

## ФАЗОВЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

Канд. техн. наук, проф. АБАРИНОВ Е. Г., асп. САРЕЛО К. С.

*Гомельский государственный технический университет*

Качество измерительных усилителей переменного тока определяется стабильностью их коэффициентов передачи и фазовыми сдвигами усиливаемых сигналов. В усилителях, применяемых в измерительных преобразователях электрической мощности, счетчиках электроэнергии, поверочных установках устройств переменного тока, а также усилителях, работающих с датчиками переменного тока (электромагнитными – скорости и перемещения, емкостными – влажности), основным становится требование малых фазовых искажений. Оценить требования к величине допустимых фазовых искажений можно по влиянию квадратурной составляющей усиливаемого сигнала на результат преобразования. Возникновение квадратурной составляющей в преобразователях обусловлено различными причинами. Так, в преобразователях активной электрической мощности она появляется в токе из-за реактивного характера нагрузки, и, как видно из рис. 1а, при фазовом сдвиге между напряжением и током в  $45^\circ$  квадратурная  $I_{\text{кв}}$  и синфазная составляющая  $I_c$  тока будут одинаковыми. На рис. 1б приведена векторная диаграмма, отражающая взаимное расположение полезной реактивной составляющей  $U_p$ , пропорциональной емкости и содержанию влаги в паре, и неинформативной активной составляющей  $U_a$ , обусловленной проводимостью влаги, выходного сигнала  $U_d$  емкостного датчика влажности пара при питании его от источника тока. Величина полезной составляющей  $U_p$  в зависимости от выбранной частоты питания датчика может быть и меньше квадратурной неинформативной составляющей  $U_a$ .

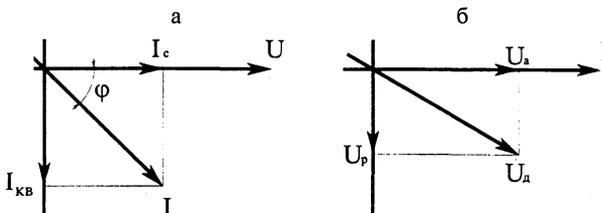


Рис. 1. Векторные диаграммы, отражающие наличие квадратурного сигнала в:  
а – преобразователях активной мощности и б – емкостном датчике влажности пара

Фазовый сдвиг  $\gamma$  измерительного усилителя приводит к тому, что нарушается квадратурность между опорным сигналом  $U_{\text{оп}}$  (на рис. 1а – это  $U$ , а на рис. 1б – это сигнал, находящийся в квадратуре с  $I$ ) и квадратурной составляющей ( $I_{\text{кв}}$  – на рис. 1а,  $U_a$  – на рис. 1б), как это показано на рис. 2.

Дополнительную погрешность  $\delta$ , вносимую фазовым сдвигом  $\gamma$  измерительного усилителя, можно определить как отношение проекции усиленного квадратурного сигнала к проекции усиленного полезного сигнала на ось опорного сигнала

$$\delta = \frac{k_{yc} U_{кв} \sin \gamma}{k_{yc} U_{пол} \cos \gamma} = \operatorname{tg} \gamma.$$

Обеспечить дополнительную погрешность, вносимую фазовым сдвигом измерительного усилителя, на уровне 0,1 % можно при  $\operatorname{tg} \gamma = 10^{-3}$ , что соответствует трем угловым минутам. Таким образом измерительные усилители упомянутых выше устройств переменного тока должны обеспечивать фазовые сдвиги на уровне единиц угловых минут и меньше.

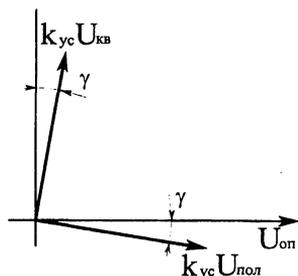


Рис. 2. Векторная диаграмма, отражающая взаимное положение вектора опорного напряжения  $U_{оп}$  и усиленных сигналов  $U_{кв}$  и  $U_{пол}$

Современные измерительные усилители строятся на основе микросхем интегральных усилителей постоянного тока (ИУПТ), которые для обеспечения стабильности коэффициента усиления и малых фазовых сдвигов охватываются глубокой отрицательной обратной связью. Для обеспечения устойчивости таких замкнутых усилителей ЛАЧХ современных интегральных УПТ с помощью внутренней коррекции формируется с наклоном  $-20$  дБ/дек [1], как показано на рис. 3 для микросхемы К140УД7, где  $\omega_1 = 2\pi f_1$  — угловая частота единичного усиления, а  $\omega_{сопр\text{ мс}}$  — угловая частота сопряжения асимптотических участков ЛАЧХ микросхемы. Частотные свойства ИУПТ в этом случае определяются такими «паспортными» параметрами, как частота единичного усиления  $f_1$  и коэффициент усиления  $k_u$  на постоянном токе [1].

