

В. В. ВАСИЛЬЕВ, Ю. В. САФРОШКИН

(Пушино)

НЕКОТОРЫЕ УТОЧНЕНИЯ К АНАЛИЗУ УСИЛИТЕЛЯ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ЕМКОСТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Задача статьи — проанализировать с учетом ранее опускаемых факторов: потерь в емкостях, выходного сопротивления и параметров нагрузки — функционирование и предельные возможности положительной емкостной обратной связи, используемой в предварительных усилителях при микроэлектродном отведении биопотенциалов для коррекции амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) или переходных характеристик (ПХ) их коэффициента передачи.

На рис. 1 приведена эквивалентная схема известного усилителя с положительной емкостной обратной связью (так называемого усилителя с «отрицательной емкостью»). Искажения АЧХ или ПХ в таком усилителе

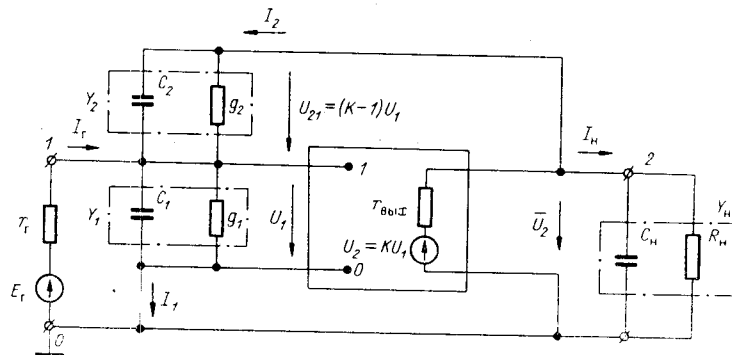


Рис. 1.

теле вызваны конечной емкостью C_1 , шунтирующей вход усилителя, и большим сопротивлением r_r отводящего микроэлектрода. Собственно усилительные каскады (т. е. без внешней обратной связи) замещены на рис. 1 управляемым источником э. д. с. KU_1 . Конечные входные емкость и проводимость каскадов считаем включенными в элементы C_1 и g_1 .

Целью работы является выяснение влияния потерь g_1 и g_2 в емкостях, выходного сопротивления $r_{\text{вых}}$ и параметров нагрузки C_n , R_n на широкополосность усилителя. В связи с тем, что общепринятый аналитический путь приводит к слишком громоздким выражениям, для решения задачи используется фазовый подход с применением векторных ди-

Параметры схемы					
Характер реакции на перепад напряжения	затухание d	добротность g	коэффициент коррекции m	K_0 при произвольной величине $\frac{C_1}{C_2}$	K_0 при $C_1 = C_2$
Критическое успокоение (наименьшая длительность фронта без выброса)	2	0,5	0,25	$K_0^{кр} = 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{\tau_a}{r_1 C_2} - 2 \sqrt{\frac{\tau_a}{r_1 C_2} \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^*}$	$K_0^{кр} = 2 + \frac{\tau_a}{r_1 C_2} - 0,7 \sqrt{\frac{\tau_a}{r_1 C_2}}$
Апериодические реакции	Более 2	Менее 0,5	Менее 0,25	$K_0 < K_0^{кр}$	$K_0 < K_0^{кр}$
Колебательные реакции	Менее 2	Более 0,5	Более 0,25	$K_0 > K_0^{кр}$	$K_0 > K_0^{кр}$
Граница самовозбуждения	$d=0$	$g \rightarrow \infty$	$m \rightarrow \infty$	$K_0^{возб} = 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{\tau_a}{r_1 C_2}$	$K_0^{возб} = 2 + \frac{\tau_a}{r_1 C_2}$

аграмм, что позволяет, по мнению авторов, проще и быстрее получить ряд полезных соотношений и выводов.

Метод и результаты работы применимы и к другим видам усилительных устройств с высокой степенью компенсации искажений, например к электрометрическим усилителям, входным усилителям масс-спектрометров и т. д.

