. H.** Патент США № 3517213, заявл. 3.08.67, опубл. 23.06.70.
91. **McNally J. L.** Патент США № 3585487, заявл. 26.06.69, опубл. 15.06.71.
92. **Deboo G. J., Hedlund R. C.** Патент США № 3588671, заявл. 24.01.69, опубл. 28.06.71.

93. **Oshima M.** Патент США № 3783381, заявл. 31.05.72, опубл. 1.01.74.
94. **Аккорди.** Мостовой выпрямитель на полевых транзисторах, переключаемых диодами.— «Электроника», 1970, т. 43, № 16.
95. **Купер.** Линейное детектирование малых сигналов при помощи компаратора и Д/МОП-переключателя.— «Электроника», 1975, т. 48, № 4.
96. **Волгин Л. И.** Методы построения формирователей абсолютного значения знакопеременных функций и способы повышения их точности.— В кн.: Аналоговая и аналогоцифровая вычислительная техника. Вып. 6. Под ред. В. Б. Ушакова. М., «Сов. радио», 1973.
97. **Дудченко-Дудко В. М., Расщепляев Ю. С.** Усилитель низкой частоты с управляемым и реверсируемым коэффициентом усиления.— «Электросвязь», 1967, № 3.
98. **Grouse W. G., Duspiva W.** Патент США № 3509369, заявл. 12.07.67, опубл. 28.04.70.
99. **Дилл, Тролл.** Управление режимом операционного усилителя.— «Электроника», 1975, т. 48, № 1.
100. **Файзулин Н. А., Телепов Ф. М.** Фазочувствительный детектор.— «Приборы и системы управления», 1975, № 1.
101. **Спейни.** Схема определения абсолютных величин параметров на одном операционном усилителе.— «Электроника», 1969, т. 42, № 2.
102. **Bortolotti G., Gottardi S.** Linear rectification of analogue signals.— «Electronic Engineering», 1972, Bebr., p. 46—47.
103. **Грэм.** Прецизионный выпрямитель с тремя согласованными резисторами.— «Электроника», 1974, т. 74, № 16.
104. **Йоркер.** Двухполупериодный детектор без трансформатора.— «Электроника», 1966, т. 39, № 15.
105. **Baehre H. K.** Патент США № 3419787, заявл. 3.08.66, опубл. 31.12.68.
106. **Beaudette R. A.** Патент США № 3546596, заявл. 24.06.68, опубл. 8.12.70.
107. **Snyder J. H.** Патент США № 3526786, заявл. 19.09.67, опубл. 1.09.70.
108. **Гутников В. С.** Применение операционных усилителей в измерительной технике. Л., «Энергия», 1975.
109. **Bravenec F. R.** Патент США № 3411066, заявл. 15.01.65, опубл. 12.11.68.
110. **Arnold R. W., Greeson J. C.** Патент США № 3509474, заявл. 9.11.67, опубл. 28.04.70.
111. **Howell J. D.** Патент США № 3714570, заявл. 9.04.70, опубл. 30.01.73.

112. Голубев В. Н., Лошкарев Ю. Д., Багдонас Р. П. Устройство для получения модуля знакопеременных электрических величин. Авт. свидетельство № 284441.— БИ, 1970, № 32.
113. Latham G. R. Inexpensive circuit generates precision unipolarity output. — «Electronic Design», 1969, v. 17, № 24, p. 96.
114. Сидоров В. М. Двухфазный детектор. Авт. свидетельство № 92848.— БИ, 1951, № 12.
115. Преобразователь сигналов с динамическим диапазоном 60 дБ.— «Электроника», 1963, т. 36, № 15.
116. Samson R. L. Патент США № 3121200; заявл. 27.08.59, опубл. 11.02.64.
117. Корн Г., Корн Т. Электронные аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины. Пер. с англ. М., «Мир», 1967, 1968.
118. Греме. Выпрямительная схема на операционных усилителях, не требующая входного буферного каскада.— «Электроника», 1970, т. 43, № 21.
119. Змудиков В. Л., Михайлов Е. И. Выпрямитель. Авт. свидетельство № 338978.— БИ, 1972, № 16.
120. Шелковников Ю. К., Ройтман М. С. Преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 429364.— БИ, 1974, № 19.
121. Бэттис. Использование операционного усилителя для повышения быстродействия фильтра.— «Электроника», 1971, т. 44, № 10.
122. Sondermeyer R. Патент ФРГ № 1073619, заявл. 28.06.57, опубл. 21.01.60.
123. Kowalski H. J., Schmidt R. Патент ФРГ № 2348412, заявл. 26.09.73, опубл. 1.08.74.
124. Сурду М. Н. Выбор параметров быстродействующего многофазного детектора.— В кн.: Состояние и перспективы развития комбинированных приборов, методов и средств их поверки. Житомир, ВНИИЭП, 1969.
125. Носовицкий Ю. Е. Способ фильтрации выпрямленного напряжения.— Авт. свидетельство № 82788.— БИ, 1950, № 7.
126. Lösch H., Wiener E. Патент ФРГ № 1541754, заявл. 20.10.66, опубл. 14.05.70.
127. Nagy J. Патент США № 3553566, заявл. 12.03.68, опубл. 5.01.71.
128. Ellermeyer W. Патент США № 3555432, заявл. 22.01.69, опубл. 12.01.71.