В соответствии с [2] по ЛАЧХ можно записать передаточную функцию микросхемы  $W_{мс}(p)$  в виде

$$W_{мс}(p) = \frac{k_u}{1 + pT_{мс}}, \quad (1)$$

где  $T_{мс}$  — постоянная времени ИУПТ.

Между  $T_{мс}$  и  $\omega_{сопр\text{ мс}}$  имеет место такая связь [2]:

$$T_{мс} = \frac{1}{\omega_{сопр\text{ мс}}}. \quad (2)$$

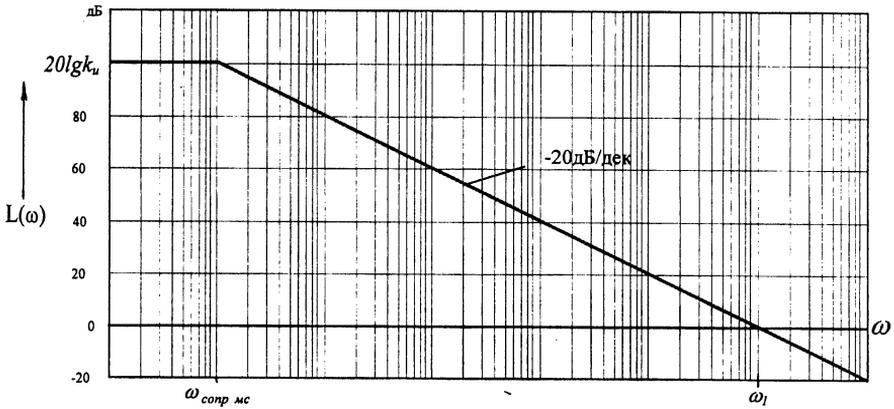


Рис. 3. ЛАЧХ интегрального УПТ

Поскольку наклон ЛАЧХ интегрального УПТ формируется равным  $-20$  дБ/дек, между  $\omega_{\text{сопр мс}}$  и  $\omega_1$  существует следующая связь:

$$\omega_{\text{сопр мс}} = \frac{\omega_1}{k_u}.$$

Подставляя это выражение в (2), получим

$$T_{\text{мс}} = \frac{k_u}{2\pi f_1}. \quad (3)$$

Например, для ИУПТ К140УД7 ( $k_u = 10^5$ ;  $f_1 = 10^6$  Гц)  $T_{\text{мс}} = 15,9$  мс, а частота сопряжения микросхемы  $f_{\text{сопр}}$  (частота, на которой микросхема вносит фазовый сдвиг в  $45^\circ$  [2]) равна 10 Гц. Для увеличения частоты сопряжения измерительные усилители строятся по замкнутой схеме, чему соответствует структурная схема рис. 4, где  $k_{\text{ос}}$  – коэффициент передачи звена обратной связи.

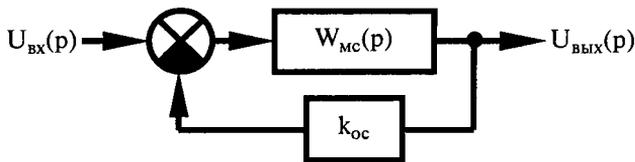


Рис. 4. Структурная схема замкнутого усилителя

Передаточная функция замкнутого усилителя  $W_3(p)$  определяется выражением [2]

$$W_3(p) = \frac{W_{\text{пр}}(p)}{1 + W_{\text{р}}(p)}, \quad (4)$$

где  $W_{\text{пр}}(p) = W_{\text{мс}}(p)$  – передаточная функция прямого тракта;

$W_p(p) = k_{oc} W_{mc}(p)$  – передаточная функция разомкнутой системы замкнутого усилителя.

Учитывая (1),  $W_3(p)$  можно представить в виде

$$W_3(p) = \frac{1}{1+p} \frac{k_p}{1+k_p} = \frac{k_3}{1+pT_3}, \quad (5)$$

где  $k_3 = \frac{1}{k_{oc}} \frac{k_p}{1+k_p} \approx \frac{1}{k_{oc}}$  – коэффициент усиления замкнутого усилителя;

$T_3 = \frac{T_{mc}}{1+k_p}$  – постоянная времени замкнутого усилителя;

$k_p = k_u k_{oc} = \frac{k_u}{k_3}$  – коэффициент передачи разомкнутой системы.

