

УДК 621.314.6 : 621.317.72

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ОРГАН ДЛЯ СИСТЕМ СТАБИЛИЗАЦИИ ДЕЙСТВУЮЩЕГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

А. В. ЛЕНЬШИН, Э. Г. ЕМЕЛЬЯНОВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

В статье приведен алгоритм кусочно-линейной аппроксимации квадратичной вольт-амперной характеристики измерительного преобразователя, обеспечивающий минимальную методическую погрешность при квазисинусоидальной форме преобразуемого напряжения. Получены выражения для относительного коэффициента передачи двух вариантов схем измерительного органа квазидействующего значения напряжения.

Приведена схема температурной компенсации дрейфа нуля измерительного органа, позволяющая снизить дрейф до уровня ниже 10^{-4} . Показано, что для снижения уровня переменной составляющей сигнала на выходе преобразователя эффективно использование пассивного режекторного фильтра, настроенного на частоту второй гармоники стабилизируемого напряжения.

Иллюстраций 6, библиографий 6.

Прецизионные источники переменного напряжения находят все более широкое применение в различных областях народного хозяйства, в связи с чем непрерывно растут требования к их метрологическим и эксплуатационным характеристикам.

К числу основных проблем, которые приходится решать при проектировании таких источников, относится обеспечение заданной стабильности действующего значения выходного напряжения в широком диапазоне окружающих температур и при непрерывной работе в течение сотен и даже тысяч часов.

В первом приближении проблема сводится к разработке высокоточного измерительного преобразователя действующего значения напряжения (ИПДЗН), обладающего высокой температурной и временной стабильностью. К наиболее точным ИПДЗН относятся термоэлектрические и фотоэлектрические [1, 2], обладающие, однако, низкой временной и температурной стабильностью. Использование метода автоматического замещения для устранения названных недостатков термо- и фотоэлектрических ИПДЗН приводит к существенному усложнению схемы ИПДЗН и в значительной мере снижает их быстродействие. В связи с этим представляют интерес измерительные преобразователи квазидействующего значения напряжения со скользящим смещением, построенные по принципу кусочно-линейной аппроксимации квадратичной вольт-амперной характеристики [3, 4, 5].

Достоинствами таких измерительных преобразователей (ИП) являются их простота, относительно высокая стабильность коэффициента передачи, широкополосность. Основными недостатками — низкий коэффициент передачи, наличие методической погрешности, обусловленной

неточностью аппроксимации квадратичной вольт-амперной характеристики, причем стремление снизить методическую погрешность ведет к уменьшению коэффициента передачи.

При заданной сложности преобразователя методическая погрешность для разных способов аппроксимации получается различной и, кроме того, зависит не только от коэффициента гармоник, но и от формы преобразуемого сигнала. Поэтому важное значение при проектировании подобных ИП имеет выбор способа аппроксимации. Проведенные исследования позволили установить, что наименьшая методическая погрешность при преобразовании квазисинусоидальных напряжений с $K_r \ll 0,1$ обеспечивается, если аппроксимация выполнена по способу наименьших квадратов, т. е., когда аппроксимирующая функция (рис. 1)

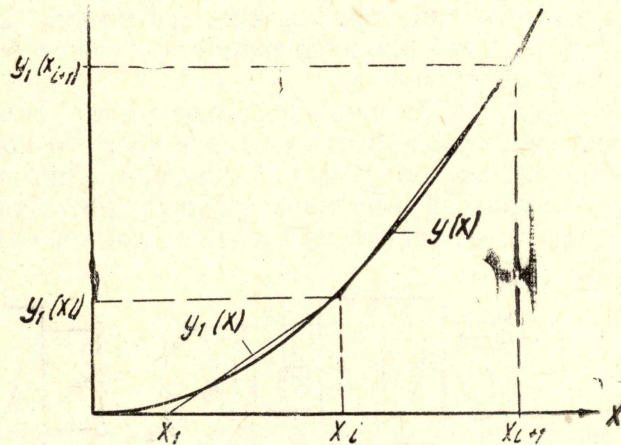


Рис. 1

$$y_1(x) = y_1(x_i) + \frac{y_1(x_{i+1}) - y_1(x_i)}{x_{i+1} - x_i} (x - x_i)$$

и парабола $y = x^2$ пересекаются так, что интеграл

$$S = \int_{x_i}^{x_{i+1}} \left[x^2 - y_1(x_i) - \frac{y_1(x_{i+1}) - y_1(x_i)}{x_{i+1} - x_i} (x - x_i) \right]^2 dx$$

