

С. С. Ройтман
М. С. Ройтман
Томск
Методы поверки
измерительных усилителей

М. С. РОЙТМАН
(Томск)

МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Дается краткий анализ методов поверки измерительных усилителей. Оцениваются погрешности поверки при использовании неуравновешенного компенсационного метода. Описывается разработанная аппаратура.

Одним из основных узлов почти любого электронного измерительного прибора является усилитель. В большинстве случаев технические характеристики усилителя в значительной степени определяют метрологические свойства прибора в целом, поэтому дальнейшему совершенствованию измерительных усилителей уделяется большое внимание. Разработанные и серийно выпускаемые измерительные усилители с основной погрешностью 0,05% в диапазоне частот 200 гц — 20 кгц уже нельзя считать удовлетворительными и особенно потому, что для создания образцовой измерительной и поверочной аппаратуры необходимы усилители с погрешностью, даже меньшей 0,01%. Для успешного решения поставленной задачи прежде всего необходима разработка методов и аппаратуры поверки измерительных усилителей, ибо «отсутствие совершенных методов поверки является сейчас одним из главных препятствий по проведению работ по повышению класса точности усилителей лучше 0,05» [1].

В настоящей работе дается краткий анализ методов поверки измерительных усилителей и описание разработанной аппаратуры.

Основными характеристиками измерительного усилителя являются коэффициент передачи и его нестабильность, амплитудно-частотная (ачх) и частотно-фазовые характеристики, нелинейные искажения.

Наиболее часто контроль коэффициента передачи и ачх усилителя проводится путем измерения входного и выходного напряжений [2]. Поскольку погрешность применяемых в настоящее время измерителей уровня сигналов сравнительно велика ($\delta \geq 0,1\%$), то указанный способ непригоден для поверки прецизионных усилителей.

Значительно лучшие результаты могут быть получены при использовании вспомогательного магазина затуханий (МЗ) и дифференциального указателя (ДУ) уровня [3]. Возможности этого метода практически ограничиваются погрешностями МЗ и ДУ. В последнее время из литого микропровода сделаны весьма точные декадные делители с высокой долговременной стабильностью. Следовательно, особое значение

приобретает задача создания дифференциального указателя действующих величин напряжения* с погрешностью, меньшей 0,01%.

Такие дифференциальные указатели автором созданы, и описание одного из них приведено ниже. Минимальная нестабильность усиления, которую можно контролировать, определяется чувствительностью ДУ и оценивается величиной 0,003%. Имеются достаточные основания считать, что в ближайшем будущем точность делителей и ДУ будет повышена. Следовательно, данный метод можно считать перспективным.

Сравнительно широкое распространение начинает получать метод измерения параметров усилителя с применением режима самовозбуждения [4]. Однако для поверочных работ он совершенно непригоден прежде всего из-за невозможности контроля ачх и недостаточной точности.

Измерение почти всех параметров усилителя может быть выполнено с помощью компенсатора переменного тока. Однако задача создания двухкоординатного компенсатора переменного тока, работающего в широком частотном диапазоне и имеющего класс точности 0,01%, еще очень далека от своего практического решения.

Широкополосные измерительные усилители можно проверять неуравновешенным компенсационным методом с высокой точностью, используя при этом сравнительно простую аппаратуру. В силу важности этого вопроса остановимся на нем подробнее. В рабочей полосе частот качественные измерительные усилители обладают неравномерностью частотной характеристики $\frac{\Delta K}{K} \leq 1\%$ и фазовым сдвигом $\varphi_y = n\pi \pm \gamma$, где $\gamma < 5^\circ$.

Если на вход усилителя с четным n (к таким усилителям относятся все усилители с последовательной обратной связью по напряжению) подключить частотно-независимый делитель (рис. 1, а), а к точкам ab

* Необходимость в сравнении напряжений по действующим значениям продиктована следующим. Наличие собственных шумов и нелинейных искажений усилителя может привести к значительной погрешности измерения коэффициента усиления. Эта погрешность весьма резко зависит от типа использованных в измерителе детекторов. В случае детектора с квадратичной характеристикой (т. е. при измерении действующего значения) мощности полезного сигнала и помех складываются, и поэтому погрешность из-за помех минимальна и равна

$$\delta_r = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{U_1^2},$$

где U_n — амплитуда n -й гармоники;
 U_1 — амплитуда первой гармоники.

