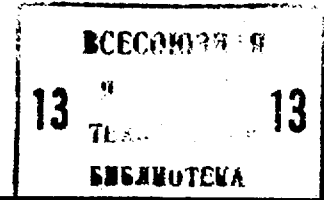




ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР
ПО ДЕЛАМ ИЗОБРЕТЕНИЙ И ОТКРЫТИЙ

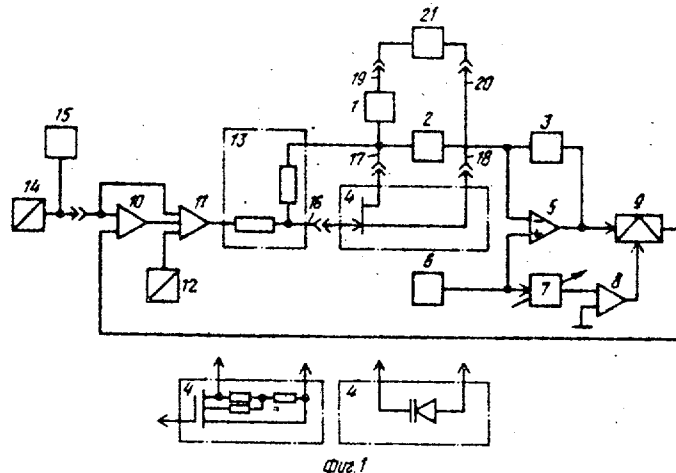
ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ

К АВТОРСКОМУ СВИДЕТЕЛЬСТВУ



- (21) 3807951/24-21
- (22) 02.11.84
- (46) 07.07.86. Бюл. № 25
- (71) Минский радиотехнический институт
- (72) В. Л. Свирид
- (53) 621.382.3(088.8)
- (56) Авторское свидетельство СССР № 560192, кл. G 01 R 31/26, 1973. . .
Авторское свидетельство СССР № 744388, кл. G 01 R 31/26, 1978.
- (54) УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
- (57) Изобретение относится к устройствам для коррекции характеристик управления полевых транзисторов, варикапов и других нелинейных элементов (НЭ) с повышенной нелинейностью и температурной стабильностью в широком динамическом диапазоне коррекции и может быть использовано в качестве образцовых, управляемых электронным путем проводимостей при автоматизации измерений и других технологических

процессов. Цель изобретения - повышение точности линеаризации и термостабильности характеристик управления НЭ и расширение диапазона их коррекции обеспечивается введением в устройство высокоэффективной отрицательной обратной связи на вспомогательной частоте, отличной от рабочих частот НЭ. При этом в устройство введены фильтрующие системы 1, 2 и 3, генератор 6 переменного напряжения, управляемый фазовращатель 7, компаратор 8, синхронный демодулятор 9, сравнивающий блок 10, суммирующий блок 11 с источником 12. Устройство также содержит корректируемые нелинейные элементы 4, операционный усилитель 5, согласующий блок 13, источник 14 управляющего напряжения, измерительный прибор 15, клеммы 16-20. В описании изобретения приводится теоретическое обоснование и математические расчеты, положенные в основу изобретения. 7 ил.



(19) **SU** (11) **1242862 A 1**

Изобретение относится к измерительной технике, предназначено для коррекции характеристик управления полевых транзисторов, варикапов и других нелинейных элементов с повышенной линейностью и температурной стабильностью в широком динамическом диапазоне коррекции, и может быть использовано в качестве образцовых управляемых электронным путем проводимостей (активных или реактивных) при автоматизации измерений и других технологических процессов, а также при аттестации средств измерений параметров различных линейных и нелинейных электрических цепей и элементов.

Цель изобретения состоит в повышении точности линеаризации и термостабилизации характеристик управления нелинейных элементов с одновременным расширением диапазона их коррекции за счет введения в устройство высокоэффективной отрицательной обратной связи на вспомогательной частоте, отличной от рабочих частот нелинейных элементов.

Теоретические основы сущности изобретения состоят в следующем.

Переходные характеристики в функции управляющего воздействия нелинейных элементов в общем виде могут быть аппроксимированы степенным полиномом:

$$P(\psi) = P_{\text{макс}} \left(1 + \frac{\psi}{\psi_0}\right)^\alpha, \quad (1)$$

где $P(\psi)$ — функция, под обозначением P которой понимают всевозможные физические параметры (ток, проводимость, емкость, индуктивность и т.д.), а под аргументом ψ — напряжения, пропорциональные воздействующим факторам (ток, напряжение, температура и т.д.), вызывающие изменения физических параметров в исследуемой точке;

$P_{\text{макс}}$ — максимальное значение функции, соответствующее определенному значению аргумента, например $\psi = 0$;

ψ_0 — пороговое напряжение, характеризующее экстремальные значения исследуемых функций 0 или ∞ , например, для полевых транзисторов, это напряжение соответствует напряжению отсечки $U_{\text{з.и.отс}}$, при котором канал

лишается проводимости $P(U_{\text{з.и.отс}}) = 0$, а для варикапов — контактной разности потенциалов φ_k , при компенсации внешним напряжением ($U = -\varphi_k$), которой барьерная емкость условно устремляется в бесконечность;

α — степень аппроксимирующего полинома, отличие которой от единицы является мерой нелинейности исследуемых характеристик, в общем случае она может быть величиной как больше, так и меньше нуля, например, для некоторых типов полевых транзисторов $\alpha = 0,5-2,2$, а для варикапов $\alpha = -(0,3-0,5)$.

Для отмеченных типов нелинейных элементов существует жесткая связь между знаками \pm , стоящими перед параметрами ψ и α , а именно, знак $+$ в скобках соотношения (1) соответствует характеристикам варикапов, а знак $-$ соответствует полевым транзисторам.

Представим соотношение (1) в виде

$$P(\psi) = K(\psi)\psi, \quad (2)$$

где $K(\psi)$ — некоторая функция, нелинейно зависящая от управляющего воздействия ψ и принимающая конечные значения

$$K(\psi) = \frac{P_{\text{макс}}}{\psi} \left(1 + \frac{\psi}{\psi_0}\right)^\alpha \quad (3)$$

Преобразуем исследуемую нелинейную зависимость (1) в напряжение с помощью линейного преобразователя физических параметров, выходное напряжение которого можно записать следующим образом:

$$\psi_n = K_0 P(\psi), \quad (4)$$

где K_0 — коэффициент преобразования физического параметра P в напряжение, принимающий конечное постоянное значение.