имеет минимальное значение. Алгоритм аппроксимации выполняется при следующих условиях:

— диапазон аппроксимации $[0, x_{\max}]$ делится на равные интервалы

$$\Delta x = x_{i+1} - x_i = \text{const};$$

— максимальные отрицательные абсолютные погрешности аппроксимации в точках x_i, x_{i+1} равны и определяются выражением

$$\Delta^- = \frac{1}{6} (x_{i+1} - x_i)^2;$$

— максимальная положительная абсолютная погрешность аппроксимации в точке, лежащей внутри интервала $[x_i, x_{i+1}]$, равна

$$\Delta^+ = \frac{1}{12} (x_{i+1} - x_i)^2;$$

— абсцисса первой точки излома аппроксимирующей функции $y_1(x)$ равна

$$x_1 = \frac{13}{18} \cdot \Delta x.$$

Благодаря тому, что участки с положительным отклонением аппроксимирующей функции от параболы длиннее участков с отрица-

тельным отклонением, а $\Delta^+ < \Delta^-$, при данном способе аппроксимации обеспечивается достаточно хорошая взаимная компенсация погрешностей. Расчет методической погрешности ИП с кусочно-линейной аппроксимацией по способу наименьших квадратов при квазисинусоидальном входном сигнале показывает, что последний обладает положительной систематической погрешностью. Однако если абсциссу x_1 первой точки излома вольт-амперной характеристики определить из условия отсутствия методической погрешности на синусоидальном сигнале, то при преобразовании сигналов квазисинусоидальной формы с $K_r \ll 0,1$ реальная погрешность может быть обеспечена на уровне сотых долей процента.

Как уже отмечалось, стремление снизить методическую погрешность ИП приводит к уменьшению его коэффициента передачи. Покажем, что имеется путь, позволяющий в некоторой мере преодолеть отмеченное противоречие. Рассмотрим ИП, схема которого приведена на рис. 2. Выходное напряжение данного ИП равно

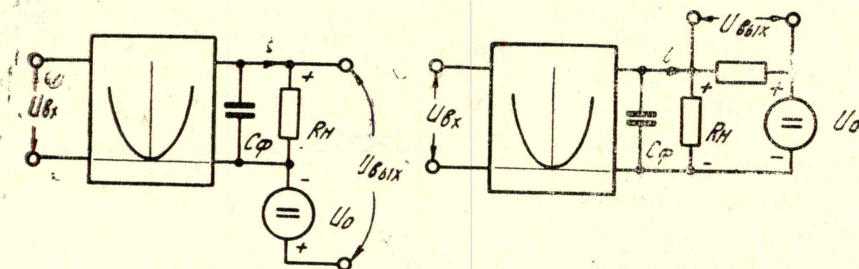


Рис. 2

$$U_{\text{вых}} = iR_{\text{н}} - U_0 - \Delta U_0,$$

где $i = \frac{SU^2}{U_{\text{ип}}}$ — ток в нагрузке ИП;

$U_{\text{ип}}$ — напряжение на выходе ИП;

S — константа, определяемая схемой ИП;

U_0 — напряжение опорного источника, соответствующее уравновешенному состоянию схеме сравнения;

ΔU_0 — напряжение небаланса схемы сравнения, необходимое для смещения в рабочую точку множительного устройства;

U — действующее значение входного напряжения.