129. Волгин Л. И. Использование цифровых вольтметров переменного тока в качестве усредняющего цифрового фильтра.— В кн.: Приборы спектрального анализа и их применение в науке и технике. Киев. Общ-во «Знание» УССР, 1972.
130. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., Физматгиз, 1962.
131. Gimmel B. A. Schnelle Messung des gleichgerichteten linearen Mittelwertes.— «Bülletin des Schweizerischen elektrotechnischen Vereins», 1974, Bd. 65, Nr. 6, S. 428—429.
132. Brooks H. B., Walker K. E. Average-responding instruments.— «IRE Trans. Instrum.», 1957, v. 6, № 4, p. 258—260.
133. Edner K., Seesemann R. Патент ГДР № 98371, заявл. 7.08.72, опубл. 12.06.73.
134. Sugiyama T., Yamaguchi K. Pulsewidth modulation DC potentiometer.— «IEEE Trans.», 1970, v. IM-19, № 4, p. 286—290.
135. Гутников В. С. и др. Быстродействующие астатические усредняющие преобразователи.— «Труды ЛПИ», 1975, № 342.
136. Дмитриев Ю. С., Кравцов В. В. Повышение быстродействия вольтметров переменного синусоидального тока.— «Изв. вузов СССР. Приборостроение». 1974, № 7.
137. Gellie R. W., Klein A. G. Accurate a.c.-d. c. convertor for low frequencies.— «Electronic Engineering», 1967, v. 39, № 474, August, p. 484.
138. Graeme J. Measure differential ac signals easily with precision rectifiers.— «EDN», 1975, v. 20, № 2, p. 45—48.
«Экспресс-информация. Сер. КИТ», 1975, № 21, реф. 251.
139. Волгин Л. И. К расчету среднего значения выпрямленного напряжения произвольной формы. — «Измерительная техника», 1969, № 8.
140. Волгин Л. И. Погрешность измерения средневыпрямленного значения напряжения при квазилинейном законе детектирования. — «Метрология», 1974, № 4.
141. Волгин Л. И. О погрешности измерения переменных напряжений при наличии собственного шума электронного вольтметра. — «Радиотехника», 1968, № 7.
142. Волгин Л. И. Зависимость погрешности измерения эффективного значения напряжений от вида вольтамперной характеристики детектора. — «Изв. вузов СССР. Приборостроение», 1964, № 3.

143. Волгин Л. И. К расчету погрешности измерения средне-квадратичного значения флуктуационных сигналов. — «Радиотехника», 1966, № 8.
144. Волгин Л. И. О погрешности измерения действующего значения напряжений при квазилинейном законе детектирования. — «Измерительная техника», 1969, № 8.
145. Кузнецов Д. С. Специальные функции. М., «Высшая школа», 1962.
146. Волгин Л. И. О нормах отклонения вольтамперной характеристики детектора от квадратичного закона при измерении эффективного значения напряжений. — «Известия ВУЗов СССР. Приборостроение», 1966, № 5.
147. Телегин С. М., Пантелеев В. Н., Шлядин В. М. Современные средства измерения действующего значения переменного напряжения. — В кн.: Информационно-измерительная техника. Вып. 4. Пенз. политехн. инст-т, 1974.
148. Мартышин А. И., Шахов Э. К., Шлядин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. М., «Энергия», 1976.
149. Попов В. С., Рубан Н. Г., Бешкарев А. В. Способ точного измерения эффективного значения переменного напряжения в широком диапазоне частот. — В кн.: Измерения, контроль, автоматизация. Вып. 1(5). М., ЦНИИТЭИ Приборостроения, 1976.
150. Глазунов М. Ф., Митрофанов Н. П. Термозмиссионные измерительные преобразователи. Л., «Энергия», 1975.
151. Волгин Л. И. Способ измерения эффективного значения напряжений произвольной формы. Авт. свидетельство № 155863. — БИ, 1963, № 14.
152. Волгин Л. И. О возможности измерения эффективного значения напряжений при использовании квадраторов время-импульсного типа. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. XI», 1963, вып. 1.
153. Волгин Л. И. К анализу схемы время-импульсного квадратора, построенного на принципе подобия треугольников. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI»; 1962, вып. 4.
154. Ковалев А. М., Коршевер И. И. Способ получения квадрата действующего значения переменного напряжения. Авт. свидетельство № 213971. — БИ, 1968, № 11.
155. Лашук Е. Е., Наконечный Т. Т., Шрамков А. Я. Расчет и исследование схемы выпрямительного квадратичного вольтамперметра. — В кн.: Вопросы улучшения технических параметров выпрямительных и транзисторных приборов. Л., ВНИИЭП, 1970.

