

(Лиев)

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НА ТОЧНОСТЬ ОДНОКАНАЛЬНОГО ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УКАЗАТЕЛЯ

Рассмотрен характер переходного процесса в избирательном усилителе дифференциального указателя при поочередной подаче на его вход двух сдвинутых по фазе напряжений. Исследовано влияние расстройки избирательного усилителя на точность сравнения амплитуд первых гармоник искаженных по форме напряжений. Получены расчетные формулы, позволяющие свести влияние переходных процессов до допустимого значения погрешности измерения.

Для отдельного уравнивания мостовых схем переменного тока и обнаружения состояния квазиравновесия широко используются фазонечувствительные дифференциальные указатели [1, 2]. При сравнении искаженных по форме напряжений применяют одноканальные (коммутационные) дифференциальные схемы [3, 4], в которых оба сравниваемых напряжения поочередно усиливаются одним избирательным усилителем. Благодаря одноканальности дифференциальной схемы временные и температурные изменения параметров схемы не вызывают дрейфа нуля указателя [3].

На первый взгляд может показаться, что расстройка избирательного усилителя в одноканальном тракте относительно первой гармоники не влияет на точность сравнения амплитудных значений, так как оба напряжения поочередно ослабляются расстройкой в одинаковой степени. Однако при периодических переключениях сравниваемых напряжений на избирательный усилитель одноканального тракта воздействует разрывно-периодическое колебание, состоящее из пакетов (импульсов) входных напряжений. Поэтому амплитуда установившихся колебаний на выходе избирательного усилителя содержит следы разрывов воздействия, влияние которых на точность сравнения амплитуд неочевидно.

Рассмотрим вначале одноканальный тракт с настроенным усилителем, в качестве которого будем предполагать резонансный усилитель с добротностью колебательного контура Q . Определим форму огибающей модулированного напряжения на выходе избирательного усилителя при периодических переключениях несинфазных напряжений U_1 и U_2 на его входе. В один такт коммутации на вход усилителя поступает напряжение

$$U_1 = U_m' \sin(\omega t - \psi), \quad (1)$$

а в последующий такт —

$$U_2 = U_m'' \sin(\omega t + \psi). \quad (2)$$

Напряжение, получаемое на выходе усилителя при скачке фазы на величину сдвига фаз $\varphi = 2\psi$, можно рассматривать как сумму двух колебаний — затухающих колебаний, возникающих при выключении входного напряжения с фазой $-\psi$, и нарастающих колебаний, появляющихся на выходе при включении на вход напряжения с фазой $+\psi$.

При прекращении возбуждения от напряжения U_1 в колебательном контуре будут иметь место свободные колебания напряжения

$$U'(t) = k_0 U_m' e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t - \psi), \quad (3)$$

где k_0 — коэффициент усиления настроенного усилителя;
 $\tau = \frac{2Q}{\omega}$ — постоянная времени колебательного контура.

При поступлении на вход усилителя возбуждающего напряжения U_2 (после переключения) на колебательном контуре возникнут нарастающие колебания напряжения

$$U''(t) = k_0 U_m'' \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \sin(\omega t + \psi). \quad (4)$$

Результирующее напряжение определится выражением

$$U(t) = k_0 \left[U_m' e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t - \psi) + U_m'' \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \sin(\omega t + \psi) \right]. \quad (5)$$

Считая $\frac{U_m''}{U_m'} = \omega$, получим выражение для амплитуды выходного напряжения усилителя

$$A_1(t) = k_0 U_m' \sqrt{e^{-\frac{2t}{\tau}} + \omega^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 + 2\omega e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cos \varphi}. \quad (6)$$

Легко показать, что в следующий такт коммутации, когда включается напряжение U_1 с отстающей фазой, амплитуда на выходе усилителя будет иметь вид

$$A_2(t) = (t) k_0 U_m' \sqrt{\omega^2 e^{-\frac{2t}{\tau}} + \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 + 2\omega e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cos \varphi}. \quad (7)$$

Таким образом, при периодических переключениях входных напряжений форма огибающей модулированного напряжения на выходе избирательного усилителя отличается от прямоугольной и зависит от разности фаз коммутируемых напряжений. Напряжение частоты коммутации на выходе усредняющего фильтра детектора может быть найдено из выражения

$$E(t) = k_0 k_\lambda U'_m \left[\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sqrt{e^{-\frac{2t}{\tau}} + \omega^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 + 2\omega e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cos \varphi} \times \right. \\ \left. \times dt - \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sqrt{\omega^2 e^{-\frac{2t}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + 2\omega e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cos \varphi} dt \right], \quad (8)$$

где k_λ — коэффициент передачи детектора;
 T — период коммутации.