Пусть в процессе работы устройства выполняется условие

$$(\psi_y - \psi_n) K_c = \psi, \quad (5)$$

где \mathcal{U}_y — управляющее напряжение, действующее на входе устройства коррекции характеристик;

K_c — коэффициент передачи сравнивающего блока устройства.

Решая совместно уравнения (2), (4) и (5), получаем

$$P(\mathcal{V}) = K(\mathcal{V}) [\mathcal{U}_y - K_0 P(\mathcal{V})] K_c. \quad (10)$$

Отсюда

$$P(\mathcal{V}) = \frac{K(\mathcal{V}) K_c}{1 + K_0 K(\mathcal{V}) K_c} \cdot \mathcal{U}_y \quad (6)$$

Пренебрегая единицей в знаменателе соотношения (6) по сравнению с произведением коэффициентов $K_0 K(\mathcal{V}) K_c$, получаем линейную связь между исследуемой характеристикой (1) и управляющим напряжением

$$P(\mathcal{V}) = \frac{\mathcal{U}_y}{K_0}. \quad (7)$$

Из уравнения (7) следует, что если выполнить условие независимости коэффициента преобразования физических параметров в напряжение K_0 от влияния различного рода факторов, например, температуры, то и полученная с помощью предлагаемого устройства характеристика нелинейного элемента $P(\mathcal{U}_y)$ оказывается не подверженной влиянию дестабилизирующих факторов, так как управляющее напряжение, являющееся исходным, считается абсолютно стабильным.

Предлагаемое устройство, основанное на использовании рассмотренного метода линеаризации и термостабилизации характеристик нелинейных элементов, осуществляет в соответствии с установленными соотношениями (4), (5) и (7) преобразование физических параметров $P(\mathcal{V})$ в напряжение (4) с последующим сравнением получаемого напряжения с входным управляющим напряжением и образованием по цепи отрицательной обратной связи такого воздействия (5), при котором результирующие характеристики управления (7) нелинейных элементов оказываются линейными и абсолютно стабильными.

На фиг. 1 представлена структурная схема устройства для коррекции характеристик нелинейных элементов; на фиг. 2 — диаграммы, поясняющие принцип коррекции характеристик; на фиг. 3 — диаграммы, характеризующие расположение частот, на которых осуществляется коррекция характеристик, относительно диапазона рабочих частот нелинейных элементов; на фиг. 4 — пример выполнения управляющего фазовращателя; на фиг. 5 — векторная диаграмма, поясняющая принцип действия данного управляемого фазовращателя; на фиг. 6 — пример выполнения синхронного демодулятора; на фиг. 7 — временные диаграммы, поясняющие принцип действия данного синхронного демодулятора.

Устройство (фиг. 1) для коррекции характеристик нелинейных элементов включает первую, вторую и третью фильтрующие системы 1, 2 и 3, корректирующие нелинейные элементы 4, операционный усилитель 5, генератор 6 переменного напряжения, управляемый фазовращатель 7, компаратор 8 и синхронный демодулятор 9, а также сравнивающий блок 10, суммирующий блок 11 с источником 12 компенсирующего напряжения и согласующий блок 13. Управление устройством осуществляется с помощью источника 14 управляющего напряжения, снабженного измерительным прибором 15 с целью получения возможности контроля параметров реализуемых характеристик, в основном, при первичной регулировке устройства, а также при его использовании в качестве функционального элемента, моделирующего требуемые характеристики управления. Посредством первой, второй и третьей клемм 16, 17 и 18 корректируемые нелинейные элементы 4 подключаются к устройству коррекции, а с помощью первой и второй выходных клемм 19 и 20, на которых и реализуются необходимые параметры характеристик, устройство может быть связано с рабочей цепью 21 различных функциональных установок, потребляющих нелинейные элементы с улучшенными (линеаризированными и термостабилизированными) техническими характеристиками. Следует отметить, что в ряде случаев могут быть использованы соответствующие цепи таких установок и в качестве источ-

ников управляющих напряжений, например, аналогичных источнику 14.

С функциональной точки зрения вторая и третья фильтрующие системы 2 и 3 совместно с операционным усилителем 5, генератором 6 переменного напряжения, управляемым фазовращателем 7, компаратором 8 и синхронным демультиплатором 9 образуют высокоточный преобразователь физических параметров $P(\Delta)$ (1) нелинейных элементов 4 в напряжение. Первая, вторая и третья фильтрующие системы 1, 2 и 3 позволяют осуществить достаточно эффективную "развязку" сигналов, формируемых генератором 6 переменного напряжения и рабочей цепью 21. В простейшем варианте реализации первая и третья фильтрующие системы 1 и 3 представляют собой параллельные резонансные контуры, обладающие достаточно большими эквивалентными сопротивлениями для частоты переменного напряжения генератора 6. Вторая же фильтрующая система 2, реализованная на основе высокодобротного последовательного резонансного контура, имеет для той же частоты сигнала предельно малое эквивалентное сопротивление. С другой стороны, для рабочих частот нелинейных элементов 4, образуемых при их включении в рабочую цепь 21 функциональных установок, наоборот, первая и третья фильтрующие системы 1 и 3 обладают исключительно малыми эквивалентными сопротивлениями, а вторая фильтрующая система 2 — достаточно большим эквивалентным сопротивлением, что и позволяет существенно снизить взаимное влияние рабочей цепи 21 и генератора 6 переменного напряжения на работу устройства, в особенности при близком расположении частот данных сигналов.