156. **Кадук Б. Г.** Новый метод расчета квадратичного детектора на полупроводниковых диодах при схеме сегментно-линейной аппроксимации — «Радиоэлектронная промышленность», 1959, вып. 13.
157. **Praglin J. et al.** Патент США № 3 399348, заявл. 8.04.64, опубл. 27.08.68.
158. **Волгин Л. И., Черников В. С.** Транзисторный микровольтметр эффективных значений. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1970, вып. 1.
159. **Туз Ю. М.** Структурные методы повышения точности измерительных устройств. Киев, «Вища школа», 1976.
160. **Туз Ю. М., Серпилин К. Л., Губарь В. И.** и др. Милливольтметр действующих значений для диапазона частот 10 Гц — 100 МГц. — «Метрология», 1974, № 12.
161. **Туз Ю. М.** и др. Устройство для преобразования переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 373635. — БИ, 1973, № 14. Авт. изобретения: Ю. М. Туз, Е. Т. Володорский, В. И. Губарь, В. Д. Циделко, К. Л. Серпилин.
162. **Волгин Л. И.** Принципы построения, синтез и анализ аналоговых измерительных преобразователей параметров электрических сигналов и цепей. Автореферат докт. дис. Киев политех. ин-т. 1974.
163. **Диденко Д. А.** и др. Способ измерения действующего значения напряжения переменного тока произвольной формы. Авт. свидетельство № 439763. — БИ, 1974, № 30. Авт. изобретения: Д. А. Диденко, Б. Л. Рудницкий, В. А. Диденко, Л. Л. Осиповский.
164. **Кузнецов А. А., Цыпин Б. В., Чапчиков Ю. К.** и др. Об одном из способов измерения действующего значения напряжения. — «Приборы и системы управления», 1975, № 2.
165. **Richman P. L.** Патент США № 3 143708, опубл. 22.10.59, заявл. 4.08.64.
166. **Савков Ю. В., Еверский Р. К.** Способ преобразования действующего значения напряжения переменного тока искаженной формы. Авт. свидетельство № 342135. — БИ, 1972, № 19.
167. **Волгин Л. И.** Способ линейного преобразования переменного напряжения произвольной формы в постоянное напряжение. Авт. свидетельство № 162222. — БИ, 1964, № 9.

168. Волгин Л. И. Методы линейного преобразования периодических напряжений произвольной формы по эффективному значению. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. XI», 1964, вып. 4.
169. Васьков С. Т., Клисторин И. Ф., Ковалев А. М. и др. Цифровой милливольтметр переменного тока. — «Автометрия», 1966, № 2.
170. Клисторин И. Ф. Автоматические цифровые вольтметры переменного тока. Автореферат докт. дис., Новосибирск, ИАЭ СО АН СССР, 1968.
171. Волгин Л. И. Линейный детектор эффективных значений. — «Автометрия», 1971, № 4.
172. Ley A. J. Патент Англии № 1050145, заявл. 13.04.65, опубл. 7.12.66.
173. Окс, Ричмен. Быстродействующий измеритель эффективного напряжения. — «Электроника», 1969, т. 42, № 20.
174. Richman P. L. Патент США № 3564389, заявл. 16.05.69, опубл. 16.02.71.
175. Richman P., Walker N. — «IEEE Trans.», 1971, v. IM-20, № 4, p. 313—319.
176. Günzel K. Патент ФРГ № 1935544, заявл. 12.07.69, опубл. 1.10.70.
177. Баранов Н. С., Отинов Ю. С. Быстродействующий преобразователь эффективных значений. — «Изв. Томск. политехн. ин-та», 1974, т. 298.
178. Wahrman C. G. A true RMS-voltmeter — «Brüel ja Kjar Technical Review», 1958, № 3.
179. Волгин Л. И. К вопросу определения методической погрешности линейного детектора эффективных значений со скользящим смещением. — «Изв. АН ЭССР. Серия физ.-мат. и техн. наук», 1963, т. 12, № 2.
180. Тамм У. П., Харченко Р. Р. Оценка погрешности детектора действующих значений со скользящим смещением от формы кривой измеряемого напряжения. — «Автометрия», 1969, № 4.
181. Hansen J. A. RMS-rectifiers. — «Brüel ja Kjaer Technical Review», 1972, № 2.
182. Семенов А. Н. Расчет квазиквадратичных детекторов. — «Автометрия», 1973, № 4.
183. Вийра С. И. Преобразователь эффективного значения переменного напряжения. Авт. свидетельство № 434547. — БИ, 1974, № 24.
184. Boucke H. Ein neuartiger Effektivwert — Gleichrichter mit verminderten Kurvenformfehler. «Archiv der elektrische Übertragung», 1950, Bd. 4, № 7, S. 267—270.

185. Нийне Ю. Э., Тамм У. П. О погрешности квазиквадратичного детектора при измерении действующего значения малоискаженного синусоидального напряжения. — «Автометрия», 1973, № 4.
186. Cary H., Schneider A. BMS voltage detection. — «Instruments and Control Systems», 1971, v. 44, № 5, p. 100—101.
187. Kashiwabara Y. Field use AG meter with optional applications matching the purposes of use. — «IEE J. Electron. Eng.», 1975, № 98, p. 34—38. «Экспресс-информация. Сер. КИТ», 1975, № 20, реф. 233.
188. Eberhardt R., Nüßlein G., Rupp H. Ein neuartiges Prinzip stabiler Gleichstromverstärkung. — «Archiv f. Elektrotechn.», 1941, Bd. 35, № 9, S. 533—549.
189. Волгин Л. И., Кротов М. Д. Микровольтметр эффективных значений ВЗ-32. — «Обмен опытом в радиопромышленности», 1969, вып. 5.
190. Волгин Л. И. К анализу погрешности линейных преобразователей переменного напряжения в постоянное методом взаимнообратных преобразований. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПС», 1970, вып. 3.
191. Yarker C., Davison C. J. Патент Англии № 1102927, заявл. 22.03.65, опубл. 14.02.68.
192. Зорин Д. И., Таубе Б. С. О построении автоматических компараторов одновременного сравнения. — «Труды метролог. ин-тов СССР (ВНИИМ)». Вып. 117 (177). М., Изд-во стандартов, 1970.
193. Таубе Б. С. Разработка и исследование методов и средств высокой точности для автоматического измерения действующего и среднего значения переменного напряжения. Автореферат канд. дис., Л., ВНИИМ, 1973.
194. Беспалов В. К. Исследование и разработка измерительных квадратичных преобразователей для широкополосных электронных вольтмиллиамперметров и ваттметров высокой чувствительности и точности. Автореферат канд. дис. Киев. политехн. ин-тут, 1973.
195. Рапопорт И. Е. Милливольтметр эффективных значений ВЗ-45 — «Обмен опытом в радиопромышленности», 1973, № 9.
196. Кротов М. Д., Рупский В. О. Микровольтметр эффективных значений ВЗ-40 — «Обмен опытом в радиопромышленности», 1973, № 11.
197. Туз Ю. М. Исследование динамических свойств линейного преобразователя эффективных значений переменного тока. — «Вестник КПИ. Сер. автоматика и электроприборостроение», вып. 9. Киев, 1972.

