

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° 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 .

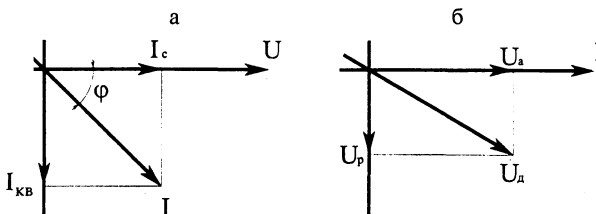


Рис. 1. Векторные диаграммы, отражающие наличие квадратурного сигнала в:
а – преобразователях активной мощности и б – емкостном датчике влажности пара

Фазовый сдвиг γ 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 δ , вносимую фазовым сдвигом γ 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.

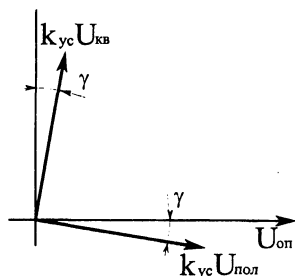


Рис. 2. Векторная диаграмма, отражающая взаимное положение вектора опорного напряжения $U_{оп}$ и усиленных сигналов $U_{кв}$ и $U_{пол}$

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]:

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

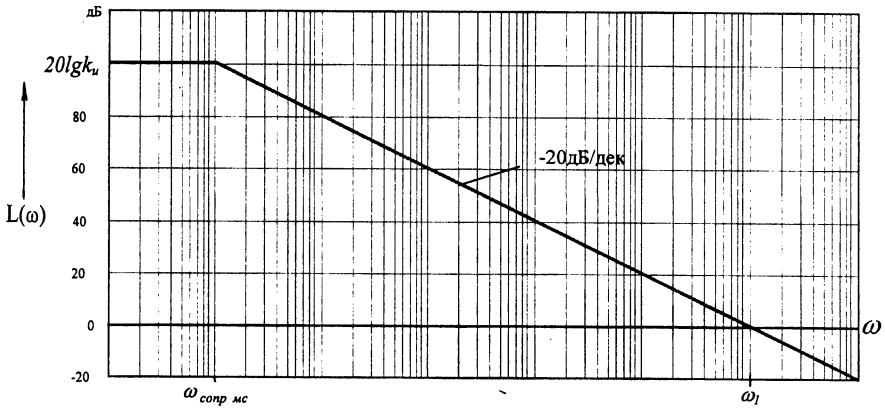


Рис. 3. ЛАЧХ интегрального УПТ

Поскольку наклон ЛАЧХ интегрального УПТ формируется равным -20 дБ/дек, между $\omega_{\text{сопр мс}}$ и ω_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° [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.

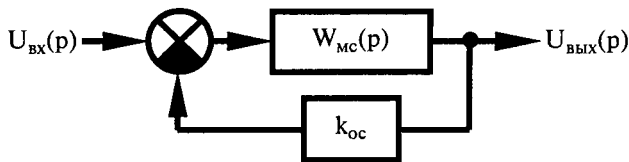


Рис. 4. Структурная схема замкнутого усилителя

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

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

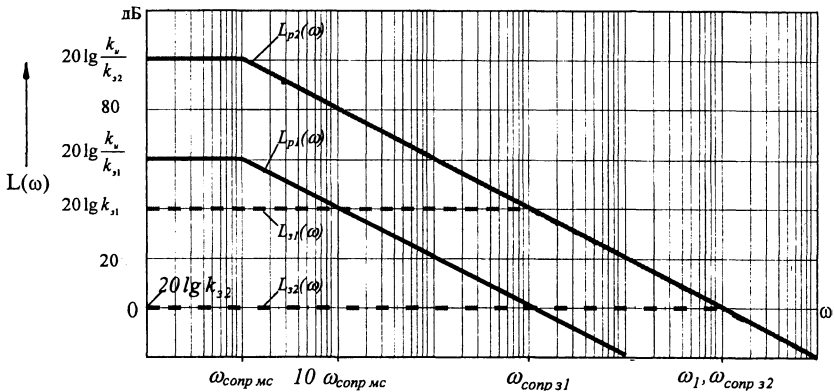


Рис. 5. ЛАЧХ замкнутых $L_3(\omega)$ и разомкнутых $L_p(\omega)$ усилителей при

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

Как видно из (5) и рис. 5, обратная связь позволяет уменьшить постоянную времени T_3 замкнутых усилителей (или увеличить их частоту сопряжения $\omega_{сопр з}$) 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 $\text{tg}(\varphi_3(\omega))$

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

На частоте, равной $10\omega_{\text{сопр мс}}$, фазовый сдвиг, вносимый микросхемой, будет равен 84° , так как аргумент комплексного коэффициента передачи инерционного звена равен $\text{arctg}(\omega\tau)$, где τ — 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

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

Для углов, меньших 5° , 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