Рассматриваемые системы с точки зрения обработки сигналов, действующих в предлагаемом устройстве, могут выполнять различные функции фильтрации в зависимости от того — ниже или выше частотного диапазона работы устройства (полосы пропускания рабочей цепи 21) выбрана частота генератора 6 переменного напряжения, соответственно $f_{r\sim}$ или $f'_{r\sim}$ (фиг. 3). В простейшем варианте функцию режекции сигналов (коэффициент передачи этих

систем на частотах рабочей цепи, совпадающих с частотами $f_{r\sim}$ или $f'_{r\sim}$ генератора 6, в пределе стремится к нулю), а вторая фильтрующая система 2 — функцию полосового фильтра (коэффициент передачи на указанных частотах стремится к единице). В связи с этим первую и третью фильтрующие системы 1 и 3 можно было бы назвать режекторными фильтрами (РФ) (первым и вторым) с частотой режекции $f_{pp\Phi} = f_{r\sim}$ или $f_{pp\Phi} = f'_{r\sim}$, а вторую фильтрующую систему — полосовым фильтром (ПФ) с центральной частотой настройки $f_{опор} = f_{r\sim}$ или $f_{опор} = f'_{r\sim}$.

Однако на основании фиг. 3 нетрудно заключить, что выполнение этих фильтрующих систем может быть и иным.

Действительно, при выборе частоты $f_{r\sim}$ генератора 6 ниже частоты нижнего среза f_n (нижней границы частотного диапазона рабочей цепи 21), аналогичные технические характеристики предлагаемого устройства могут быть получены и в случае, если первая и третья фильтрующие системы 1 и 3 будут реализованы на основе фильтров верхних частот (ФВЧ) с частотой среза $f_{сфвч} > f_{r\sim}$, а вторая фильтрующая система 3 — на основе фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза $f_{сфнч} > f_{r\sim}$.

Аналогично, при выборе частоты $f'_{r\sim}$ генератора 6 выше частоты верхнего среза f_b (верхней границы частотного диапазона рабочей цепи 21), первая и третья фильтрующие системы 1 и 3 могут представлять собой ФНЧ с частотами среза $f_{сфнч} < f'_{r\sim}$, а вторая фильтрующая система 2 — фильтр верхних частот с частотой среза $f_{сфвч} < f'_{r\sim}$.

При оговоренных условиях работы фильтрующих систем в составе преобразователя физических параметров напряжение на выходе операционного усилителя 5 можно представить следующим соотношением:

$$U_{вых\ ФУ} = U_{r\sim} (R_{осз} P(\Delta) + 1) \approx U_{r\sim} R_{осз} \varphi(\Delta) \quad (8)$$

где $U_{r\sim}$ — переменное напряжение, формируемое генератором 6; $R_{осз}$ — эквивалентное сопротивление третьей фильтрующей системы на частоте переменного напряжения генератора 6; $\varphi(\Delta) =$

$= G(\vartheta) + jB(\vartheta)$ — полные проводимости корректирующих нелинейных элементов 4; $G(\vartheta)$ и $B(\vartheta)$ — соответственно активная и реактивная составляющие полных проводимостей, что характерно для таких нелинейных элементов, как полевые транзисторы [$G(\vartheta)$] и варикапы [$B(\vartheta) = \omega C(\vartheta)$]. Здесь ω — круговая частота напряжения генератора 6; $C(\vartheta)$ — емкость варикапа в функции управляющего воздействия.

С целью эффективного разделения составляющих полных проводимостей (8) в преобразователе физических параметров использован синхронный демодулятор 9, позволяющий получить на своем выходе постоянные напряжения, пропорциональные активной или реактивной (емкостной) составляющей проводимости в зависимости от типа корректируемого нелинейного элемента 4. Для создания необходимого режима работы синхронного демодулятора 9 использован управляемый фазовращатель 7, обеспечивающий возможность установки соответствующего фазового сдвига (0 или 90°) опорного колебания относительно сигнала, несущего полезную информацию, и компаратор 8. Последний позволяет в момент перехода через нуль синусоидального напряжения, получаемого на выходе управляемого фазовращателя 7, формировать на своем выходе прямоугольные импульсы, которые в дальнейшем служат для управления синхронным демодулятором 9.

Необходимость использования в устройстве синхронного демодулятора 9 обусловлена также тем, что данный вид демодуляторов представляет собой высокоизбирательную фильтрующую систему, позволяющую практически полностью исключить влияние мешающих сигналов (в данном случае сигналов внешней цепи 21, присутствующих на выходе операционного усилителя 5, несмотря на наличие фильтрующих систем 1-3) — и достичь высокой точности (не хуже $\pm 0,1\%$) преобразования физических параметров в напряжение. Дополнительное назначение фильтрующих систем 1-3 в этом случае состоит в том, чтобы защитить синхронный демодулятор 9 от влияния составляющих сигналов рабочей цепи 21, совпадающих с нечетными гармониками частоты переменного напряжения генератора 6.

При реализации с помощью предлагаемого устройства характеристик активных составляющих проводимостей в качестве нелинейных элементов 4 могут быть использованы полевые транзисторы в режиме управляемого сопротивления не только с р-п переходом, а и с изолированным затвором структуры МОП. Последние (фиг. 1) снабжаются дополнительными резисторами одинакового номинала, включаемыми между стоком и истоком, общий вывод которых через третий резистор соединяется с подложкой. Данные резисторы создают на подложке половинное значение напряжения, действующего между стоком и истоком, точно так же, как и резисторы согласующего блока 13 на затворе корректируемого транзистора и, таким образом, существенно улучшают линейность выходных характеристик полевых транзисторов. В случае реализации характеристик управления, представляющих собой реактивную (емкостную) составляющую проводимости, в качестве нелинейных элементов 4 следует использовать варикапы или другие аналогичные объекты, которые подключаются к устройству посредством второй и третьей клемм 17 и 18, при этом первая клемма 16, оставаясь свободной, не препятствует передаче через оба резистора согласующего блока 13 суммарного корректирующего напряжения с выхода суммирующего блока 11 на один из электродов варикапа.

Введение в устройство суммирующего блока 11 с источником 12 компенсирующего напряжения позволяет, с одной стороны, привести получаемые линеаризованные и термостабилизированные характеристики нелинейных элементов 4 к удобному для регистрации и отчета с помощью измерительного прибора 15 виду, при котором минимальным (нулевым) напряжением управления источника 14 соответствуют минимальные значения параметров реализуемых характеристик, а, с другой стороны, улучшить условия эксплуатации сравнивающего блока 10, связанные с уровнем синфазной составляющей напряжений, действующих на его входах, а также с уровнем выходных напряжений, образуемых в процессе работы устройства, и тем самым, расширить диапазон коррекции характеристик без заметного снижения их точ-

ности, в особенности, в области малых значений параметров.