198. **Губарь В. И.** Исследование погрешностей линейного преобразования эффективных значений напряжения. Там же.
199. **Blankenburg K., Betz T., Schermer J.** Патент ФРГ № 1814520, заявл. 13.12.68, опубл. 28.01.71.
200. **Таубе Б. С.** Преобразователь напряжения переменного тока в постоянное. Авт. свидетельство № 237259., — БИ, 1969, № 8.
201. **Черняк С. П., Дубина Г. И.** Двухканальный преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свид. № 344551. — БИ, 1972, № 21.
202. **Черняк С. П.** Метод последовательных разностей и его использование для анализа и разработки преобразовательных устройств. Автореферат канд. дис. Львовский политехнический институт, 1975.
203. **Таубе Б. С.** Устройство для измерения действующего значения переменного тока или напряжения. Авт. свидетельство № 194183. — БИ, 1967, № 8.
204. **Губарь В. И., Литвих В. В.** Повышение линейности преобразователей эффективных значений. — В кн.: Структурные методы повышения точности и чувствительности измерительных преобразователей. Киев. общ-во «Знание» УССР, 1975.
205. **Туз Ю. М., Серпілін К. Л., Гапченко Л. М.** Електронні вольтметри змінного струму. Київ, «Техніка», 1970.
206. **Заявка** Англии № 1323071, заявл. 23.07.70, опубл. 18.07.73. — «Изобрет. за рубежом», 1973, вып. 25, № 13.
207. **Беспалов В. К.** Преобразователь напряжения переменного тока в постоянное. Авт. свидетельство № 382014. — БИ, 1973, № 22.
208. **Smith W. G.** Патент США № 3624525, заявл. 20.11.69, опубл. 30.11.71.
209. **Чибриков С. И. и др.** Компенсационный линейный преобразователь эффективного значения напряжения. Авт. свидетельство № 308371. — БИ, 1971, № 21. Авт. изобретения: С. И. Чибриков, Н. Д. Дубовой, В. И. Осокин, С. В. Груздев, Р. Г. Карпов, Ю. В. Шамонин.
210. **Чибриков С. И.** Линейный компенсационный преобразователь действующих значений. — «Труды Рязан. радиотехн. ин-та», 1972, вып. 39.
211. **Никки Сю, Йосиока Митио.** Патент Японии № 12312. заявл. 1.07.68. опубл. 16.04.72.

212. **Отт.** Интегральный термопреобразователь для измерения на переменном токе. — «Электроника», 1975, т. 48, № 2.
213. **Попов В. С.** Компенсационная телеизмерительная система со статическим передатчиком. — «Измерительная техника», 1958, № 1.
214. **Попов В. С.** Металлические подогреваемые сопротивления в электроизмерительной технике и автоматике. М., «Наука», 1964.
215. **Беспалов В. К.** Применение подогреваемых резисторов для измерения тока и напряжения. — В кн.: Микропровод и приборы сопротивления. Вып. 9, Кишинев, «Карта молдовеняскэ», 1972.
216. **Parot M. Y.** Заявка Франции № 2110735, заявл. 21.10.70, опубл. 7.07.72. — «Изобрет. за рубежом», 1972, вып. 25, № 12.
217. **Richman P.** A new, wideband true RMS/DC Converter. «IEEE Internat. Convent. Rec.», 1966, v. 14, № 10, p. 2—7. «Экспресс-информация. Сер. КИТ». 1967, № 2, реф. 15.
218. **Metcalf E.** Заявка Франции № 2235369, заявл. 21.06.74, опубл. 28.02.75. — «Изобрет. за рубежом», вып. 30, 1975, № 4.
219. **Пономарев Н. Н., Чибриков С. И.** Компарирующий преобразователь действующих значений напряжения. Авт. свидетельство № 430326. — БИ, 1974, № 20.
220. **Скрипник Ю. А., Скрипник В. И., Туз Ю. М.** Устройство для измерения эффективных значений электрических переменных напряжений. Авт. свидетельство № 152506. — БИ, 1963, № 1.
221. **Monroe J.** Automatic thermal transfer meter. — «Instruments and Control System», 1963, v. 36, № 1, p. 88—89.
222. **Richman P.** Патент США № 3470445, заявл. 3.01.68, опубл. 30.09.69.
223. **Hanson F. L.** Патент США № 3484705, заявл. 23.06.66, опубл. 16.12.69.
224. **Kluge J. E.** True-RMS converter sports only one thermocouple. — «EDN», 1969, v. 14, № 8, p. 78—80.
225. **Duckworth J. J. et al.** Патент США № 3518525, заявл. 19.07.68, опубл. 30.06.70.
226. **Жукинский И. Н., Ниженский А. Д., Скрипник Ю. А.** Линейный преобразователь действующего значения переменного тока в постоянный ток. Авт. свидетельство № 278844. — БИ, 1970, № 26.