Для двухполупериодного детектора среднего значения

$$\delta_r \approx \frac{\sum_{n=2}^{2m} U_n^2}{U_1^2} + \frac{\sum_{n=3}^{2m+1} U_n}{U_1 n} \quad (m = 1, 2, 3, \dots),$$

а для детектора амплитудного значения $\delta_r \approx \sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n}{U_1}$, т. е. погрешность намного

больше. Сказанное справедливо, когда сигнал первой гармоники намного больше напряжения гармоник и шумов. Если это условие не выполняется, то измерители приходится делать остроизбирательными, что существенно усложняет аппаратуру и снижает ее точность.

высокочувствительный измеритель напряжения, то можно путем регулирования коэффициента ослабления Y делителя на средней частоте ($\gamma=0$) добиться нулевого показания вольтметра (см. частотно-фазовую:

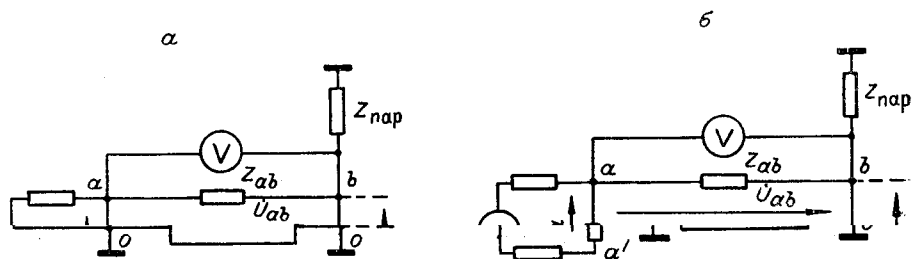


Рис. 1. Схема проверки широкополосных измерительных усилителей с фазовым сдвигом: $\varphi_y = \pm \gamma$ (а) и $\varphi_y = \pi \pm \gamma$ (б).

характеристику усилителя на рис. 2, а) и определить $K=Y$ с погрешностью

$$\frac{dK}{K} = \frac{dY}{Y} + \frac{\Delta U}{U_{oa}} + \delta_k,$$

где $\frac{dY}{Y}$ — относительная погрешность делителя;
 ΔU — пороговая чувствительность вольтметра;
 $U_{oa} = U_{ob}$ — выходное напряжение усилителя;
 δ_k — погрешность, обусловленная подключением вольтметра к схеме усилителя.

В общем случае неполной компенсации ($U_{oa} \neq U_{ob}$ и $\gamma \neq 0$)

$$K = \frac{U_{ob}}{U_{oa}} = Y \left(1 - \frac{U_{oa} - U_{ob}}{U_{oa}} \right) = Y \left\{ 1 - \frac{U_{ob}}{U_{oa}} \times \right. \\ \left. \times \left[\cos \varphi - \operatorname{ctg} \left(90 - \frac{\gamma}{2} \right) \sin \varphi \right] \right\} \approx Y \left[1 - \frac{U_{ab}}{U_{oa}} \left(\cos \varphi - \frac{\gamma}{2} \sin \varphi \right) \right]; \quad (1)$$

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{U_{ab} \sin \varphi}{U_{oa} - U_{ab} \cos \varphi} \approx \frac{U_{ab}}{U_{oa}} \sin \varphi \left(1 + \frac{U_{ab}}{U_{oa}} \cos \varphi \right). \quad (2)$$