Амплитудный анализ упрощенной схемы. Из анализа упрощенной эквивалентной схемы усилителя рис. 1 [1—3] при

$$g_1 = g_2 = r_{\text{вых}} = Y_n = 0 \quad (1)$$

получены передаточная функция второго порядка

$$\begin{aligned} \frac{U_2(s)}{E_r} &= \frac{K(s)}{1 + S r_r [C_1 - C_2(K-1)]} = \\ &= \frac{K_0}{S^2 \tau_3 r_r (C_1 + C_2) + S \{\tau_3 + r_r [C_1 - C_2(K_0 - 1)]\} + 1} \end{aligned} \quad (2)$$

и зависимость ее АЧХ $|U_2(i\omega)/E_r|$ или ПХ $U_2(t)/E_r$ от параметра коррекции

$$m = g^2 = \frac{1}{d^2} = \frac{\tau_3 r_r (C_1 + C_2)}{\{\tau + r_r [C_1 - C_2(K_0 - 1)]\}^2} \quad (3)$$

Семейства АЧХ, ФЧХ и ПХ, следующие из подобных (2) передаточных функций второго порядка, неоднократно приводились в литературе (см., например, [4], стр. 107). В таблице отражены характерные области, которые принято выделять в семействе ПХ. Условие* критической компенсации (см. таблицу) можно записать в более удобном, но приближенном виде

$$C_1 - C_2(K_0 - 1) \approx 0, \quad (4)$$

поскольку обычно

$$(d \tau_0 - \tau_3)/r_r C_2 \ll 1.$$

Оно реализуется либо за счет подстройки C_2 при постоянном K_0 , либо за счет подстройки K_0 при постоянных C_1 и C_2 . В частном случае ($C_1 = C_2$), который, как будет показано ниже, является оптимальным, условие критической компенсации еще проще:

$$K_0^{\text{кр}} \approx 2 \text{ при } C_1 = C_2 \text{ и } \tau_3/2 r_r C_2 < 0,01. \quad (5)$$

Из анализа упрощенной схемы следует, что если в некорректированный усилитель с фиксированными r_r , C_1 , τ_3 ввести критическую емкостную коррекцию, то будет достигнуто следующее уменьшение времени нарастания:

$$\begin{aligned} v^{\text{кр}} = \frac{t_n}{T_n} &\approx \frac{2,2 r_r C_1}{3,3 \sqrt{\tau_3 r_r (C_1 + C_2)}} \approx 0,47 \sqrt{\frac{r_r C_2}{\tau_3}} \\ &\text{при } \delta = 0; C_1 = C_2; K_0 = 2. \end{aligned} \quad (6a)$$

Если же допустить выброс ПХ 10%, то выигрыш в быстродействии будет больше:

$$\begin{aligned} v^{10\%} &= \frac{2,2 r_r C_1}{1,9 \sqrt{\tau_3 r_r (C_1 + C_2)}} \approx 0,82 \sqrt{\frac{r_r C_2}{\tau_3}} \\ &\text{при } \delta = 10\%; C_1 = C_2; K_0 = 2. \end{aligned} \quad (6б)$$

В (6) и далее использованы следующие обозначения: t , f , ω — текущие время, циклическая частота и круговая частота; t_n , f_n , ω_n — время нарастания ПХ, граничные частоты АЧХ усилителя без коррекции (т. е. при $C_2=0$); T_n , F_n , Ω_n — то же, для всего усилителя с обратной связью.

Если полагать для скорректированного и нескорректированного усилителя

$$t_n = \frac{2,2}{\omega_n} = \frac{2,2}{2 \pi f_n}; \quad T_n = \frac{2,2}{\Omega_n} = \frac{2,2}{2 \pi F_n},$$

то граничная частота скорректированного усилителя составит:

$$F_n^{кр} \approx \frac{0,105}{\sqrt{\tau_3 r_r (C_1 + C_2)}} \approx \frac{0,076}{\sqrt{r_r C_2 \tau_3}} \quad \text{при } \delta = 0; \quad C_1 = C_2; \quad (7a)$$

$$F_n^{10\%} \approx \frac{0,184}{\sqrt{\tau_3 r_r (C_1 + C_2)}} \approx \frac{0,13}{\sqrt{r_r C_2 \tau_3}} \quad \text{при } \delta = 10\%; \quad C_1 = C_2. \quad (7б)$$