227. **Чибриков С. И.** и др. Линейный преобразователь действующих значений напряжений. Авт. свидетельство № 301791. — БИ, 1971, № 14. Авт. изобретения: С. И. Чибриков, Н. Д. Дубовой, В. И. Осокин, С. В. Груздев, Р. Г. Карпов, Ю. В. Шамонин.
228. **Николаев В. Е., Дубовой Н. Д., Чибриков С. И.** и др. Быстродействующий преобразователь малых уровней высокочастотных напряжений. — «Обмен опытом в радио-промышленности». 1973, № 11.
229. **Бешкарев А. В., Попов В. С.** Автоматические измерительные преобразователи, основанные на методе замещения. — «Труды МЭИ. Информационно-измерительная техника», 1975, вып. 254.
230. **Campbell R. D.** The diotron, an aid to R. M. S. instrumentation. — «Electronics», 1950, v. 23, July.
231. **Волгин Л. И.** Линейный преобразователь эффективных значений. — «Приборы и системы управления», 1969, № 6.
232. **Hoder K., Krasensky K.** Патент ЧССР № 133758, заявл. 13.03.68, опубл. 15.10.69.
233. **Патент** Англии № 1138932, заявл. 16.01.67, опубл. 1.01.69.
234. **Muchamediarowa N., Badzmirowski K.** Патент ПНР № 66448, заявл. 27.07.70, опубл. 15.12.72.
235. **Заявка** Англии № 1325533, заявл. 2.06.69, опубл. 1.08.73. — «Изобрет. за рубежом», вып. 25, 1974, № 4.
236. **Беспалов В. К.** Термоэлектрический измеритель переменного тока или напряжения. Авт. свидетельство № 333480. — БИ, 1972, № 11.
237. **Волгин Л. И.** Цифровой вольтметр эффективных значений. — «Приборы и системы управления», 1974, № 1.
238. **Julie Loebe.** Патент США № 3486110, заявл. 25.08.67, опубл. 23.12.69.
239. **Isakow L.** Thermischer Indikator zur Resonanz-abstimmung nach der Nullmethode. — «Physikalische Zeitschrift», 1911, Bd. 12, S. 1224—1226.
240. **Волгин Л. И.** О погрешности функционального преобразования вида $z = (x+y)^2 - (x-y)^2$, обусловленной неидеальностью операций квадрирования. — «Автоматика и телемеханика», 1967, № 4.
241. **Nakane H., Hashimoto A.** Патент США № 3652945, заявл. 4.02.71, опубл. 28.03.72.
242. **Gilbert R. W.** Заявка Франции № 2121692, заявл. 10.01.72, опубл. 29.09.72. — «Изобрет. за рубежом», вып. 25, 1972, № 17.

243. Волгин Л. И. Астатический преобразователь эффективных значений. — В кн.: Вопросы теории и проектирования преобразователей информации. Киев, общ-во «Знание» УССР, 1975.
244. Зегжда П. Д., Лабунцев В. С., Калачев А. И., Новицкий П. В. Квалиметрия электронных измерительных усилителей и вольтметров. — «Приборы и системы управления», 1975, № 1.
245. Measure true RMS. — «Electronic Design», 1971, v. 19, № 7, p. 85. — «Bauelem. Elektrotechn.», 1971, Bd. 6, № 249, S. 18. — «EDN/EEE», 1972, v. 17, № 1, p. 34—39.
246. RMS-to-dc converter module rivals bench instrument performance. — «EDN/EEE», 1973, v. 18, № 5, 94—95. «Экспресс-информация Сер. ПЭАВТ», 1973, вып. 29, реф. 118.
247. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Маграчев З. В. Измерение импульсных напряжений. М., «Сов. радио», 1969.
248. Маграчев З. В. Вольтметры сдиночных импульсов. М., «Энергия», 1967.
249. Маграчев З. В. Аналоговые измерительные преобразователи одиночных сигналов. М., «Энергия», 1974.
250. Грязнов М. И. Интегральный метод измерения импульсов. М., «Сов. радио», 1975.
251. Агеев Д. В., Зельманов С. С. Энергетический амплитудный детектор. Авт. свидетельство № 171027. — БИ, 1965, № 10.
252. Chubb L. W., Fortescue C. Calibration of the spheregar voltmeter. — «Trans. Amer. Inst. Electr. Eng.», 1913, v. 32, p. 739—748.
253. Unsworth L. — Peak detector for any waveform. — «Electronic Engineering», 1971, Dec., p. 48.
254. Волгин Л. И. К анализу конденсаторных преобразователей частоты с ускорением времени разряда. — «Метрология», 1973, № 6.
255. Boeck W. Eine Scheitelspannungs — Meßeinrichtung erhöhter Meßgenauigkeit mit digitaler Anzeige. — «Elektrotechnische Zeitschrift. Ausgabe A», 1963, № 26, S. 883—886.
256. Смирнов В. И. Курс высшей математики. т. 1. М., Гостехиздат, 1953.
257. Мартяшин А. И., Шляндин В. М. Преобразователь амплитуды синусоидальных напряжений в постоянное напряжение. Авт. свидетельство № 281636. — БИ, 1970, № 29.