При равенстве амплитуд сравниваемых напряжений ($\omega=1$) огибающие напряжений $A_1(t)$ и $A_2(t)$ будут описываться одним и тем же уравнением

$$a(t) = \frac{A_1(t)}{k_0 U'_m} = \frac{A_2(t)}{k_0 U'_m} = \sqrt{1 - 4\sin^2 \frac{\varphi}{2} e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}. \quad (9)$$

Графики изменения амплитуд пакетов при различных значениях разности фаз коммутируемых напряжений и $\omega=1$ в соответствии с (9) представлены на рис. 1. Так как при коммутировании равноамплитудных напряжений функции $A_1(t)$ и $A_2(t)$ идентичны, то $E(t)=0$.

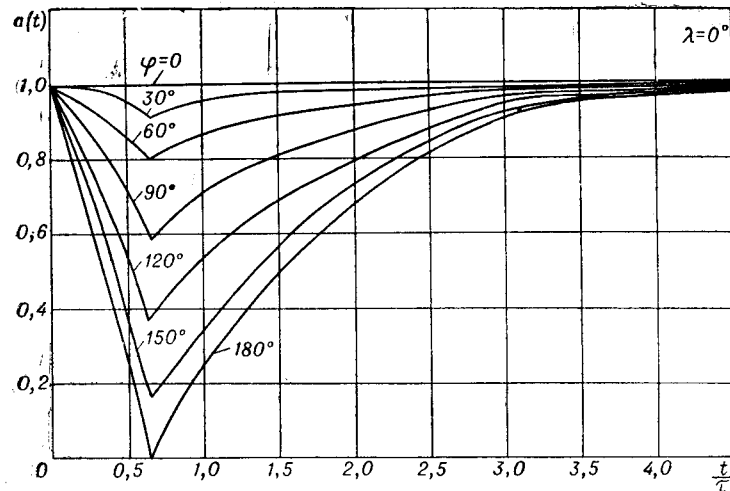


Рис. 1. Изменения амплитуд пакетов, усиленных настроенным усилителем.

Таким образом, при точной настройке избирательного усилителя искажения формы огибающей не влияют на точность индикации равенства амплитуд первых гармоник сравниваемых напряжений.

Рассмотрим одноканальный тракт с расстроенным усилителем, что неизбежно на практике из-за влияния внешних условий на параметры усилителя.

После выключения напряжения U_1 на выходе усилителя получают свободные колебания, начальная амплитуда и фаза которых определяются существовавшими до этого в контуре колебаниями, а частота при высокой добротности контура близка к резонансной [5]:

$$U'(t) = k U'_m e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega_0 t - \psi - \beta), \quad (10)$$

где $k = \frac{k_0}{\sqrt{1 + \lambda^2}}$ — коэффициент усиления расстроенного контура;

ω_0 — резонансная частота контура;

$\beta = \arctg \lambda$ — фазовый сдвиг, вносимый контуром;

$\lambda = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q$ — обобщенная расстройка контура.

После включения напряжения U_2 выходное напряжение складывается из вынужденного колебания и свободного и для небольшой расстройки и высокой добротности контура может быть записано так:

$$U''(t) = k U''_m [\sin(\omega t + \psi - \beta) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega_0 t + \psi - \beta)]. \quad (11)$$

Выходное напряжение после переключения напряжения $U_1 \rightarrow U_2$ можно представить в виде суммы трех колебаний

$$U(t) = k U'_m \{ \omega \sin(\omega t + \psi - \beta) + e^{-\frac{t}{\tau}} [\sin(\omega_0 t - \psi - \beta) - \sin(\omega_0 t + \psi - \beta)] \}. \quad (12)$$

Опуская в уравнении (12) для простоты начальную фазу, одинаковую для всех составляющих, и полагая $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$, получим

$$U(t) = k U'_m \{ \omega [\cos(\Delta\omega t + \psi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \psi] + e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \psi \} \sin \omega_0 t + \\ + k U'_m \{ \omega [\sin(\Delta\omega t + \psi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \psi] - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \psi \} \cos \omega_0 t. \quad (13)$$