На рис. 5 приведены ЛАЧХ замкнутых  $L_{31}(\omega)$  и  $L_{32}(\omega)$  (пунктир) и разомкнутых  $L_{p1}(\omega)$  и  $L_{p2}(\omega)$  (сплошная линия) усилителей при  $k_{31} = 100$  и  $k_{32} = 1$  с учетом, что  $L_3(\omega) = 20 \lg(W_3(\omega))$ , а

$$L_p(\omega) = 20 \lg(W_p(\omega)) = 20 \lg \frac{W_{mc}(\omega)}{k_3}.$$

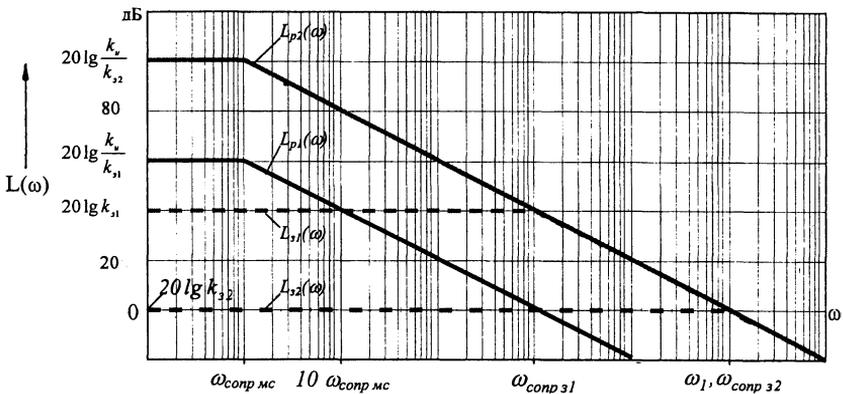


Рис. 5. ЛАЧХ замкнутых  $L_3(\omega)$  и разомкнутых  $L_p(\omega)$  усилителей при

$$k_u = 10^5; \omega_1 = 6,28 \cdot 10^6; k_{31} = 100; k_{32} = 1$$

Как видно из (5) и рис. 5, обратная связь позволяет уменьшить постоянную времени  $T_3$  замкнутых усилителей (или увеличить их частоту сопряжения  $\omega_{сопр\ 3}$ ) в  $k_p$  раз. Для определения фазовых искажений, вносимых замкнутым усилителем на определенной (рабочей) частоте, надо определить как аргумент  $\varphi_3(\omega)$  комплексного коэффициента передачи замкнутого усилителя  $W_3(j\omega) = W_3(\omega)e^{j\varphi_3(\omega)}$  зависит от частоты. В соответствии с (4)  $W_3(j\omega)$  можно представить в виде

$$W_3(j\omega) = \frac{1}{k_{oc}} \frac{W_p(j\omega)}{1+W_p(j\omega)} = \frac{1}{k_{oc}} \frac{W_p(\omega)e^{j\varphi_{mc}(\omega)}}{1+W_p(\omega)e^{j\varphi_{mc}(\omega)}}, \quad (6)$$

где  $W_p(\omega)$  и  $\varphi_{mc}(\omega)$  — модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи разомкнутой системы замкнутого усилителя.

Представив (6) в алгебраической форме, можно найти  $\operatorname{tg}(\varphi_3(\omega))$

$$\operatorname{tg}(\varphi_3(\omega)) = \frac{\operatorname{Im}[W_3(j\omega)]}{\operatorname{Re}[W_3(j\omega)]} = \frac{\sin(\varphi_p)}{W_p(\omega) + \cos(\varphi_p(\omega))}. \quad (7)$$

На частоте, равной  $10\omega_{\text{сопр мс}}$ , фазовый сдвиг, вносимый микросхемой, будет равен  $84^\circ$ , так как аргумент комплексного коэффициента передачи инерционного звена равен  $\operatorname{arctg}(\omega\tau)$ , где  $\tau$  — постоянная времени инерционного звена [2]. Поэтому с учетом того, что  $\sin 84^\circ = 0,955$ , а  $\cos 84^\circ = 0,105$ , в выражении (7) для частот  $\omega \geq 10\omega_{\text{сопр мс}}$  числитель можно считать равным единице, а вторым слагаемым знаменателя —  $\cos(\varphi_p(\omega))$  пренебречь, так как на рабочих частотах  $W_p(\omega) \gg 1$ . При этом (7) для частот  $\omega \geq 10\omega_{\text{сопр мс}}$  примет простой вид

$$\operatorname{tg}(\varphi_3(\omega)) = \frac{1}{W_p(\omega)}. \quad (8)$$

Для углов, меньших  $5^\circ$ , когда тангенс равен углу, выраженному в радианах, формулу (8) можно записать