258. **Мартяшин А. И., Чапчиков Ю. К., Шляндин В. М.** Быстродействующий преобразователь амплитудного значения синусоидального напряжения в квазипостоянное. — «Приборы и системы управления», 1973, № 10.
259. **Aiken C. B.** Theory of diode voltmeter. — «Proc. IRE», 1938, July.
260. **Михацкий Ю. В.** К расчету погрешностей импульсных диодных вольтметров. — «Изв. вузов СССР. Радиотехника», 1959, № 3.
261. **Рудницкий В. Б., Савенко В. Г.** Расчет диодного преобразователя электронного вольтметра. — «Изв. вузов СССР. Приборостроение», 1971, № 11.
262. **Метлин А. А.** Амплитудный вольтметр. Авт. свидетельство № 77723. — БИ. 1950, № 1.
263. **Курячев В. П.** Устройство для измерения амплитуды напряжений. Авт. свидетельство № 75688. — БИ, 1949, № 7.
264. **Keitlev R.** Патент США № 2521522, заявл. 19.03.47, опубл. 5.09.50.
265. **Gledhill B.** Voltage multipliers. — «Electronic Engineering», 1972, April, p. 20.
266. **Roberts N. H.** The diode as half-wave and voltage-doubling rectifier. — «Wireless Engineer», 1936, v. 12, № 154—155.
267. **Weidelich D. L., Gleason C. H.** The full-wave voltage-doubling rectifier circuit. — «Proc. IRE», 1941, v. 29, № 10.
268. **Щелкунов К. Н.** Выпрямление электрических токов с удвоением напряжения. Канд. дис. ЛИТМО, 1955.
269. **Бабкин В. А.** Устройство утроения напряжения. Авт. свидетельство № 408436. — БИ, 1973, № 47.
270. **Акай Мацу Каси.** Линейное детектирование. Патент Японии № 36—5827, заявл. 23.02.61, опубл. 19.11.63.
271. **Houston W.** Патент Англии № 1167080, заявл. 7.08.68, опубл. 15.10.69.
272. **Позняк С. С.** О линеаризации амплитудного детектора с помощью нелинейных корректирующих устройств. — «Изв. вузов СССР. Приборостроение», 1969, № 7.
273. **Colwell J. M., Febvre P. F.** Патент США № 3543057, заявл. 6.08.67, опубл. 24.11.70.
274. **Bresee W. H.** Патент США № 2511562, заявл. 25.03.47, опубл. 13.06.50.
275. **Ковтун Г. И.** Устройство для измерения амплитуды импульсов тока и напряжения в широком диапазоне частот и длительностей. Авт. свидетельство № 175563. — БИ, 1965, № 20.

276. **Гуревич М. Л.** Компенсационный измеритель амплитуды импульсов. Авт. свидетельство № 295090. — БИ, 1971, № 7.
277. **Гуревич М. Л.** Устройство для преобразования амплитуды наносекундных импульсов. Авт. свидетельство № 254562. — БИ, 1969, № 32.
278. **Blankenburg K. H., Schermer J.** Das neue UVM — ein breitbandiges Mikrovoltmeter mit Effektivwertgleichrichtung. — «Neues von Rohde und Schwarz», 1970, Bd. 45, Okt. — Nov.
279. **Лейхтер Л. Е.** Способ измерения амплитуды импульсов. Авт. свидетельство № 103742. — БИ, 1956, № 7.
280. **Козлов В. А., Черкашин А. Ю.** Методы построения амплитудных преобразователей знакопеременного сигнала в постоянный. — «Приборы и средства автоматизации», 1966, вып. 9.
281. **Car Branko.** Ein schneller Wechsel Gleichspannungs — Umsetzer für die Regeltechnik. — «Electronik», 1970, Nr. 12, S. 427—428.
282. **Куликов С. В.** Измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 368550. — БИ, 1973, № 9.
283. **Нерребенко К. А.** Пиковый вольтметр Авт. свидетельство № 120262. — БИ, 1959, № 11.
284. **Мори, Пэрри.** Схема для запоминания пиковых значений напряжения низкого уровня. — ТИИЭР, 1963, т. 51, № 6.
285. **Williams M. F.** Патент США № 3127565, заявл. 21.02.61, опубл. 31.03.64.
286. **Squillaro J. C. et al.** Патент США № 3145345, заявл. 28.08.62, опубл. 18.08.64.
287. **Morey K. H., Perry K. E.** Патент США № 3259760, заявл. 7.11.63, опубл. 5.07.66.
288. **Bailey S. J.** V-applying linear IC's to analog controls. — «Control Engineering», 1967, v. 14, № 3, p. 81—85.
289. **Wheeler E. E.** Precision peak-reading circuit. — «Electronic Engineering», 1967, v. 39, № 476, p. 648—649.
290. **Dillon W. C.** An «Operational» peak detector captures very narrow pulses. — «Electronic Design», 1967, v. 15, № 22, p. 138, 140.
291. **Smith E. H. Jr.** Peak detector provides both the amplitude and a peak-event timing pulse. — «Electronic Design», 1974, v. 22, № 23, p. 140. «Экспресс-информация. Сер. ПЭАВТ», 1975, № 17, реф. 112.