Амплитуда результирующих колебаний равна

$$A_1(t) = k U'_m \sqrt{\omega^2 \left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \Delta\omega t + e^{-\frac{2t}{\tau}} \right) + \\ + 2\omega e^{-\frac{t}{\tau}} \left[\cos(\Delta\omega t + \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \varphi \right] + e^{-\frac{2t}{\tau}}}. \quad (14)$$

Аналогичным путем можно показать, что при переключении напряжения $U_2 \rightarrow U_1$ возникают колебания с амплитудой

$$A_2(t) = k U'_m \sqrt{\left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \Delta\omega t + e^{-\frac{2t}{\tau}} \right) + \\ + 2\omega e^{-\frac{t}{\tau}} \left[\cos(\Delta\omega t - \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \varphi \right] + \omega^2 e^{-\frac{2t}{\tau}}}. \quad (15)$$

При равенстве амплитуд коммутируемых напряжений ($\omega=1$) огибающие пакетов напряжений на выходе избирательного усилителя с учетом $\Delta\omega = \frac{\lambda}{\tau}$ будут описываться уравнениями:

$$a_1(t) = \frac{A_1(t)}{kU'_m} = \sqrt{1 + 4e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \frac{\varphi}{2} \sin\left(\frac{\lambda t}{\tau} - \frac{\varphi}{2}\right) + 4e^{-\frac{2t}{\tau}} \sin^2 \frac{\varphi}{2}};$$

$$a_2(t) = \frac{A_2(t)}{kU'_m} = \sqrt{1 - 4e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \frac{\varphi}{2} \sin\left(\frac{\lambda t}{\tau} + \frac{\varphi}{2}\right) + 4e^{-\frac{2t}{\tau}} \sin^2 \frac{\varphi}{2}}. \quad (16)$$

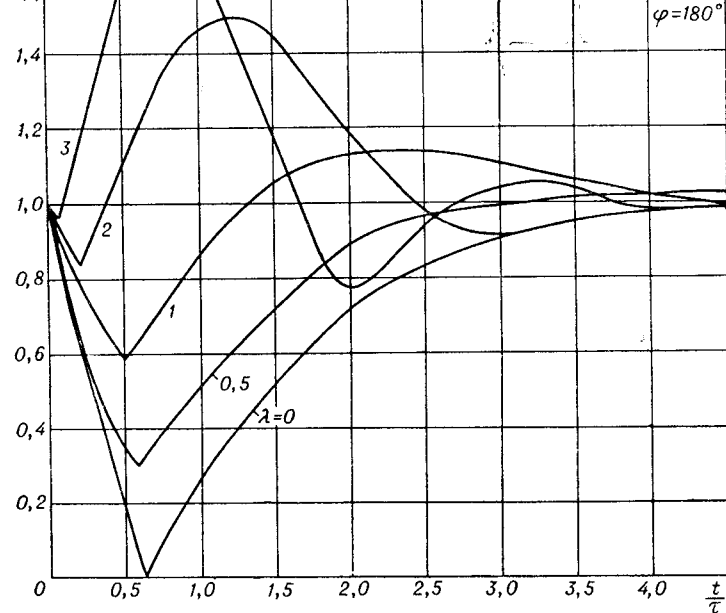


Рис. 2. Изменения амплитуд пакетов противофазных напряжений, усиленных расстроенным усилителем.

соответствии с уравнением (16) построен график изменения амплитуды пакетов в функции времени (рис. 2), из которого следует, что форма огибающей модулированного напряжения, усиленного расстроенным усилителем, зависит не только от разности фаз коммутируемых напряжений, но и от степени расстройки контура λ .