Так как $iR_{\text{н}} = U_{\text{ип}}$, то $U_{\text{ип}} = U\sqrt{SR_{\text{н}}}$. Тогда имеем

$$U_{\text{вых}} = U\sqrt{SR_{\text{н}}} - U_0 - \Delta U_0. \quad (1)$$

Относительный коэффициент передачи ИП определится как

$$G_1 = \frac{dU_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}} = U\sqrt{SR_{\text{н}}}/\Delta U_0.$$

При номинальном входном напряжении U выходное напряжение ИП $U_{\text{ип}} \cong U_0$ (соотношение справедливо при $U_0 \gg \Delta U_0$, что всегда имеет место), поэтому

$$SR_{\text{н}} \frac{U^2}{U_{\text{ип}}^2} = U_0,$$

откуда

$$SR_{\text{н}} = \frac{U_{\text{ип}}^2}{U^2}.$$

С учетом последнего соотношения выражение для относительного коэффициента передачи можно записать в виде

$$G_1 = U_{\text{ип}}/\Delta U_0. \quad (2)$$

Для ИП, построенного по схеме рис. 3, аналогично получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{SR'_n U^2}{U_{\text{ип}}} - U_{01} - U_{02} + \Delta U_0, \quad (3)$$

где

$$U_0 = -\frac{U_{01}}{2} + \sqrt{\left(\frac{U_{01}}{2}\right)^2 + SR'_n U^2},$$

$$SR'_n = \frac{(U_{01} + U_{02}) U_{\text{ип}}}{U^2}.$$

Относительный коэффициент передачи ИП схемы рис. 3 найдем как

$$G_2 = 2 \frac{U_{01}}{\Delta U_0} + 2 \frac{U_{\text{ип}}}{\Delta U_0} - \frac{2(U_{01}/\Delta U_0 + 2U_{\text{ип}}/\Delta U_0 + U_{\text{ип}}^2/\Delta U_0 \cdot U_{01})}{\sqrt{1 + 4U_{\text{ип}}/U_{01} + 4U_{\text{ип}}^2/U_{01}^2}}. \quad (4)$$

Обозначив $\frac{U_0}{U_{\text{ип}}} = m$ и учтя, что $U_{01} = U_0 - U_{\text{ип}}$, а также (2), выражение (4) можно привести к виду

$$G_2 = \frac{2G_1}{1 + 1/m}. \quad (5)$$

Из (5) видно, что при $m \gg 1$

$$G_2 \cong 2G_1, \quad (6)$$

т. е. при соответствующем выборе m ИП по схеме рис. 3 обеспечивает вдвое бóльший относительный коэффициент передачи по сравнению с ИП схемы рис. 2. Недостатком ИП схемы рис. 3 является наличие

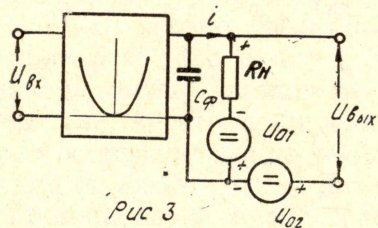


Рис. 3

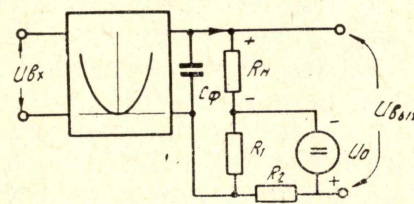


Рис. 4

двух источников опорного напряжения. Недостаток этот, однако, легко устраним (рис. 4). Можно показать, что для ИП схемы рис. 4 относительный коэффициент передачи равен

$$G_3 = \frac{2G_1(n-1)}{n\left(\frac{1}{m} + 1\right) - \frac{2}{m}}, \quad (7)$$

где $n = \frac{R_n + R_1}{R_2}$.

Реально $n \gg 1$ и выражение (7) приводится к (5).

Следует отметить, что в результате увеличения относительного коэффициента передачи ИП в ряде случаев появляется возможность снизить входное напряжение, а следовательно, и потребляемую мощность, но что особенно важно, более эффективно использовать нели-

нейность вольт-амперной характеристики диодов ИП для уменьшения погрешности аппроксимации и в итоге методической погрешности ИП.