292. **Нетребенко К. А.** Компенсационные схемы амплитудных вольтметров и указателей экстремума. М., «Энергия», 1967.
293. **Нетребенко К. А., Константинов С. В.** Преобразователь амплитуды периодического сигнала в напряжения. Авт. свидетельство № 211153. — БИ, 1968, № 7.
294. **Константинов С. В.** Автоматические измерительные компенсаторы с емкостной памятью. Автореферат канд. дис. Киев. политехн. ин-т. 1971.
295. **Reeves G. L., Reed D. M.** Патент США № 3413491, заявл. 21.09.64, опублик. 26.11.68.
296. **Винетзер.** Повышение точности пикового детектора при помощи операционного усилителя. — «Электроника», 1969, т. 42, № 6.
297. **Волгин Л. И.** Применение операционных усилителей в контрольно-измерительной технике. — В кн.: Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации, вып. 14, М., «Энергия», 1970.
298. **Naylor J. R.** Digital and analog signal applications of operational amplifiers. — «IEEE Spectrum», 1971, № 6, p. 38—46.
299. **Nelson-Jones L. An I. C. peak programme meter.** — «Wireless World», 1972, № 1445, p. 515—518.
300. **Ляпин Г. Л., Еременко Н. Н., Дмитриовская А. А.** Двухдиапазонный амплитудный детектор. Авт. свидетельство № 325677, — БИ, 1972, № 3.
301. **Грем Д., Тоби Д., Хьюлсман Л.** Проектирование и применение операционных усилителей. Пер. с англ. М., «Мир», 1974.
302. **Макдональд, Пинкертон.** Измерение амплитуды коротких импульсов при помощи двухкаскадного пикового детектора. — «Электроника», 1969, т. 42, № 23.
303. **Агеев Д. В.** Устройство для измерения амплитудного значения напряжения импульсной формы. Авт. свидетельство № 74845. — БИ, 1949, № 8.
304. **Реутов В. Б.** Преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 256065. — БИ, 1969, № 34.
305. **Патент** Англии № 1274166, заявл. 19.04.71, опублик. 17.05.72.
306. **Anderson T. C.** Measuring Low-Level RF voltage with servo feedback techniques. — «Electronics», 1961, № 28, p. 63—65.
307. **Kovalevski N. N.** Патент США № 3142799, заявл. 21.09.60, опублик. 28.07.64.

308. **Norgaard D. E.** Патент США № 3229207, заявл. 21.08.61, опубл. 11.01.66.
309. **Волгин Л. И., Кланберг В. В.** Способ преобразования переменного напряжения в постоянное с применением широкополосного преобразователя. Авт. свидетельство № 157731. — БИ, 1963, № 19.
310. **Ребане Р. — В. П., Кланберг В. В., Мааринг У. К.** Широкополосный преобразователь переменного напряжения в постоянное. Авт. свидетельство № 407240. — БИ, 1973, № 46.
311. **Гапченко Л. М., Туз Ю. М., Серпилин К. Л.** Линейный автокомпараторный одноканальный преобразователь переменного напряжения в постоянное к цифровым вольтметрам. — «Вестник КПИ. Автоматика и электроприборостроение», 1968, вып. 5.
312. **Демченко К. М.** Амплитудный демодулятор. Авт. свидетельство № 389609. — БИ, 1973, № 29.
313. **Тамм У. П., Харченко Р. Р.** Детектирующее устройство. Авт. свидетельство № 232333. — БИ, 1969, № 1.
314. **Губарь В. И.** Улучшение характеристик преобразователей амплитудных значений. — В кн.: Структурные методы повышения точности и чувствительности измерительных преобразователей. Киев, общ-во «Знание», УССР, 1975.
315. **Гуревич М. Л.** Автокомпенсационный двухканальный измеритель амплитуды повторяющихся наносекундных импульсов. Авт. свидетельство № 286067. — БИ, 1969, № 34.
316. **Creveling C. J., Mautner L.** An automatic-slideback peak voltmeter for measuring pulses. — «Proc. IRE», 1947, v. 35, № 2, p. 208—211.
317. **Кейзо, Фейзио.** Тестер источников питания, обладающий повышенной точностью измерения шумов. — «Электроника», 1971. т. 44, № 5.
318. **Wise F. H., Brian D. R.** A new equipment for the measurement of video noise. — «Radio Electronic Engineer», 1971, v. 41, № 5, p. 206—212.
319. **Egawa M., Tokano T.** Патент США № 3654561, заявл. 10.03.70, опубл. 4.04.72.
320. **Сукацкас В. А.** Двухполупериодный пиковый детектор. «Приборы и техника эксперимента», 1974, № 4.
321. **MacKenzie R. P.** Novel design peak voltmeter. — «Electronics», 1960, v. 33, № 25, p. 57.