Погрешности определения K и фазового сдвига усилителя равны:

$$\frac{dK}{K} = \frac{dY}{Y} + \frac{dU_{bc}}{U_{bc}} \frac{U_{bc}}{U_{oa}} + \frac{\Delta U}{U_{oa}} + \delta_k \approx \frac{dY}{Y} + \\ + \frac{dU_{ab}}{U_{ab}} \frac{U_{bc}}{U_{oa}} + \sin \varphi d\varphi \frac{U_{ab}}{U_{oa}} + \frac{\Delta U}{U_{oa}} + \delta_k \approx \frac{dY}{Y} + \\ + \frac{dU_{ab}}{U_{ab}} \frac{U_{bc}}{U_{oa}} + \gamma d\varphi + \frac{\Delta U}{U_{oa}} + \delta_k; \quad (3) \\ d\gamma \approx -\frac{dU_{ab}}{U_{oa}} \sin \varphi + d\varphi \cos \varphi \frac{U_{ab}}{U_{oa}} + \delta_\gamma + \frac{\Delta U}{U_{oa}} \approx$$

$$\approx \frac{d U_{ab}}{U_{oa}} \sin \varphi + d \varphi \frac{U_{bc}}{U_{oa}} + d \varphi \frac{U_{ab}}{U_{oa}} \frac{\gamma}{2} + \frac{\Delta U}{U_{oa}} + \delta_{\gamma}, \quad (4)$$

где $d\varphi$ — погрешность измерения фазового сдвига φ напряжения U_{ab} .

Из рассмотрения (3) и (4) следует очевидный вывод, что погрешности $\frac{dK}{K}$ и $d\gamma$ будут существенно возрастать при увеличении U_{ab} .

(это приводит к соответствующему увеличению U_{bc}) и γ . Частотно-фазовая характеристика усилителя с нечетным n приведена на рис. 2, б. В данном случае для проверки усилителя компенсационным методом необходимо, чтобы источник сигнала имел строго симметричный выход со средней точкой. Заземлив среднюю точку и подав на вход усилителя напряжение $U_{a'o}$ через делитель (см. рис. 1, б) можем на средней частоте добиться компенсации выходного напряжения U_{ob} напряжением U_{oa} . Погрешности измерения K и γ будут при этом большими, чем (3) и (4) из-за того, что угол между $U_{oa'}$ и U_{oa} в общем случае отличен от 180° на некоторую величину ψ и $U_{oa'} = U_{oa} + \delta_a U_{oa}$. Погрешность δ_k , обусловленная подключением к схеме измерительного прибора, имеющего входное сопротивление Z_{ab} и паразитную проводимость по отношению к «земле» $1/Z_{\text{пар}}$, равна:

$$\delta_k \approx \operatorname{Re} \frac{U_{ab}}{U_{oa}} \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{oa} + Z_{ab} + Z_{\text{вых}}} + \operatorname{Re} \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{пар}}};$$

$$\delta_{\gamma} \approx \operatorname{Im} \frac{U_{ab}}{U_{oa}} \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{oa} + Z_{ab} + Z_{\text{вых}}} + \operatorname{Im} \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_{\text{пар}}}.$$

Паразитная проводимость электронных милливольтметров (ВЗ-4 и др.) и осциллографов (ЭО-7 и др.) между клеммой «земля» измерительного прибора и реальной «землей» схемы имеет в основном емкостный характер и равна 300—1000 $n\phi$. Емкость же между потенциальным входом прибора и землей схемы находится в пределах 10—50 $n\phi$.

Следовательно, при практической реализации описанного выше метода проверки усилителей земля измерительного прибора должна под-
соединяться к точке a . Минимальное значение $\frac{\Delta K}{K}$, которое может быть

обнаружено, определяется чувствительностью и избирательностью измерителя напряжения. Последнее важно потому, что с изменением питающих напряжений меняются нелинейные искажения. Зависимости $K(\omega)$ и $\gamma(\omega)$ находим экспериментально, меняя частоту и измеряя

U_{ab} . Особо отметим, что напряжение гармоник $\sum_{n=2}^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \gamma_n)$

на выходе усилителя, вызванное его нелинейными искажениями, не компенсируется напряжением $U_{oa}(t)$, и поэтому

$$U_{ab}(t) = U_{ab} \sin(\omega t + \varphi) + \sum_{n=2}^{\infty} U_n \sin(n\omega t).$$

Это обстоятельство может быть с весьма большой эффективностью использовано для оценки нелинейных искажений усилителя. Однако оно создает и дополнительные трудности в проверке усилителя.