$$\varphi_3(\omega) = \frac{1}{W_p(\omega)}. \quad (9)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи разомкнутой системы  $W_p(\omega)$  на частотах, меньших частоты сопряжения  $\omega_{\text{сопр мс}}$ , зависит от частоты, и определить его величину можно по ЛАЧХ разомкнутой системы. Так, для замкнутого усилителя с  $k_3 = 100$  на частоте, равной  $10\omega_{\text{сопр мс}}$ , как видно из ЛАЧХ,  $L_{p1}(10\omega_{\text{сопр мс}}) = 40$  дБ, а значит  $W_p(10\omega_{\text{сопр мс}}) = 100$ , а  $\varphi(10\omega_{\text{сопр мс}}) = 10^{-2}$  рад =  $35'$ . Для замкнутого усилителя с  $k_3 = 1$  на частоте, равной  $10\omega_{\text{сопр мс}}$ ,  $L_{p2}(10\omega_{\text{сопр мс}}) = 80$  дБ;  $W_p(10\omega_{\text{сопр мс}}) = 10^4$ , а  $\varphi(10\omega_{\text{сопр мс}}) = 10^{-4}$  рад =  $0,35'$ . Это значит, что замкнутый усилитель на основе микросхемы К140УД7 на частоте 100 Гц при  $k_3 = 100$  будет вносить фазовый сдвиг, равный  $35'$ , а при  $k_3 = 1$  —  $0,35'$ .

Однако определять  $W_p(\omega)$  по ЛАЧХ не совсем удобно. Можно  $W_p(\omega)$  и  $\varphi_3(\omega)$  рассчитывать и аналитически по «паспортным» параметрам интегрального УПТ. В соответствии с (4) и (1) модуль комплексного коэффициента передачи разомкнутой системы  $W_p(\omega)$  замкнутого усилителя можно представить в виде [2]

$$W_p(\omega) = \frac{k_{oc}k_u}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{mc}^2}}.$$

Тогда, учитывая, что на рабочих частотах  $\omega^2 T_{mc}^2 \gg 1$  и  $\frac{1}{k_{oc}} \cong k_3 W_p(\omega)$

будет иметь вид

$$W_p(\omega) = \frac{k_u}{k_3 \omega T_{mc}}. \quad (10)$$

Подставляя (10) в (9) и учитывая (3), можно получить

$$\varphi_3(f) = \frac{k_3 f}{f_1}, \quad (11)$$

где  $f$  — рабочая частота, Гц;  $f_1$  — частота единичного усиления ИУПТ, Гц.

Эта формула позволяет без построения ЛАЧХ находить фазовые сдвиги замкнутых усилителей. Так, для  $k_3 = 100$  при  $f_1 = 10^6$  Гц на частоте  $f = 100$  Гц фазовый сдвиг замкнутого усилителя  $\varphi_3(100 \text{ Гц})$  будет равен  $10^{-2}$  рад, а для  $k_3 = 1$  —  $\varphi_3(100 \text{ Гц}) = 10^{-4}$  рад, как и в приведенных выше примерах.

Эта формула позволяет решать и некоторые другие практические задачи:

во-первых, определять максимально допустимое значение коэффициента усиления замкнутого усилителя  $k_{3 \max}$  на определенной микросхеме  $f_{1mc}$  по необходимым фазовым искажениям  $\varphi_{3 \text{ необх}}$  на рабочей частоте  $f_p$

$$k_{3 \max} = \frac{\varphi_{3 \text{ необх}} f_{1mc}}{f_p}. \quad (12)$$

Так, коэффициент усиления входного усилителя преобразователя электрической мощности для обеспечения фазового сдвига в одну угловую минуту ( $3 \cdot 10^{-4}$  рад) на частоте 50 Гц не должен превышать шести; если усилитель выполнен на микросхеме К140УД7;

во-вторых, рассчитывать необходимую частоту единичного усиления  $f_{1 \text{ необх}}$  микросхемы, которая может обеспечить заданный фазовый сдвиг  $\varphi_{3 \text{ задан}}$  на рабочей частоте  $f_p$  при заданном коэффициенте усиления замкнутого усилителя  $k_{3 \text{ задан}}$

$$f_{1 \text{ необх}} = \frac{k_{3 \text{ задан}} f_p}{\varphi_{3 \text{ задан}}}. \quad (13)$$

Так, обеспечить фазовый сдвиг в  $30'$  ( $9 \cdot 10^{-3}$  рад) измерительного усилителя влагомера на частоте 200 кГц при  $k_3 = 10$  может микросхема с частотой единичного усиления не менее 222 МГц.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Полонников Д. Е. Операционные усилители // Принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Ивашенко Н. Н. Автоматическое регулирование: Теория и элементы систем. — М.: Машиностроение, 1973.

Представлена кафедрой  
промышленной электроники

Поступила 14.02.2000