Как отмечалось в начале статьи, весьма важно обеспечить временную и температурную стабильность параметров ИП. Применение отечественных прецизионных резисторов и полупроводниковых диодов позволяет обеспечить требуемую стабильность коэффициента передачи. Несколько хуже дело обстоит с дрейфом нуля. Благодаря тому, что ИП, используемый как измерительный орган в системе стабилизации, работает в окрестностях фиксированного уровня входного напряжения, имеется возможность применить цепь термокомпенсации для уменьшения температурного дрейфа. Так как основным источником дрейфа нуля является изменение падения напряжения на диодах выпрямителя (Д1, Д2) и диодах коммутирующих (Д3, Д4), термокомпенсация может быть обеспечена с помощью двух полупроводниковых диодов (диоды Д5 и Д6 на схеме рис. 5), включенных в цепь источника опорного напряжения. Термокомпенсация тем эффективнее, чем большая корреляция обеспечена между характеристиками диодов (достигается примене-

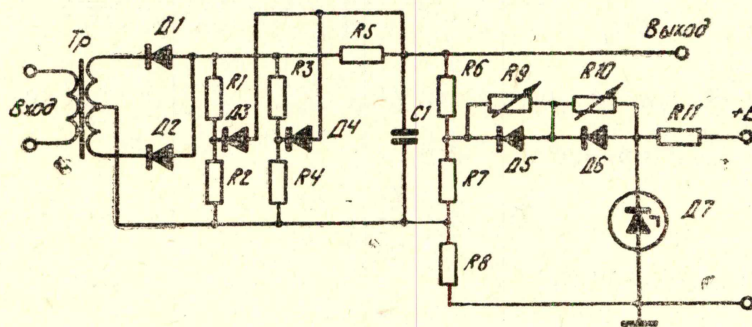


Рис. 5

нием диодных сборок). Так как диоды выпрямителя и диоды коммутирующие работают в существенно различных режимах по току, целесообразно для лучшей термокомпенсации приблизить режим по току диода Д5, например, к режиму диодов Д1, Д2, а диода Д6 — к режиму диода Д3. Установку режимов диодов Д5, Д6 целесообразно производить регулировкой резисторов R9 и R10, однако на практике неплохие результаты получены при регулировке режимов одним резистором, шунтирующим оба диода Д5 и Д6. Относительный, приведенный ко входу ИП, дрейф нуля преобразователя по схеме рис. 5 при использовании резисторов С2-13А и диодных сборок Б94Б в диапазоне от 0 до +60°С не превысил $\pm 10^{-4}$.

Существенным параметром ИП, используемого в прецизионном источнике переменного напряжения, является уровень и состав переменной составляющей выходного сигнала. Воздействуя на регулирующий элемент системы стабилизации источника одновременно с полезным сигналом, переменная составляющая может вызвать паразитную амплитудную модуляцию, быть причиной появления комбинационных составляющих, снижающих стабильность выходного напряжения источника, или привести к значительному увеличению уровня высших гармоник (в первую очередь третьей) в выходном напряжении источника. И в большинстве случаев в выходном сигнале ИП наиболее опасна переменная составляющая с частотой второй гармоники выходного напряжения источника.

Можно показать, что при гармоническом входном сигнале частоты ω_r на выходе ИП присутствует, кроме постоянной составляющей — полезного сигнала, уровень которой определяется (1) или (3), — и пере-

менная составляющая с амплитудой $\frac{U_m}{2k_\phi}$ и частотой $2\omega_r$, т. е. именно

нежелательная вторая гармоника. Коэффициент фильтрации переменной составляющей k_ϕ однозначно определяется допустимым уровнем третьей гармоники в выходном напряжении источника [2]. Обеспечить требуемый k_ϕ только путем увеличения постоянной времени τ_p разрядной цепи ИП практически невозможно, так как для заданной частоты ω_r существует критическое значение $\tau_{pкр}$, при превышении которого ИП начинает работать в квазипиковом режиме. Кроме того, с увеличением τ_p растет инерционность системы стабилизации выходного напряжения источника. Повышение k_ϕ за счет включения дополнительных фильтрующих звеньев приводит к повышению порядка системы стабилизации, что резко влияет на устойчивость и практически реализуемое петлевое усиление в системе.