Пример реализации управляемого фазовращателя 7, определяющего в значительной степени точность работы устройства, представлен на фиг. 4. В его состав входят операционный усилитель 22, первый, второй и третий резисторы 23, 24 и 25 одинакового номинала, конденсатор 26 и переключатель 27, причем первые выводы первого и второго резистора 23 и 24 соединены с инвертирующим входом операционного усилителя 22, неинвертирующий вход которого подключен к одному из выводов резистора 25, конденсатора 26 и переключателя 27, а свободные выводы конденсатора 26 и переключателя 27 соединены с общей шиной фазовращателя, при этом вторые выводы первого и второго резисторов 23 и 25 являются входом 28 фазовращателя, а выход операционного усилителя 22 с вторым выводом второго резистора 24 — его выходом 29.

Принцип действия управляемого фазовращателя 7 можно пояснить с помощью векторной диаграммы, представленной на фиг. 5, для положения переключателя 27, указанного на фиг. 4. В соответствии с фиг. 4 для вектора напряжения, действующего на выходе 29 фазовращателя 7, можно записать

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \bar{U}_c \left(1 + \frac{R_{24}}{R_{25}}\right) - \bar{U}_{\text{вх}} \frac{R_{24}}{R_{25}},$$

где \bar{U}_c и $\bar{U}_{\text{вх}}$ — векторы напряжений, действующих на конденсаторе 26 и входе 28 фазовращателя; R_{23} и R_{24} — номиналы первого и второго резисторов 23 и 24.

При условии, что $R_{23} = R_{24}$, последнее выражение приобретает вид

$$\bar{U}_{\text{вых}} = 2\bar{U}_c - \bar{U}_{\text{вх}} \quad (9)$$

Если номиналы третьего резистора R_{25} и конденсатора C_{26} выбрать такими, чтобы выполнялось условие

$$\omega R_{25} C_{26} = 1, \quad (10)$$

где ω — частота, на которой работает фазовращатель 7 (соответствует частоте

генератора 6 переменного напряжения), то векторы напряжений \bar{U}_R и \bar{U}_C действующих соответственно на третьем резисторе 25 и конденсаторе 26, будут строго равными и расположены под углом в 90° , а фазовый сдвиг φ между векторами напряжений $\bar{U}_{\text{вх}}$ и $\bar{U}_{\text{вых}}$ (фиг. 5) составит, в соответствии с соотношением (9), ровно -90° .

При замыкании переключателя 27 (фиг. 4) вектор напряжения, действующего на конденсаторе 26, становится равным нулю ($\bar{U}_c = 0$) и, как следует из соотношения (9) и векторной диаграммы (фиг. 5), вектор выходного напряжения $\bar{U}_{\text{вых}}$ отстает от вектора входного напряжения $\bar{U}_{\text{вх}}$ на -180° .

Таким образом, при соблюдении условия (10) в разомкнутом положении переключателя 27 (фиг. 4) фазовый сдвиг между векторами $\bar{U}_{\text{вх}}$ и $\bar{U}_{\text{вых}}$ составляет -90° , а в замкнутом положении — соответственно -180° . Требуемый для нормальной работы синхронного демодулятора 9 фазовый сдвиг, равный 0 или 90° , достигается за счет соответствующего подключения входов компаратора 8 к выходу управляемого фазовращателя 7.

Один из возможных вариантов построения синхронного демодулятора 9 представлен на фиг. 6. В его состав входят операционный усилитель 30, фильтр 31 нижних частот, переключатель 32, первый, второй и третий резисторы 33, 34 и 35. Первые выводы резисторов 33, 34 и 35 соединены с инвертирующим входом операционного усилителя 30, неинвертирующий вход которого подключен к выходу переключателя 32, а выход соединен с входом фильтра 31 нижних частот и вторым выводом первого резистора 33. Второй вывод второго резистора 34 и один из информационных входов переключателя 32 подключены к общей шине демодулятора, при этом второй информационный вход переключателя 32 и второй вывод третьего резистора 35 являются информационным входом 36 синхронного демодулятора, а управляющий вход переключателя 32 и выход фильтра 31 нижних частот — его управляющим входом 37 и выходом 38 соответственно.

Математически работу синхронного демодулятора 9 можно описать следующим образом. При первом положении

переключателя 32, указанном на фиг. 6, коэффициент передачи операционного усилителя 30

$$K_1 = \frac{U_{\text{вых}1}^*}{U_{\text{вх}}} = - \frac{R_{33}}{R_{35}}, \quad (11)$$

где $U_{\text{вых}1}^*$ — напряжение на выходе операционного усилителя 30 при первом положении переключателя 32; $U_{\text{вх}}$ — напряжение на информационном входе 36 синхронного демодулятора 9; R_{33} и R_{35} — номиналы первого и третьего резисторов 33 и 35.

Во втором положении переключателя 32 на входах операционного усилителя 30 действует одно и то же напряжение $U_{\text{вх}}$, поэтому

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}2}^* \cdot \frac{R_{34}}{R_{33} + R_{34}},$$

где $U_{\text{вых}2}^*$ — напряжение на выходе операционного усилителя 30 при втором положении переключателя 32; R_{34} — номинал второго резистора 34.

Отсюда коэффициент передачи операционного усилителя 30, соответствующий второму положению переключателя 32,

$$K_2 = \frac{U_{\text{вых}2}^*}{U_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_{34}} \quad (12)$$

Если при двух положениях переключателя 32 выполнить условие

$$|K_1| = |K_2| = |K|,$$

то можно получить двухполупериодный симметричный синхронный демодулятор с коэффициентом передачи $+K$, при этом величину второго резистора 34 вычисляют по формуле

$$R_{34} = \frac{R_{33}}{|K| - 1}.$$

При необходимости реализации $|K| = 1$, второй резистор 34 из схемы следует исключить.

С целью получения постоянной составляющей, пропорциональной ампли-

туда исследуемого сигнала, к выходу операционного усилителя 3, подключен фильтр 31 нижних частот.