Для оценки величины погрешности предположим, что амплитудный детектор имеет квадратичную характеристику. Тогда в соответствии с (8) напряжение на выходе детектора равно

$$E(t) = 8kk_a U_m \left[\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\left(\frac{\lambda t}{\tau} - \frac{\varphi}{2}\right) dt + \right.$$

$$+ \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\left(\frac{\lambda t}{\tau} + \frac{\varphi}{2}\right) dt \Big]. \quad (17)$$

После преобразований получим

$$E(t) = \frac{8kk_R U_m \tau \sin \varphi}{T(1 + \lambda^2)} \left[\lambda - e^{-\frac{t}{2\tau}} \left(\lambda \cos \frac{\lambda T}{2\tau} - \sin \frac{\lambda T}{2\tau} \right) \right]. \quad (18)$$

Напряжение $E(t)$ в (18) обращается в нуль только при отсутствии расстройки усилителя ($\lambda=0$) или при коммутировании синфазных или противофазных напряжений ($\varphi=0$ и $\varphi=\pi$).

Следовательно, расстройка избирательного усилителя в общем случае вносит погрешность в определение равенства амплитуд сравниваемых напряжений. Нулевое показание дифференциального указателя из-за искажения формы огибающей будет иметь место не при $\omega=1$, как в настроенном усилителе, а при некотором неравенстве амплитуд коммутируемых напряжений ($U_1 \cong U_2$). Для определения величины погрешности приравняем усредненные значения амплитуд пакетов в (14) и (15). С учетом квадратичности характеристик детекторов получим

$$\begin{aligned} \omega^2 \left(1 - \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \Delta \omega t dt \right) - 8\omega \sin \varphi \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \Delta \omega t dt - \\ - 1 + \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \Delta \omega t dt = 0. \end{aligned} \quad (19)$$

После преобразований, считая $\Delta \omega = \frac{\lambda}{\tau}$, найдем

$$\begin{aligned} \omega^2 \left\{ 1 - \frac{\left[1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \left(\lambda \sin \frac{\lambda T}{2\tau} - \cos \frac{\lambda T}{2\tau} \right) \right]}{\frac{T}{\lambda} (1 + \lambda^2)} \right\} - \\ - 8\omega \sin \varphi \frac{\lambda - e^{-\frac{T}{2\tau}} \left(\lambda \cos \frac{\lambda T}{2\tau} + \sin \frac{\lambda T}{2\tau} \right)}{\frac{T}{\tau} (1 + \lambda^2)} - \\ - 1 + \frac{4 \left[1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \left(\lambda \sin \frac{\lambda T}{2\tau} - \cos \frac{\lambda T}{2\tau} \right) \right]}{\frac{T}{\tau} (1 + \lambda^2)} = 0. \end{aligned} \quad (20)$$

Решение уравнения (20) относительно ω довольно громоздко. Для его упрощения можно пренебречь экспоненциальными членами, так как практически период коммутации в одноканальной дифференциальной

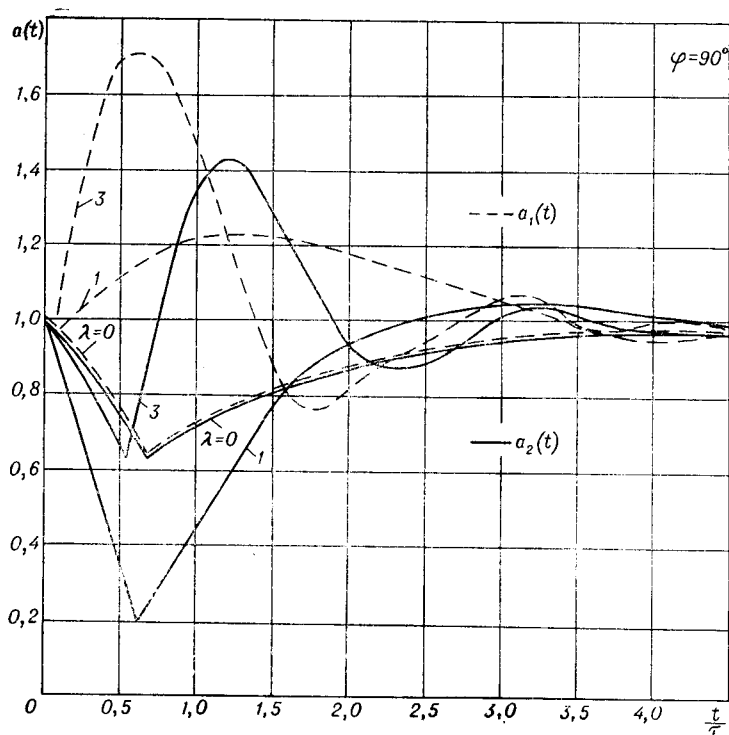


Рис. 3. Изменения амплитуд пакетов квадратурных напряжений, усиленных расстроенным усилителем.