Фазовый анализ упрощенной схемы. На практике не всегда удается получить указанное в (7) расширение полосы скорректированного усилителя даже при самой тщательной настройке C_2 или K_0 и при «абсолютной» стабильности параметров схемы хотя бы на короткий период измерений. Кроме того, из приближенного анализа следует, что предел увеличения ν при заданных r_r и C_1 зависит лишь от величины τ_3 . Так, считая $C_1=3$ пф, $C_2=6$ пф, $r_r=10^8$ ом, $\tau_3=10^{-9}$ сек, $\delta=10\%$, получим из (6б), (7б) $\nu=370$, $F_n=200$ кГц, т. е., используя усилительные каскады с полосой около 150 МГц, что в настоящее время технически выполнимо, можно рассчитывать на результирующую полосу тракта внутриклеточного отведения, близкую к 1 МГц.

Одной из причин, ограничивающих полосу частот при микроэлектродном отведении, является влияние взаимных фазовых сдвигов токов и напряжений, в частности вызванных всегда присутствующими в практической схеме проводимостями g_1 и g_2 . Аналитический их учет намного осложняет выражения (2)—(7). В то же время фазовые сдвиги получают хорошую физическую интерпретацию на «языке» векторных диаграмм. Как будет показано ниже, именно фазовые сдвиги, а не разбаланс амплитуд являются основной причиной частотных искажений в компенсированном усилителе.

Для введения в метод и получения необходимых для дальнейшего выражений рассмотрим сначала векторную диаграмму комплексов токов и напряжений упрощенной [т. е. отвечающей (1)] схемы, компенсация которой выполнена в соответствии с вариантом (5) (рис. 2, а). Диаграммы рис. 2 построены для произвольной частоты ω . Фазовые сдвиги $\varphi = \omega \tau_3$, вызванные запаздыванием в каскадах, для наглядности показаны увеличенными. На самом деле они в рабочем диапазоне частот, в том числе на верхней частоте Ω_n , где они сказываются сильнее, весьма малы, так что хорошо выполняются приближения, подобные следующим:

$$\varphi \approx \sin \varphi \approx \text{tg } \varphi; \quad \gamma \approx \sin \gamma \approx \text{tg } \gamma. \quad (8)$$

Здесь, по определению, φ — угол между векторами U_1 и U_2 (отставание фазы выходного напряжения усилителя от входного); всегда положителен; γ — угол между векторами токов I_1 и I_2 , в идеализированном усилителе также положителен.

Из диаграммы рис. 2, а, принятых ограничений (1), (5), (8) и определений углов φ и γ получаем простые соотношения:

$$L(\dot{U}_1, \dot{U}_{21}) = \gamma = 2\varphi = 2\omega\tau_3; \quad (9)$$

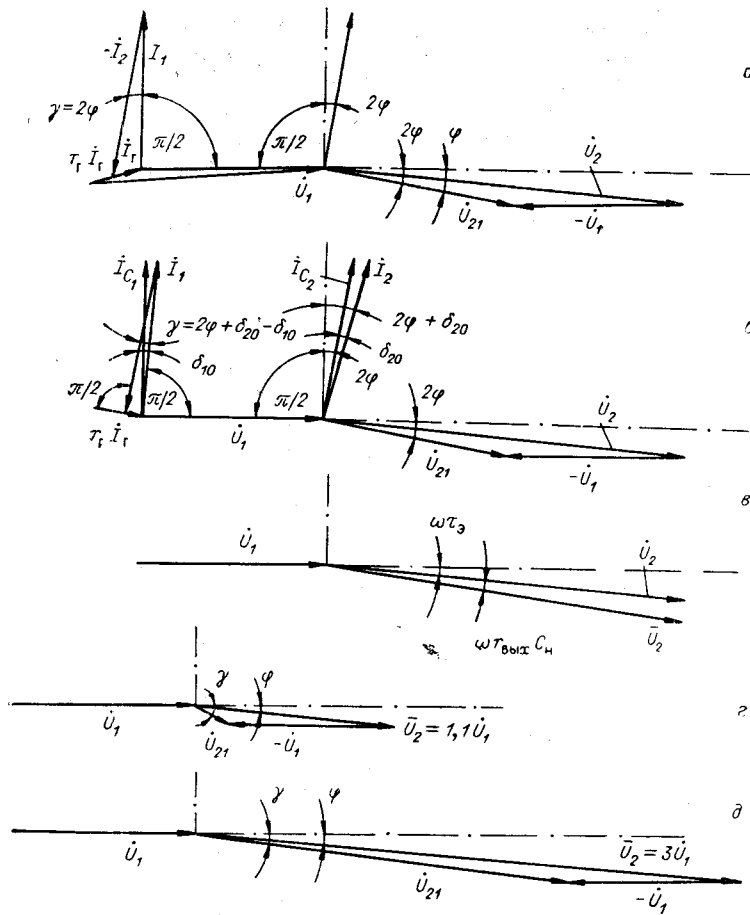


Рис. 2.

$$I_r \approx I_2 \gamma \approx I_1 \gamma = U_1 \omega C_1 \gamma = 2 U_1 \omega^2 C_1 \tau_3; \quad (10)$$

$$L(\dot{U}_1, \dot{E}_r) < L(\dot{U}_1, I_r) \approx \frac{\Delta K}{\gamma} \approx \frac{(\omega \tau_3)^2}{2 \omega \tau_3} = \frac{\omega \tau_3}{2} < 0,5 \cdot 10^{-1}, \quad (11)$$

из которых следуют приближенные формулы частотных зависимостей входного напряжения усилителя

$$U_1 = E_r - r_r I_r \approx E_r (1 - \omega r_r C_1 \gamma) = E_r (1 - 2 \omega^2 r_r C_1 \tau_3), \quad (12)$$

модуля передаточной функции, т. е. АЧХ,

$$U_2/E_r = K U_1/E_r \approx K_0 (1 - \omega r_r C_1 \gamma) = 2 (1 - 2 \omega^2 r_r C_1 \tau_3) \quad (13)$$

и полной входной проводимости

$$Y_{\text{вх}} = \dot{I}_r / \dot{U}_1 \approx \underbrace{\omega C_1}_{g_{\text{вх}}} (\gamma + j \Delta K) = \underbrace{\omega C_1}_{g_{\text{вх}}} [2 \omega \tau_3 + j (\omega \tau_3)^2]. \quad (14)$$

В левой части формул (12)–(14) записан произвольный малый сдвиг между векторами I_1 и I_2 , в правой части — более конкретный сдвиг $\gamma = 2 \omega \tau_3$, имеющий место в идеализированном усилителе.

Из (12), (13) следует, что спад АЧХ компенсированного усилителя с повышением частоты ω обусловлен, в первую очередь фазовым сдвигом $\gamma(\omega)$, а не амплитудным спадом усиления $\Delta K(\omega)$, так как с ростом частоты по крайней мере до $0,1/\tau_3$ фазовый разбаланс $I_1 2\omega\tau_3$ векторов I_1 и I_2 более чем на порядок превышает амплитудный разбаланс $I_1(\omega\tau_3)^2$ тех же векторов (при $K(j\omega) = K_0/(1 + j\omega\tau_3)$ и $\omega\tau_3 < 0,1$) (рис. 3). Это позволяет, ввиду ортогональности векторов $jI_1(\omega\tau_3)^2$ и $I_1 2\omega\tau_3$, оценить погрешность пренебрежения амплитудным разбалансом, которая составляет не более 1% при $\omega\tau_3 < 0,1$ и $\Omega_B/\omega_B > 2$, т. е. практически во всех случаях. С ростом Ω_B/ω_B погрешность быстро уменьшается и при $\nu = \Omega_B/\omega_B > 30$ не превышает 0,01%.