Принцип действия синхронного демодулятора поясним с помощью временных диаграмм, представленных на фиг. 7. При поступлении на информационный вход 36 синхронного демодулятора 9 сигнала в виде синусоиды (фиг. 7а), а на управляющий вход 37 — прямоугольного импульса (фиг. 7б), полученного с выхода компаратора 8, срабатывает переключатель 32 и на выходе операционного усилителя 30 образуется напряжение $U_{\text{вых}1}^*$ (фиг. 7в), повторяющее в соответствующем масштабе $+K$ (12) положительную полуволну анализируемого сигнала. Когда выходной сигнал (фиг. 7а) приобретает отрицательную полуволну, а импульс на управляющем входе 37 синхронного демодулятора 9 исчезает, переключатель 32 примет положение, указанное на фиг. 6, и коэффициент передачи операционного усилителя 30 станет $-K$ (11), что приведет к образованию на выходе операционного усилителя 30 инвертированного сигнала, действующего в рассматриваемый момент времени на информационном входе 36 синхронного демодулятора 9. Таким образом, получаем на выходе операционного усилителя 30 модуль входного сигнала. Если фаза входного сигнала изменится по отношению к управляющему импульсу на угол, равный 90° (штрихованная линия на фиг. 7а), то на выходе операционного усилителя 30 образуется сигнал (штрихованная линия на фиг. 7в), среднее значение которого за период исследуемого сигнала станет равным нулю.

Фазовый сдвиг, равный 90° , как следует из (8), образуется при исследовании нелинейных элементов с реактивным (емкостным) характером проводимости, и для того, чтобы выявить эту составляющую, необходимо осуществить сдвиг на $+90^\circ$ импульсного сигнала на управляющем входе 37 синхронного демодулятора 9. Эта операция как раз и осуществляется с помощью управляемого фазовращателя 7, представленного на фиг. 4.

Диаграммы, показанные на фиг. 7г, л демонстрируют влияние гармонических составляющих на работу синхронного демодулятора 9. На основе этих диаграмм

рамм можно заключить, что четные — как гармоники (фиг. 7з-к), так и субгармоники (фиг. 7г-ж) и их фазовые сдвиги на работе синхронного демодулятора 9 никак не сказываются (среднее значение напряжений этих сигналов равно нулю). В то же время синхронный демодулятор 9 реагирует на нечетные гармоники (фиг. 7л,м), однако фильтрующие системы 1-3, используемые в устройстве исключают появление таковых на информационном входе 36 демодулятора 9 и, следовательно, на его выход не проходят.

Таким образом, с помощью предлагаемого синхронного демодулятора 9 выделяется информация с частотой, соответствующей частоте опорного колебания, формируемого с помощью управляемого фазовращателя 7 и компаратора 8, т.е. с той частотой, на которой работает генератор 6 переменного напряжения.

Временные диаграммы (фиг. 7) работы синхронного демодулятора 9 полностью определяют работу предлагаемого устройства в статическом режиме (при отсутствии управляющего воздействия или при управляющем воздействии, равном конечному значению ψ_y , которое формируется источником 14 управляющего напряжения, показанном на фиг. 1). Отличия состоят лишь в том, что амплитуды сигналов, действующих в различных точках функциональных блоков преобразователя физических параметров нелинейных элементов в напряжении (блоки 1-9 на фиг. 1) могут быть разными, при этом форма сигналов соответствует фиг. 7а.

Принцип действия устройства поясним на основе нормированных характеристик нелинейных элементов, построенных в соответствии с выражением (1) и совмещенных с результирующими характеристиками управления. Графическая интерпретация этих характеристик представлена на фиг. 2 для возможных значений степени аппроксимирующего полинома, причем полевым транзисторам соответствуют значения $\alpha = 0,5-2$, а варикапам $\alpha = -0,5$.

Пусть требуется осуществить коррекцию характеристик проводимости полевых транзисторов с отклонением реальных характеристик от идеальных в интервале значений $\alpha = 0,5-2$. Тогда целесообразно принять в качестве

результатирующей характеристику с $\alpha = 1$ представляющую собой прямую, проходящую через точки с координатами $P(0)$ и $P(\psi_0)$, что соответствует максимуму и минимуму проводимости канала. Для того, чтобы получить результирующую линейную характеристику управления в координатах $\frac{P}{P_{\max}} = f(\psi_0)$ (пря-

мая ПТ на фиг. 2) необходимо на затвор полевого транзистора посредством суммирующего блока 11 подать совместно с управляющим и компенсирующее напряжение $\pm \Delta U_k$ ПТ (полярность этого напряжения определяется типом канала корректирующего транзистора, а именно знак + соответствует каналу n-типа, а знак - соответствует каналу p-типа полевых транзисторов с p-n-переходом) и выбрать коэффициент преобразователя физических параметров в напряжение, например, $K_0 = 1$ (4). В результате будет произведен параллельный перенос идеальной характеристики с $\alpha = 1$ в систему координат $\frac{P}{P_{\max}} =$

$f(\psi_y)$, причем такая характеристика управления будет оптимальной при координатах полевых транзисторов с $\alpha = 0,5-2$, так как максимальные отклонения корректирующего напряжения управления на затворе составят разные по модулю величины, а именно, $-\Delta U_{qm}$ ПТ при $\alpha = 0,5$ и $+\Delta U_{qm}$ ПТ при $\alpha = 2$. Следует отметить, что иногда параллельный перенос характеристик управления может оказаться излишним. Это относится, в первую очередь, к полевым транзисторам с p-n-переходом, характеристики проводимости которых группируются с максимальными значениями параметров вблизи нуля управляющего воздействия. При этом требуемое управляющее напряжение нужной полярности может быть получено непосредственно от источника 14. В случае же коррекции характеристик полевых транзисторов структуры МОП с высоким пороговым напряжением (напряжением отсечки) параллельный перенос характеристик, осуществляемый с помощью источников 12 и 14 компенсирующего и управляющего напряжений, целесообразен, так как требуемое корректирующее напряжение на затворе может оказаться настолько большим, что превысит допу-

стимый размах выходного напряжения сравнивающего блока 10 и, следовательно, вызовет дополнительные погрешности в устройстве.