схеме выбирается значительно больше постоянной времени контура избирательного усилителя ($T \gg \tau$). Для этого случая имеем

$$\omega_0 = \frac{8\lambda \sin \varphi + \sqrt{64\lambda^2 \sin^2 \varphi + 4 \left[\frac{T}{\tau} (1 + \lambda^2) - 4 \right]^2}}{2 \left[\frac{T}{\tau} (1 + \lambda^2) - 4 \right]}. \quad (21)$$

Относительную погрешность индикации равенства амплитуд U_1 и U_2 можно определить из (21) как

$$\gamma = (\omega_0 - 1) 100\%. \quad (22)$$

Очевидно, что максимальная погрешность будет иметь место при коммутировании квадратурных напряжений ($\varphi = \frac{\pi}{2}$), и ее величина будет пропорциональна степени расстройки (рис. 3). Определим максимальную погрешность одноканального указателя при расстройке избирательного усилителя, соответствующей границе полосы пропускания усилителя, отсчитанной на уровне $0,707 k_0$. Для этого случая $\lambda = \pm 1$ и погрешность с учетом (21) и (22) имеет вид

$$\gamma_{1,2} = \left[\frac{\pm 4 + \sqrt{16 + \left(\frac{2T}{\tau} - 4 \right)^2}}{\frac{2T}{\tau} - 4} - 1 \right] 100\%. \quad (23)$$

Выразив T через частоту коммутации F и обозначив $\frac{\omega_0}{2\pi F} = \eta$, получим

$$\gamma_{1,2} = \left[\frac{\pm 4 \sqrt{\left(\frac{2\pi\eta}{Q}\right)^2 - 8\left(\frac{2\pi\eta}{Q}\right) + 32}}{\frac{2\pi\eta}{Q} - 4} - 1 \right] 100\%. \quad (24)$$

Погрешность γ_1 соответствует положительной расстройке, а γ_2 — отрицательной. Из (24) следует, что $\gamma_1 \neq \gamma_2$ при любых расстройках. Это обусловлено взаимным действием переходных процессов за счет фазовых и амплитудных скачков, так как нулевое показание дифференциального указателя при $\varphi \neq 0$ имеет место при $U_1 > U_2$ или $U_1 < U_2$ в зависимости от знака расстройки. В результате при одном знаке расстройки происходит частичная компенсация «фазового» переходного процесса «амплитудным» и $\gamma_1 \cong \gamma_2$. Поскольку знак расстройки — величина случайная, то возможную погрешность следует оценивать по максимальному значению

$$\gamma_{\max} = \left[\frac{8 - \frac{2\pi\eta}{Q} + \sqrt{\left(\frac{2\pi\eta}{Q}\right)^2 - 8\left(\frac{2\pi\eta}{Q}\right) + 32}}{\frac{2\pi\eta}{Q} - 4} \right] 100\%. \quad (25)$$

Задавшись допустимым значением погрешности $\gamma_{\text{доп}}$ из (25), можно определить минимально допустимое соотношение частот η при выбранном значении Q или максимально допустимое значение добротности при выбранном соотношении частот. Итак,

$$\eta_{\min} \geq \frac{2Q}{\pi} \left[1 + \frac{2(\gamma_0 + 1)}{(\gamma_0 + 1)^2 - 1} \right]; \quad (26)$$

$$Q_{\max} \leq \frac{\pi\eta}{2} \left(\frac{(\gamma_0 + 1)^2 - 1}{(\gamma_0 + 1)^2 + 2(\gamma_0 + 1) - 1} \right), \quad (27)$$

где $\gamma_0 = \frac{\gamma_{\text{доп}} [\%]}{100}$ — допустимая относительная погрешность в %.

Так как допустимое значение погрешности мало (обычно $\gamma_0 < 0,01$), то выражения (26), (27) можно упростить и при расчетах пользоваться приближенными формулами:

$$\eta_{\min} \geq \frac{200Q}{\pi\gamma_{\text{доп}}}; \quad (28)$$

$$Q_{\max} \leq \frac{\pi\eta\gamma_{\text{доп}}}{200}, \quad (29)$$

где $\gamma_{\text{доп}}$ — допустимое значение погрешности, в %.