Известно, однако, что значительное петлевое усиление в системе авторегулирования, порядок которой выше второго, можно реализовать лишь при большом взаимном разnose постоянных времени инерционных звеньев. Этот момент использован в ИП, схема которого приведена на рис. 6. Здесь требуемый коэффициент фильтрации второй гармоники k_ϕ

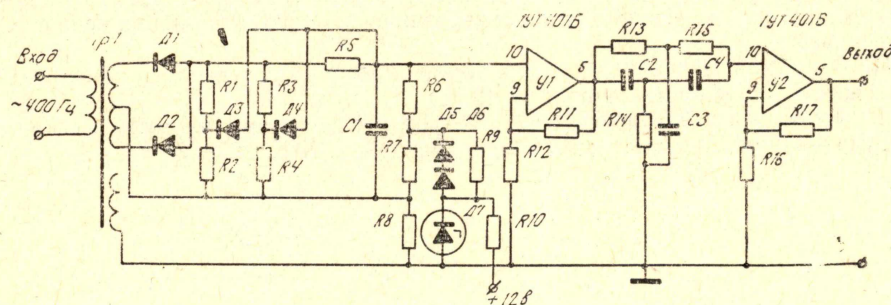


Рис. 6

при обеспечении значительного разноса постоянных времени инерционных звеньев достигнут благодаря применению пассивного режекторного фильтра, настроенного на частоту $2\omega_r$ в качестве дополнительного фильтрующего звена. Действительно, для схемы рис. 6 имеем

$$k_\phi = \frac{\sqrt{(1 + \omega^2 \tau_p^2) \cdot [1 + q^2 (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2]}}{q (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}, \quad (8)$$

где τ_p — постоянная времени разрядной цепи ИП;
 q — добротность режекторного фильтра;
 ω_0 — частота режекции фильтра;
 ω — текущая частота.

Из (8) видно, что на частоте $\omega = \omega_0 = 2\omega_r$ имеем $k_\phi = \infty$, т. е. теоретически можно получить полное подавление наиболее опасной составляющей частоты $2\omega_r$ на выходе ИП. Практически же всегда можно обеспечить $k_\phi \geq 10^4$, причем 10^3 — за счет режекторного фильтра.

Передаточная функция ИП схемы рис. 6 имеет вид

$$T(p) = \frac{G}{(1 + p\tau_p) \cdot (1 + p\tau_0)},$$

т. е. для огибающей сигнала такая комбинация фильтров эквивалентна последовательному соединению двух интегрирующих звеньев с постоянными времени τ_p и τ_0 , причем $\tau_0 = \frac{2q}{\omega_0}$ [6]. Например, при $f_r = 400$ гц

целесообразно использовать ИП с $\tau_p \geq 0,01$ сек, при этом постоянная времени режекторного фильтра с добротностью $q = 0,25$ составит $\tau_0 = \frac{2q}{2\omega_r} = 10^{-4}$ сек, т. е. обеспечивается разнос постоянных времени

не менее чем в 100 раз. В этом случае реализуемое в системе стабилизации петлевое усиление практически определяется соотношением между постоянной времени разрядной цепи τ_p и постоянной времени регулятора $\tau_{рег}$.

ИП по схеме рис. 6 был изготовлен и прошел испытания. В настоящее время аналогичные ИП применяются в ряде новых разработок, выполняемых на кафедре радиотехники ТПИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Т. Б. Рождественская. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. М., Изд-во стандартов, 1964.
2. М. С. Ройтман. Принципы построения, вопросы теории и практики прецизионных источников переменного напряжения. Докторская диссертация, Томск, 1971.
3. С. G. Wahgman. A true RMS instrument. Brüel ja Kjar Technical Review, 1958, № 3.
4. У. П. Тамм, Р. Р. Харченко. Оценка погрешности детектора действующих значений со скользящим смещением от формы кривой измеряемого напряжения. «Автометрия», 1969, № 4.
5. Л. И. Волгин. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. М., «Советское радио», 1971.
6. Ю. Г. Кочинев. Избирательный RC-усилитель низкой частоты как элемент системы регулирования «Автоматика и телемеханика», т. XIX, 1958, № 4.