322. **Озеров В. В., Винаускас Г. М.** К вопросу выбора схемы сравнения полупроводникового преобразователя амплитуды импульсов.—«Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1967, вып. 7.
323. **Бружукас В.А., Стрельчунас Р.-Р. Р.** Построение преобразователей амплитуды видеоимпульсного напряжения.— В кн.: Радиоэлектроника, т. 8, Труды НТК. Каунас. политехн. ин-т, 1972.
324. **Hekimian N. G.** Патент США № 3694748, заявл. 19.07.71, опубл. 26.09.72.
325. **Голуб В. С., Гурлев А. С., Брюнчугин В. Е.** Вольтметр (индикатор) пиковых значений. Авт. свидетельство № 205945.— БИ, 1967, № 24.
326. **Day C. C.** Патент США № 3611164, заявл. 23.12.69, опубл. 5.10.71.
327. **Грэм.** Анализ схем амплитудных детекторов на операционных усилителях.— «Электроника», 1974, т. 47, № 23.
328. **Nestorovic M. R.** Патент США № 3783379, заявл. 8.03.71, опубл. 1.01.74.
329. **Месяцев П. П.** Устройство для получения постоянного напряжения, пропорционального амплитуде импульсного напряжения. Авт. свидетельство № 71220.— БИ, 1948, № 4.
330. **Пономарчук В. О.** Амплитудно-импульсный демодулятор. Авт. свидетельство № 196115.— БИ, 1967, № 11.
331. **Figura Z.** Патент ЧССР № 127290, заявл. 28.10.66, опубл. 15.04.68.
332. **Peters J., Cliff M. A., Jr.** Патент США № 3469111, заявл. 29.04.66, опубл. 23.09.69.
333. **Казаков С. М., Сумительнов В. Н.** Амплитудный демодулятор. Авт. свидетельство № 344556.— БИ, 1972, № 21.
334. **Зубов В.Г., Мычуда З. Р.** Пиковый детектор с автоматическим сбросом.— «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 4.
335. **Эбель И. И., Акопов А. А.** Устройство для регистрации амплитудных значений импульсных сигналов. Авт. свидетельство № 325713.— БИ, 1972, № 3.
336. **Волков В. А.** Устройство для детектирования амплитудно-модулированных сигналов. Авт. свидетельство № 365794.— БИ, 1973, № 6.
337. **Хики Харуо.** Патент Японии № 48—11503, заявл. 2.09.69, опубл. 13.09.73.
338. **Живинский В. Н.** Схемы запоминания напряжений и блоки запаздывания. М., Госэнергиздат, 1963.

339. Патент Франции № 2211655, заявл. 26.12.73, опублик. 23.08.74.
340. Falk С. Патент США № 3238383, заявл. 31.05.63, опублик. 1.03.66.
341. Vogel О. Патент ФРГ № 1277430, заявл. 18.08.62, опублик. 24.04.69.
342. Slawson R. E. Патент США № 3497720, заявл. 20.10.65, опублик. 24.02.70.
343. Стрельчионас Р.-Р. Р., Эйдукас Д. Ю. К анализу времени преобразования автокомпенсационных измерительных преобразователей импульсного напряжения.— В кн.: Радиоизмерения. Т. 4. Материалы V НТК, Каунас—Вильнюс, 1973.
344. Пашковский Г. Ю. Автокомпенсационный преобразователь параметров электрических сигналов. Авт. свидетельство № 259497.— БИ, 1970, № 2.
345. Тарвид П. П., Шаронов А. П., Синчук В. И. Устройство для измерения импульсных напряжений. Авт. свидетельство № 308373.— БИ, 1971, № 21.
346. Грохольский А. Л. Измерители добротности — куметры. Новосибирск, «Наука», 1966.
247. Волгин Л. И., Марков Э. А., Роосе Э. Ф. Транзисторный вольтамперометр с автономным питанием ВК7-13.— «Обмен опытом в радиопромышленности», 1969, вып. 2.
348. Гуревич М. Л., Толстов Б. С., Пестов Е. С., Уланова Н. И. Универсальный измеритель-преобразователь напряжения И4-5. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия РИТ», 1974, вып. 2.
349. Радиоизмерительные приборы. Каталог-проспект. М., НИИЭИР, 1976.

Содержание

Введение	3
1. Основные определения и понятия.	
Методы совершенствования преобразователей .	5
1.1. Основные параметры	7
1.2. О линейности функции преобразования	9
1.3. Некоторые вопросы синтеза и уменьшения погрешности статизма ИПН с замкнутой структурной схемой	11
2. Преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднев्यпрямленного значения	27
2.1. Пассивные преобразователи средневыпрямленных значений	28
2.2. Активные преобразователи средневыпрямленных значений	46
2.3. Методы построения формирователей модуля переменных сигналов	76
2.4. Способы выделения постоянной составляющей выпрямленного напряжения	84
2.5. Погрешности преобразователей средневыпрямленных значений	94
2.6. Некоторые применения ПСЗ	102
3. Преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения	103
3.1. Преобразователи среднеквадратических значений с квадратичной функцией преобразования	104
3.2. Преобразователи среднеквадратических значений с линейной функцией преобразования	116
3.3. Некоторые применения преобразователей среднеквадратических значений	167
	239

4. Преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню амплитудного значения	168
4.1. Пассивные преобразователи амплитудных значений	174
4.2. Активные преобразователи амплитудных значений	189
4.3. Другие разновидности преобразователей амплитудных значений	202
4.4. Некоторые применения преобразователей амплитудных значений	214
Список литературы	216

ИБ 244

ЛЕОНИД ИВАНОВИЧ ВОЛГИН

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ**

Редактор Э. М. Горелик

Художественный редактор А. Н. Алтунин

Обложка художника Б. К. Шаповалова

Технический редактор З. Н. Ратникова

Корректор Н. Н. Лоскутова

Сдано в набор 6/IV 1977 г. Подписано в печать 4/VII 1977 г.

Т-13503 Формат 70×100/32 Бумага типографская № 2

Объем 9,75 усл. п. л., 10,15 уч.-изд. л.

Тираж 14 200 экз. Зак. 126 Цена 70 коп.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома»
при Государственном Комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