Так, при $Q=100$ и допустимой погрешности в $0,1\%$, согласно (28), $\eta \cong 6 \cdot 10^4$. При одноканальном сравнении двух высокочастотных напряжений такое соотношение частот выполнить легко. Но при измерениях в звуковом диапазоне частот значение η_{\min} может оказаться

ческое записание входа амплитудного детектора на время переходного процесса (рис. 4).

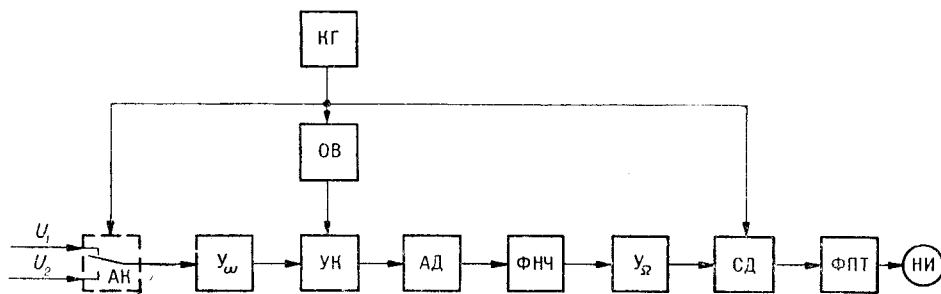


Рис. 4. Блок-схема одноканального дифференциального указателя со стробируемым каналом:

АК — автоматический коммутатор; $У_{\omega}$ — избирательный усилитель; УК — управляемый ключ; АД — амплитудный детектор; ФНЧ — фильтр нижних частот; $У_{\Omega}$ — усилитель; СД — синхронный детектор; ФПТ — фильтр постоянного тока; НИ — нулевой индикатор; КГ — коммутационный генератор; ОВ — одновibrator.

Из графиков процесса установления амплитуды на выходе избирательного усилителя при наличии скачков фазы следует (см. рис. 3), что различие амплитуд пакетов при $\omega = 1$ можно пренебречь, начиная с момента $\frac{t}{\tau} = 3 \div 4$. Поэтому длительность запирающего импульса можно определить из соотношения

$$t_c \geq 3\tau = \frac{6Q}{\omega_{\min}} \approx \frac{Q}{f_{\min}}, \quad (30)$$

где f_{\min} — минимальная частота сравниваемых напряжений.

При таком усложнении схемы возможно снижение η или увеличение добротности по сравнению со значениями (26) и (27) при сохранении заданной точности.

Выводы

При одноканальном сравнении амплитуд двух переменных напряжений по первым гармоникам переходные процессы, возникающие в избирательном усилителе в моменты коммутации, не влияют на точность сравнения, если усилитель настроен точно на основную гармонику.

Если избирательный усилитель расстроен, то погрешность в сравнении амплитуд отсутствует только при коммутировании синфазных или противофазных напряжений. Другие фазовые соотношения коммутируемых напряжений вызывают погрешность, пропорциональную степени расстройки, а знак погрешности определяется знаком расстройки.

Рациональным выбором отношения частоты сравниваемых напряжений к частоте коммутации для заданной добротности усилителя можно свести влияние фазовых соотношений на точность сравнения амплитуд до допустимого значения.

Ценой некоторого усложнения одноканального преобразовательного тракта (путем стробирования пакетного напряжения) можно умень-

шить полосу пропускания избирательного усилителя для заданного отношения частоты коммутируемых напряжений к частоте коммутации и допустимой погрешности измерения или уменьшить отношение частот для заданной полосы усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамбергер. Обобщенная теория мостов переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
2. Л. Я. Мізюк. Електронні покажчики змінної напруги. Київ, Держтехвидав УРСР, 1960.
3. Ю. А. Скрипник. Способы построения высокостабильных фазочувствительных дифференциальных индикаторов.— Приборостроение, 1961, № 10.
4. Ф. Б. Гриневич, А. И. Новик. Коммутационный дифференциальный указатель с диодным переключателем.— Электрические методы автоматического контроля (Труды ИАЭ СО АН СССР), вып. 5. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1962.
5. С. И. Евтянов. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. М., Связьиздат, 1948.

*Поступила в редакцию
16 декабря 1965 г.,
окончательный вариант —
7 февраля 1966 г.*