Действительно, (1) и (2) будут справедливы лишь при питании усилителя чисто синусоидальным напряжением и весьма малых нелинейных

искажениях или при использовании избирательных измерителей напряжения. Поскольку нелинейные искажения даже высококачественных усилителей могут достигать 0,05% и более, то для получения высокой точности поверки целесообразно применять высокоизбирательные векторные вольтметры. К сожалению, выпускаемый промышленностью векторный вольтметр В5-1, работоспособен только на частотах до 20 кГц. Одна из возможных функциональных схем установки для поверки измерительных усилителей приведена на рис. 3.

Напряжение \dot{U}_{oa} с выхода двухфазного генератора 1 через прецизионный калиброванный делитель 2 подается на вход поверяемого усилителя ИУ. Вектормерный вольтметр состоит из измерительного усилителя 3, двух фазовых детекторов 4—5 и двух электроизмерительных приборов, один из которых дает значение активной составляющей измеряемого напряжения, а другой — реактивной. Достигается это тем, что \dot{U}_4 совпадает по фазе с \dot{U}_{oa} , а \dot{U}_5 перпендикулярно \dot{U}_{oa} . Для того, чтобы можно было поверять и усилители с фазовым сдвигом в $180^\circ \pm \gamma$, генератор имеет симметричный выход со средней точкой ($\dot{U}_{oa} \approx \dot{U}_{oa'} e^{j\pi}$). С целью обеспечения достаточно хорошей симметричности напряжений \dot{U}_{oa} и $\dot{U}_{oa'}$ в генераторе 1 применен широкополосный трансформатор с

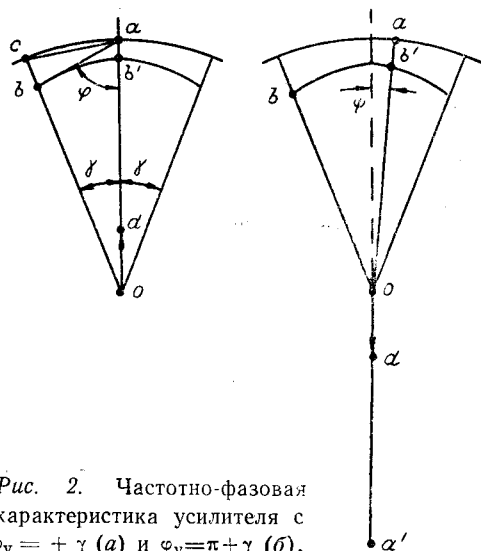


Рис. 2. Частотно-фазовая характеристика усилителя с $\varphi_y = \pm \gamma$ (а) и $\varphi_y = \pi \pm \gamma$ (б).

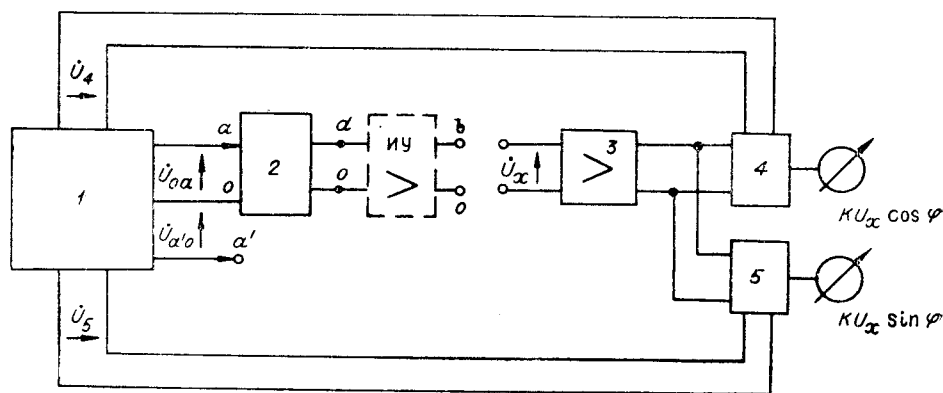


Рис. 3. Функциональная схема установки для поверки измерительных усилителей.

волновой мультифилярной намоткой [5]. Выходное напряжение генератора стабилизировано.