При коррекции более сложных нелинейных характеристик, к которым можно отнести вольтемкостные характеристики варикапов, целесообразно поступить следующим образом.

Подвергаемый коррекции участок характеристики необходимо аппроксимировать такой прямой (например, штриховая линия для кривой с $X = -0,5$ на фиг. 2), которая на своем протяжении образует равные по модулю максимальные отклонения корректирующих напряжений управления $\pm \Delta U_{уп}$ В, при этом может оказаться, что угловой коэффициент данной прямой не совпадет с коэффициентом преобразования преобразователя физических параметров в напряжение, например $K_0 = 1$, и возникнет необходимость в изменении величины последнего. Однако такая операция является не сложной и ее нетрудно выполнить, например, путем регулировки номинала второго резистора 34 синхронного демодулятора 9 (фиг. 6). В дальнейшем производятся аналогичные построения, связанные с параллельным переносом аппроксимирующих прямых в систему отсчета управляющих напряжений $\frac{P}{P_{макс}} = f(\gamma_y)$ (прямые на фиг. 2), причем пороговому значению управляющего напряжения γ_{y_0} В будет соответствовать нижняя граница, например, минимум параметра (емкости) корректируемой характеристики.

Предлагаемое устройство работает следующим образом.

Первоначально размыкают цепь отрицательной обратной связи, например, между выходом сравнивающего блока 10 и первым входом суммирующего блока 11, и производят регулировку преобразователя физических параметров в напряжение. С этой целью отличают рабочую цепь 21 от устройства, соединяют вторую выходную клемму 20 с общей шиной и, при необходимости, на управляющий электрод нелинейного элемента 4 подают исходное смещение от источника 12 компенсирующего напряжения или от источника 14 управляющего напряжения посредством суммирующего и согласующего блоков 11 и 13.

В зависимости от вида корректируемых характеристик нелинейных элементов управляемый фазовращатель 7 устанавливается в режим преобразования активной или реактивной составляющей, при этом в соответствии с выражением (8) на выходе синхронного демодулятора 9 появится постоянное напряжение требуемой полярности. После этого производят настройку второй и третьей фильтрующих систем 2 и 3 по максимуму напряжения на выходе синхронного демодулятора 9, что будет соответствовать условию минимума и максимума эквивалентных активных сопротивлений этих систем. Для настройки первой фильтрующей системы 1 необходимо управляемый фазовращатель 7 перевести в режим преобразования реактивной составляющей, соединив первую выходную клемму 19 с общей шиной устройства, и зафиксировать регулирующий орган первой фильтрующей системы 1 в таком положении, при котором напряжение на выходе синхронного демодулятора 9 будет соответствовать нулю при коррекции характеристик нелинейных элементов с активной составляющей проводимости или минимуму в случае коррекции нелинейных элементов с реактивным характером проводимости. При этом будет выполнено условие полной компенсации реактивных составляющих и, следовательно, реализации максимального эквивалентного сопротивления в первой фильтрующей системе 1 на частоте генератора 6 переменного напряжения.

Затем устройство приводят в нормальное рабочее состояние, т.е. выход сравнивающего блока 10 соединяют с первым входом суммирующего блока 11 и тем самым восстанавливают цепь отрицательной обратной связи. Управляемый фазовращатель 7 переводят в соответствующий режим преобразования физических параметров, а первую выходную клемму 19 отсоединяют от общей шины устройства. Вторая же выходная клемма 20 остается по-прежнему соединенной с общей шиной устройства. Для контроля параметров реализуемых характеристик целесообразно к выходным клеммам 19 и 20 вместо рабочей цепи 21 подключить измеритель полных проводимостей соответствующего класса точности, позволяющий отдельно измерять активную и реактивную состав-

ляющие проводимости. При этом следует учесть, что частотный диапазон предлагаемого измерителя, так же, как и рабочей цепи 21, должен быть ограничен частотами нижнего и верхнего среза f_n и f_b (фиг. 3) при использовании генератора 6 переменного напряжения с частотой $f_{гн}$, выбранной ниже частоты нижнего среза f_n . Если же рабочая цепь 21 или используемая вместо нее контрольная аппаратура предназначена для работы в полосе частот, заключенной между нулем (включая работу на постоянном токе) и частотой f_b , то частоту генератора 6 переменного напряжения, на которой осуществляется преобразование физических параметров нелинейных элементов в напряжение, необходимо выбрать равной $f'_{гн}$ и расположить на частотной оси выше частоты f_b (фиг. 3).

В дальнейшем (с момента восстановления цепи отрицательной обратной связи) устройство работает в динамическом режиме, при котором образующее на выходе синхронного демодулятора 9 напряжение, пропорциональное величине физических параметров корректируемых характеристик нелинейных элементов 4, непрерывно сравниваясь с управляющим напряжением источника 14 в сравнивающем блоке 10, образует корректирующее напряжение, которое, суммируясь в определенном масштабе с управляющим и компенсирующим напряжениями источником 14 и 12 в суммирующем блоке 11, через элементы согласующего блока 13 воздействует на управляющий электрод нелинейного элемента 4, вызывая изменение параметров последнего до тех пор, пока выходные напряжения синхронного демодулятора 9 и источника 14 управляющего напряжения не станут равными.

Для того, чтобы реализовать требуемый динамический режим работы устройства, необходимо выполнить соответствующие начальные условия, которые сводятся к следующему. Управляющее напряжение источника 14, контролируемое измерительным прибором 15, устанавливают, например, равным нулю при коррекции характеристик полевых транзисторов или равным $\psi_{0в}$ при коррекции характеристик варикапов (фиг. 2), а компенсирующее напряжение источника 12 выбирают в соответствии с типом корректируемого нели-

нейного элемента. Например, при коррекции характеристик проводимости полевых транзисторов компенсирующее напряжение устанавливают определенной полярности с учетом типа канала, а именно $+ \Delta U_k$ ПТ (фиг. 2), которое соответствует напряжению отсечки $+ \psi_0$; при коррекции вольтемкостных характеристик варикапов это напряжение выбирают равным $- \Delta U_k$ В. Практически данные условия достигаются путем регулировки компенсирующего напряжения источника 12 до такой величины, при которой выходное напряжение сравнивающего блока 10 не станет равным нулю в первом случае и равным $- \Delta U_{гн}$ В во втором.