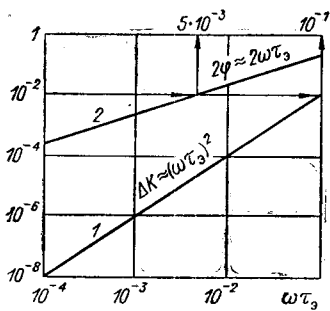


Рис. 3.

Из (11) следует, что входной ток I_r строго компенсированного усилителя, вызывающий спад АЧХ, имеет весьма малую фазу, т. е. является преимущественно резистивным, а не емкостным. Это значит, что встречающийся в литературе термин «коэффициент уменьшения входной емкости», относящийся к параметру ν , физически не оправдан, поскольку входная проводимость некомпенсированного усилителя чисто емкостная $j\omega C_1$, а скомпенсированного — практически вещественная $2C_1\omega^2\tau_3$. Последняя имеет вполне ощутимую величину: так, при $C_1 = C_2 = 100$ пф, $r_r = 10^8$ ом, $\tau_3 = 10^{-7}$ сек из (6а), (7а) следует, что $\nu = 160$, $F_B = 2,5$ кгц и на этой верхней частоте $g_{вх} \approx 5 \cdot 10^{-9}$ мо. Наиболее рациональный путь уменьшения вещественной входной проводимости — снижать полную входную емкость. Коэффициент же ν целесообразнее называть коэффициентом расширения полосы или повышения быстродействия усилителя.

Полагая, что АЧХ некорректированного усилителя определяется постоянной $r_r C_1$ и достигает уровня $1/\sqrt{2}$ при $\omega_B = 1/r_r C_1$, определяя из (13) также по уровню $1/\sqrt{2}$ $\Omega_B^2 = 0,15/r_r C_1 \tau_3$, получаем «фазовым» способом коэффициент повышения быстродействия усилителя и частоту среза:

$$\nu = \frac{\Omega_B}{\omega_B} = \frac{0,3}{\gamma} \approx 0,4 \sqrt{\frac{r_r C_1}{\tau_3}}; F_B \approx \frac{0,062}{\sqrt{r_r C_1 \tau_3}}, \quad (15)$$

которые несколько отличаются от полученных ранее [см. (6), (7)] «временным» способом. Причина расхождения — не собственная погрешность фазового подхода, а разные способы оценки быстродействия: при получении (6), (7) в качестве критерия быстродействия приняты скорости нарастания ПХ от уровня 0,1 до уровня 0,9; при получении же (15) критерием взята частота, на которой АЧХ достигает уровня $1/\sqrt{2}$.

Заметим, что фазовая разбалансировка векторов $I_1 = I_{C_1}$ и $I_2 = I_{C_2}$, возрастающая с увеличением частоты, в идеализированном усилителе принципиально неустранима. Ее влияние в рабочем диапазоне частот можно лишь ослабить, уменьшая произведение $\omega_B \tau_3$.

Учет проводимостей g_1 и g_2 . Получение развернутых выражений АЧХ или ПХ корректированного усилителя с учетом проводимостей

* При неточной компенсации входная проводимость может иметь индуктивный или емкостный характер в зависимости от знака амплитудного разбаланса $\Delta K \approx 0$.

g_1 и g_2 сильно осложнено тем, что природа возникновения проводимостей самая разнообразная, так как емкость C_1 (иногда и C_2) складывается из весьма разнородных компонентов: входной емкости усилительного прибора (лампа, полевой транзистор), всевозможных конструктивных емкостей, емкости кончика микроэлектрода и т. д. Основными компонентами проводимостей g_1 и g_2 можно считать [5]: проводимость диэлектрических потерь $\omega C_1 \delta_{10}$ и $\omega C_2 \delta_{20}$, пропорционально возрастающую с частотой (δ_{10} и δ_{20} — углы диэлектрических потерь соответствующих емкостей), и проводимость (объемную и поверхностную) изоляции различных деталей конструкции g_{10} и g_{20} , в первом приближении не зависящую от частоты. Например, для фторопласта-4 (почти то же самое для полистирола) $\delta_0 \approx \text{const} \approx (2 \div 5) \cdot 10^{-4}$ в диапазоне частот от 50 кГц до 1 МГц, а $g_0 \approx 10^{-11} \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$. Конденсаторы типа КД малой емкости, часто применяемые в цепи обратной связи, имеют в том же частотном диапазоне $g_0 \approx 10^{-11} \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, $\delta_0 \approx 2 \cdot 10^{-3}$.