Оценим значения погрешностей (3) и (4) при использовании векторного вольтметра для случая, когда $U_{ab} = 3 \text{ мВ}$; $\frac{dU_{ab}}{U_{ab}} = 3\%$;

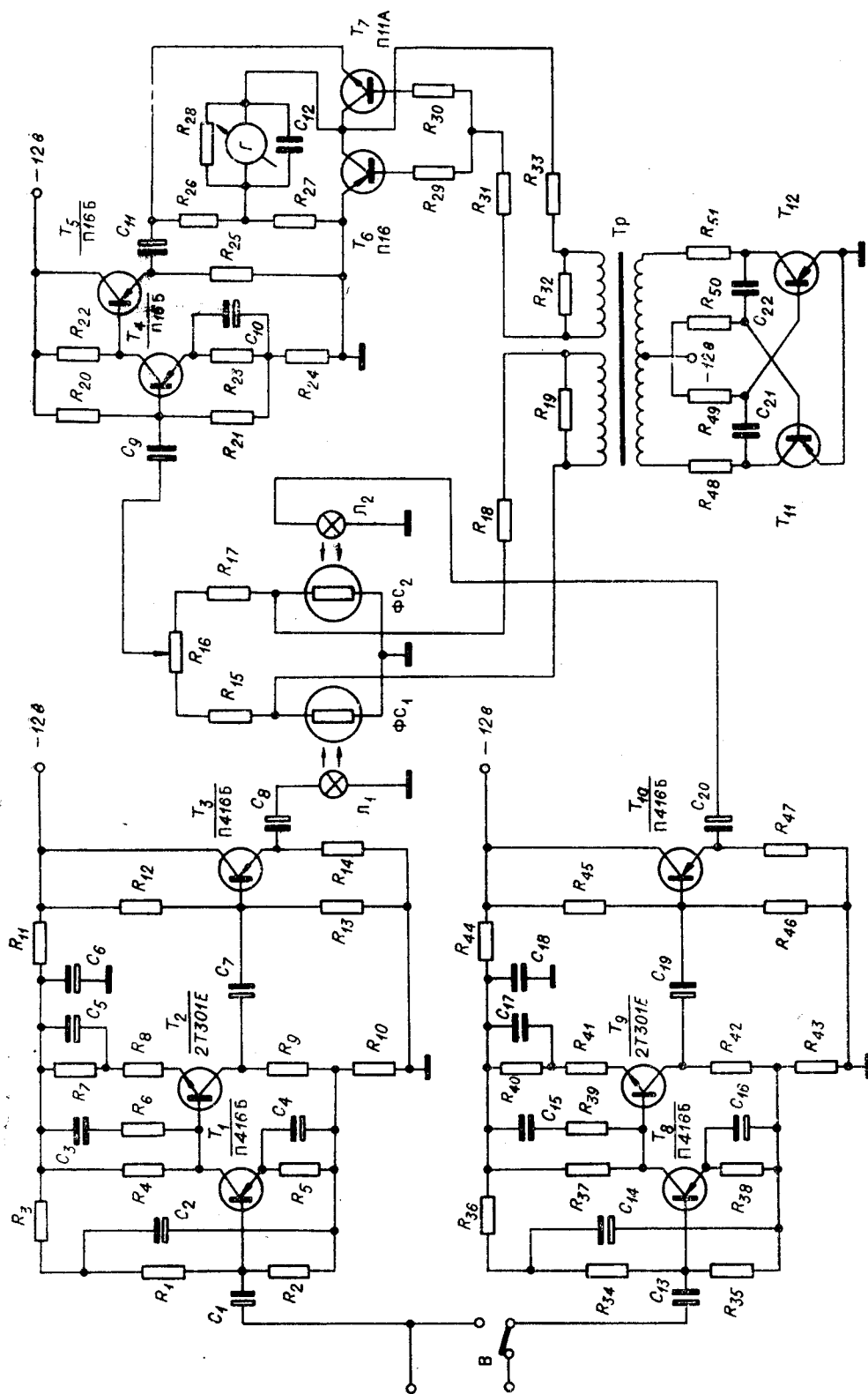


Рис. 4. Принципиальная схема дифференциального указателя.