Затем управляющее напряжение источника 14 устанавливают равным по абсолютной величине напряжению компенсации источника 12 ($\psi_y = \Delta U_k$ ПТ) при коррекции характеристик полевых транзисторов, и равным по модулю сумме напряжений компенсации и расчетной величины максимального отклонения корректирующего напряжения управления ($\psi_y = |\Delta U_k В| + |\Delta U_{гн} В|$) — при коррекции характеристик варикапов, и изменяют коэффициент передачи преобразователя физических параметров нелинейных элементов в напряжение до получения нулевых напряжений на выходе суммирующего блока 11 в обоих случаях, при этом, если масштабные коэффициенты по всем трем входам суммирующего блока 11 являются единичными, то на выходе сравнивающего блока 10 должны образовываться напряжения соответственно равные 0 и $- \Delta U_{гн}$ В.

Операция регулировки коэффициента преобразования преобразователя физических параметров в напряжение может быть осуществлена, например, путем изменения эквивалентного сопротивления третьей фильтрующей системы 3 или путем изменения величины второго резистора 34, влияющего на коэффициент передачи синхронного демодулятора 9, что лучше.

Угловые коэффициенты получаемых таким образом результирующих харак-

теристик управления $\frac{P}{P_{\max}} = f(\psi_y)$

полевых транзисторов (сплошная линия с индексом ПТ) и варикапов (штриховая линия с индексом В), как правило, не совпадают между собой, а образуют

некоторый угол α (фиг. 2). Маловероятным является и то, что один из этих коэффициентов может совпасть с требуемым значением $K_0(7)$.

В ряде случаев, в особенности при использовании предлагаемого устройства в цифровых измерительных системах в качестве управляемых проводимостей, требуется сохранять определенный масштаб преобразования физических параметров в напряжение, независимо от природы физических величин, кратный, например, десяти. Для соблюдения таких условий целесообразно поступить следующим образом. В рабочем диапазоне изменения параметров корректируемых нелинейных элементов (параметры измеряют соответствующим измерителем, подключаемым к устройству вместо рабочей цепи 21), устанавливают такое управляющее напряжение источника 14, которое соответствует пределу цифровой шкалы измерительного прибора 15, например, 1 В, 10 В или другому значению, кратному 10, и изменяют коэффициент преобразования преобразователя физических параметров нелинейных элементов в напряжение до получения на цифровом табло измерителя рабочей цепи 21 соответствующего значения физического параметра в требуемом масштабе. Образующееся при этом несоответствие в установлении начальных условий работы устройства ликвидируется описанным способом путем изменения коэффициента передачи по третьему входу суммирующего блока 11. В итоге результирующие характеристики управления будут приведены к единому управляющему напряжению независимо от типа корректируемых нелинейных элементов и примут вид прямой, выходящей из начала координат (сплошная прямая линия с индексом ПТ, В на фиг. 2), а коэффициент $K_0(7)$ преобразователя физических параметров в напряжение будет кратен 10.

После выполнения рассмотренных начальных условий устройство работает в непрерывном динамическом режиме и всякое отклонение, в том числе и вызванное изменением температуры окружающей среды, реальных характеристик от идеализированной прямой, формируемой во временной области под влиянием управляющего напряжения, сопровождается, как описано выше, образованием по цепи отрицательной обратной связи

такого корректирующего воздействия, пропорционального разности напряжений между мгновенными значениями управляющего напряжения и напряжением преобразованных реальных характеристик в соответствующих точках, которое не обходимо для получения линеаризованных и термостабилизированных характеристик управления нелинейных элементов, индицируемых измерительным прибором 15.

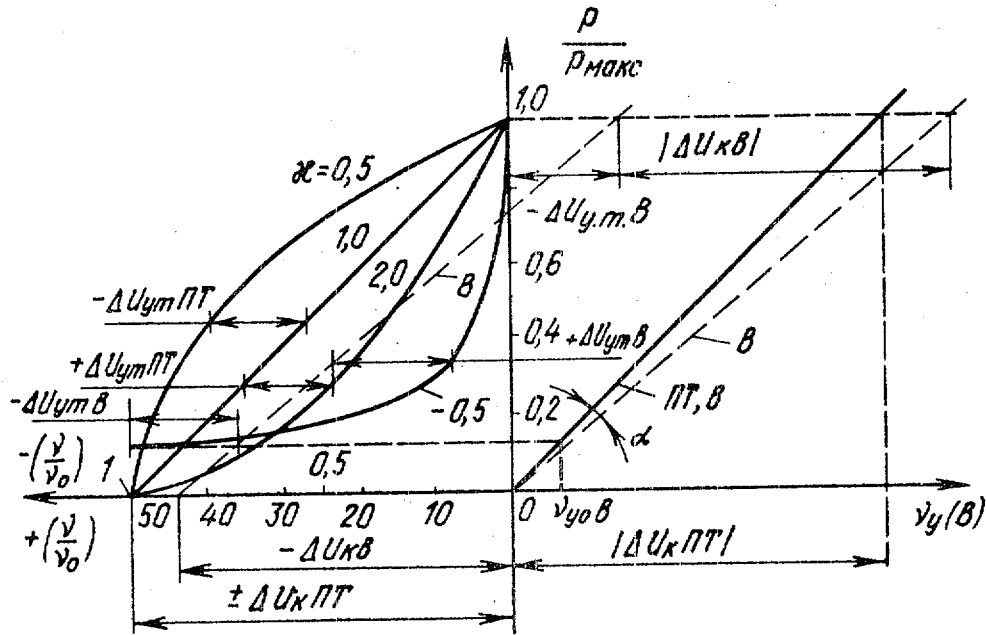
Таким образом, предлагаемое устройство характеризуется повышенной точностью коррекции (линеаризации и термостабилизации) в широком динамическом диапазоне использования характеристик управления нелинейных элементов.