Частотнонезависимые компоненты g_{10} и g_{20} вносят некоторую простую учитываемую поправку

$$K'_0 = \frac{K_0}{1 + r_r (g_{10} + g_{20} - K_0 g_{20})}. \quad (16)$$

в условии амплитудной балансировки [см. (4), (5), таблицу].

Углы потерь целесообразнее учесть фазовым способом — дополнительным поворотом векторов полных токов I_1 и I_2 в сторону отставания фазы (см. рис. 2, б). Несмотря на некоторое видоизменение диаграммы рис. 2, б по сравнению с упрощенным случаем рис. 2, а, соотношения (9) — (14) сохраняют свою силу с той лишь разницей, что несколько усложняется содержание угла γ :

$$\gamma = 2\varphi + \delta_{20} - \delta_{10}. \quad (17)$$

Все компоненты равенства (17), записанного для основного варианта (5), по-прежнему считаем удовлетворяющими условию (8).

Учет углов потерь приводит к некоторым практическим заключениям относительно работоспособности усилителя по полной схеме рис. 1.

Неконтролируемые при изготовлении величины δ_{10} и δ_{20} ограничивают качество полной балансировки схемы даже при условии ее «абсолютных» амплитудной балансировки (см.* в таблице) и стабильности, а именно [см. (12), (13)]:

$$\Omega_B^{\max} r_r C_1 \gamma_{\min} = 1 - \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad \nu_{\max} = \frac{\Omega_B^{\max}}{\omega_B} \approx \frac{0,3}{\gamma_{\min}} \approx \frac{0,3}{\delta_{0\max}}. \quad (18)$$

Этот предел ν_{\max} не зависит от величины $\Omega_B \tau_3$ и определяется с учетом производственных разбросов наибольшей из величин δ_0 . Для керамических материалов $\delta_0 \approx 2 \cdot 10^{-3}$. Следовательно, в усилителях с применением на входе керамических конденсаторов, втулок или изоляторов $\nu_{\max} = 150$. Это теоретический предел, который в практических реализациях усилителей, разумеется, не достигается*.

Поскольку δ_{10} и δ_{20} входят в (16), (17) с разными знаками, теоретически возможно исключить их влияние на качество балансировки за счет равенства $\delta_{10} = \delta_{20}$. Практически же это трудно выполнимо, и целе-

* Приведенный предел ν_{\max} показывает малую реальность ТУ: «...в усилителе внутриклеточного отведения должна обеспечиваться компенсация входной емкости до 100 пф, а скорректированный усилитель должен иметь полосу передачи не менее 10 кГц при сопротивлении микроэлектрода до 100 Ом...», поскольку для осуществления этого требования нужно обеспечить $\nu > 2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-10} \cdot 10^8 = 620$.

сообразнее снижать δ_{10} и δ_{20} одновременно, применяя на входе усилителя качественные компоненты и детали, например, на основе фторопласта или полистирола, имеющие малые потери.

Влияние цепи нагрузки и многозвенности усилителя. Конечная вещественная нагрузка R_n усилителя нарушает, очевидно, лишь амплитудную балансировку, так как в знаменателе (16) добавляется член $r_{\text{вых}}/R_n \ll 1$, не зависящий от частоты. Его влияние можно исключить подстройкой K_0 .