$$d\varphi \leq 5^\circ; Z_{ab} = 100 \text{ ком}, f = 100 \text{ кгц}; Z_{\text{пар}} = \frac{1}{2\pi f C_{\text{пар}}} = 200 \text{ ком};$$

$$Z_{\text{вых}} = 100 \text{ ом}; U_{oa} = 10 \text{ в} \text{ и } |\gamma| = 0,02^\circ:$$

$$\frac{dK}{K} \leq \frac{dY}{Y} + 2 \cdot 10^{-5}.$$

$$\text{Если же } |\gamma| = 1^\circ, \text{ то } \frac{dK}{K} \approx \frac{dY}{Y} + 2,2 \cdot 10^{-4}.$$

На основании анализа (3), (4) и приведенного примера можно сделать вывод, что компенсационный метод позволяет измерять зависимости $\varphi_y = F(\omega)$, $K = F(\omega)$ при $|\gamma| < 1^\circ$ и $\frac{dK}{K} = F(U_{\text{питания}}, T)$ с весьма высокой точностью. Контролировать же с достаточной точностью $K = F(\omega)$ во всем диапазоне частот, когда $|\gamma|$ больше 1° , описанным способом не представляется возможным*.

Поэтому на краях частотного диапазона неравномерность амплитудной характеристики целесообразно контролировать дифференциальным указателем ДУ, сравнивая по действующему значению напряжения U_{oa} и U_{ob} . Здесь рассмотрим ДУ, выполненный в транзисторном варианте и имеющий большую чувствительность, точность, а также большой частотный диапазон. Электрическая схема ДУ дана на рис. 4.

Указатель представляет собой сочетание двух идентичных широкополосных транзисторных усилителей с глубокими обратными связями (T_1, T_2, T_3) и высокочувствительного дифференциального компаратора на фотоэлектрических преобразователях ($L_1 - \Phi C_1$ и $L_2 - \Phi C_2$).

Мостовая измерительная схема компаратора питается переменным напряжением с выхода мультивибратора (T_4, T_5). Напряжение неравновесия моста после усиления усилителем ($T_6 - T_8$) выпрямляется двухполупериодным синхронным детектором и подается на электроизмерительный прибор, шкала которого проградуирована в относительных единицах отклонения входных напряжений от 1. Характеристики указателя следующие: цена деления 0,005%; рабочий частотный диапазон 40 гц — 1500 кгц; взаимная нестабильность усилителей за 10 минут непрерывной работы менее 0,01%; номинальное значение сравниваемых напряжений 1 в; входное сопротивление $R_{\text{вх}} \geq 200 \text{ ком}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Устройства для расширения пределов измерения (обобщающий доклад 5).— Вторая Всесоюзная научно-техническая конференция по перспективным направлениям развития электроприборостроения (июнь 1965 г.). Л., ОНТИ ВНИИЭП, 1965.
2. М. Арданне. Техника измерений усилителей. Перев. с нем. под ред. Н. Н. Циклинского. М.—Л., Госэнергоиздат, 1933.

* Это утверждение нельзя считать строгим. Известно [6], что между характеристиками $\gamma(\omega)$ и $K(\omega)$ минимально-фазовых цепей существует строго однозначная связь. Возможность определения $K(\omega)$ по $\gamma(\omega)$ является весьма заманчивой, ибо малым частотным искажениям соответствуют намного большие фазовые. Например, величине

$$\frac{\Delta K(\omega)}{K} \approx 0,01 \% \text{ в худшем случае соответствует фазовый сдвиг } 0,85^\circ. \text{ К великому со-}$$

жалению, усилители и особенно усилители с глубокими обратными связями можно отнести к минимально-фазовым цепям лишь в первом приближении. Оценка степени этого приближения никем, насколько известно автору, не проводилась.

3. Н. Н. Соловьев. Основы измерительной техники проводной связи. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.
4. В. А. Двинских. Измерение параметров усилителей с применением режима самовозбуждения. М., изд-во «Советское радио», 1965.
5. А. Л. Грохольский. Способ изготовления трансформаторов с распределенными параметрами. Авторское свидетельство № 164892. Бюллетень изобретений, 1964, № 17.
6. Г. Бодэ. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М., Изд-во иностр. лит., 1948.

*Поступила в редакцию
2 апреля 1966 г.*