Ф о р м у л а и з о б р е т е н и я

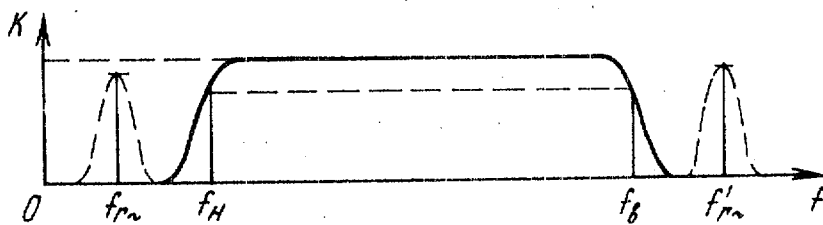
Устройство для коррекции характеристик нелинейных элементов, включающее параллельно соединенные источник управляющего напряжения и измерительный прибор, источник компенсирующего напряжения, операционный усилитель, согласующий блок и три клеммы для подключения корректируемых элементов, первые две из которых соединены соответственно с первым и вторым выходами согласующего блока, отличающееся тем, что, с целью повышения точности линеаризации и термостабилизации характеристик управления с одновременным расширением диапазона их коррекции, в него введены последовательно соединенные генератор переменного напряжения, управляемый фазовращатель и компаратор, второй вход которого подключен к общей шине устройства, и последовательно соединенные первая, вторая и третья фильтрующие системы, синхронный демодулятор, сравнивающий и суммирующий блоки, причем выход суммирующего блока соединен с входом согласующего блока, вторые входы сравнивающего и суммирующего блоков подключены соответственно к выходам источников управляющего и компенсирующего напряжений, а третий вход суммирующего блока соединен с вторым входом сравнивающего блока, точка соединения первой и второй фильтрующих систем подключена к второй клемме для подключения корректируемых элементов, точка соединения

второй и третьей фильтрующих систем
 подключена к инвертирующему входу
 операционного усилителя, неинверти-
 рующий вход которого соединен с вы-
 ходом генератора переменного напряже- 5
 ния, а выход операционного усилителя
 подключен к точке соединения третьей
 фильтрующей системы и информационно-
 го входа синхронного демодулятора,
 управляющий вход которого соединен с 10
 выходом компаратора, а свободные вы-

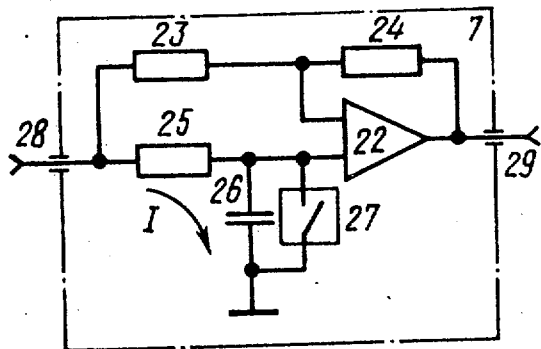
ходы первой фильтрующей системы и
 третьей клеммы для подключения коррек-
 тируемых элементов являются соответст-
 венно первой и второй выходными клем-
 мами устройства, причем внешняя рабо-
 чая цепь, подключаемая к выходным
 клеммам устройства, должна иметь низ-
 кое выходное сопротивление по пере-
 менному току со стороны второй выход-
 ной клеммы устройства относительно
 общей шины устройства.



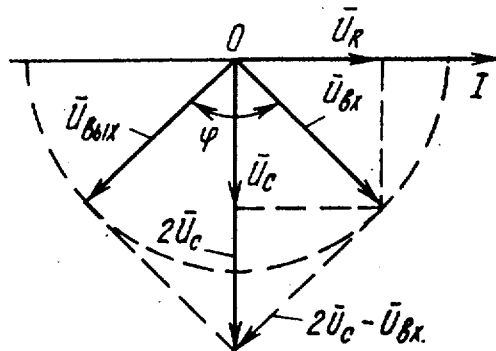
Фиг. 2



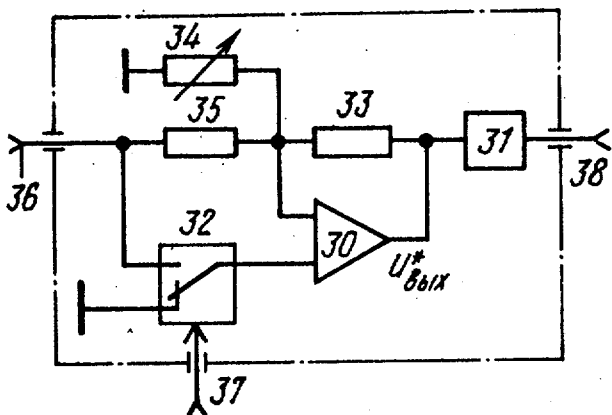
Фиг. 3



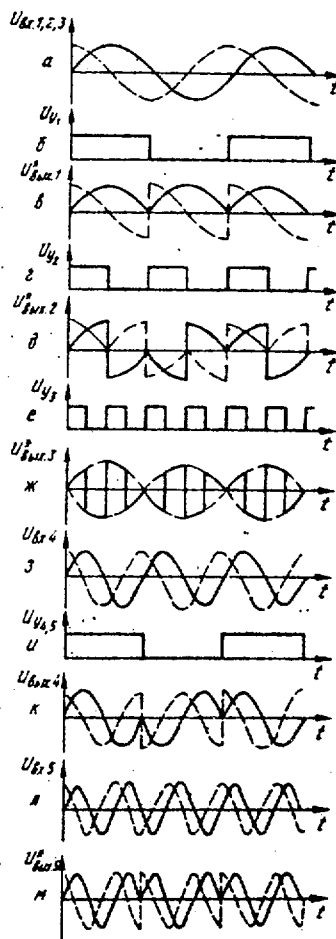
Фиг. 4



Фиг. 5



Фиг. 6



Фиг. 7

Редактор Н. Егорова Составитель С. Гуменюк Техред О. Сопко Корректор М. Демчик

Заказ 3699/43 Тираж 728 Подписное
 ВНИИПИ Государственного комитета СССР
 по делам изобретений и открытий
 113035, Москва, Ж-35, Раушская наб., д. 4/5

Производственно-полиграфическое предприятие, г. Ужгород, ул. Проектная, 4