Конечная постоянная нагрузки $r_{\text{вых}} C_n$ легче учитывается на векторной диаграмме, так как в тракте усилителя при $r_{\text{вых}} C_n \neq 0$ присутствует дополнительное апериодическое звено с передачей

$$\frac{\bar{U}_2}{U_2} \approx \frac{1}{(1 + r_{\text{вых}}/R_n)(1 + S r_{\text{вых}} C_n)}, \quad (19)$$

а вектор истинного выходного напряжения U_2 усилителя отстает от напряжения U_2 управляемого генератора на угол $\omega r_{\text{вых}} C_n$. Вследствие этого увеличивается общий фазовый разбаланс (см. рис. 2, в)

$$\bar{\gamma} = \gamma + \omega r_{\text{вых}} C_n K_0 / (K_0 - 1). \quad (20)$$

Практически иногда удается эту дополнительную ошибку за счет второго слагаемого (20) снизить до второго порядка малости по сравнению с основной ошибкой γ , для чего необходимо выполнить

$$r_{\text{вых}} C_n \ll \tau_2. \quad (21)$$

Если в тракте усилителя имеется несколько последовательных апериодических каскадов, то общий фазовый сдвиг φ является линейной суммой сдвигов в отдельных каскадах:

$$\varphi = \omega \tau_1 + \omega \tau_2 + \dots + \omega \tau_n = \omega \sum \tau_i. \quad (22)$$

Зависимость же $\gamma(\varphi)$ остается прежней. В наихудшем случае (при n одинаковых каскадах) имеем общий сдвиг фазы $n\omega\tau$ (τ — постоянные времени каскадов) и n -кратный проигрыш в результирующей полосе компенсированного усилителя

$$\Omega_B^n = \frac{1}{n} \Omega'_B,$$

хотя общий проигрыш в полосе $1/\tau_2$ всех каскадов вместе будет несколько меньше [6].

Таким образом, для получения наилучшей коррекции постоянные каскадов следует как можно дальше «разносить» друг от друга, а однокаскадный усилитель всегда позволяет получить больший предел компенсации γ_{max} по сравнению с многокаскадным апериодическим усилителем с теми же величинами K_0 и ω_B . Это утверждение не относится к многокаскадным усилителям с внутренними корректирующими комплексными обратными связями, которые в частных случаях могут дать больший предел γ_{max} корректирующего действия главной обратной связи [4, 7].

Об оптимальном отношении C_1/C_2 . Рассмотрим сначала этот вопрос для упрощенной схемы, иллюстрируя его векторными диаграммами напряжений в двух частных случаях $U_2=1,1U_1$ (см. рис. 2, з) и $U_2=3U_1$ (см. рис. 2, д).

С изменением отношения C_1/C_2 от нуля до бесконечности для сохранения условия компенсации (4) усиление K_0 в цепи обратной связи должно меняться в диапазоне $1 < K_0 < \infty$, а фаза вектора U_{21} , т. е. угол γ ,

должна меняться от $\pi/2$ до φ . С учетом (8), т. е. для малых углов, можно записать:

$$\gamma \approx \varphi U_2 / (U_2 - U_1) = \varphi K_0 / (K_0 - 1); \quad \gamma \approx 2\varphi \text{ при } K_0 = 2. \quad (23)$$

На основании монотонной зависимости (23) можно сделать следующий вывод. Если имеется простой способ повышать усиление каскадов с сохранением их широкополосности (при этом, естественно, повышается добротность каскадов K_0/τ_n), то выгоднее брать возможно большее отношение C_1/C_2 , так как при этом уменьшается γ и увеличивается v . Поскольку $\gamma \approx 2\varphi$ при $K_0 = 2$ и $\gamma \approx \varphi$ при $K_0 \rightarrow \infty$, то наибольший выигрыш F_v при увеличении K_0 — двухкратный относительно варианта (5).

Практически же повышение добротности каскадов обычно связано с определенными трудностями и обычно $Q = K_0/\tau_n \approx \text{const}$. При этом из (15), (23) имеем:

$$v = \frac{0,3 Q (K_0 - 1)}{\Omega_b K_0^2} \text{ при } Q = \text{const}; \quad \Omega_b = \text{const}; \quad (24)$$

$$\Omega_b^2 = \frac{0,3 Q (K_0 - 1)}{r_r C_1 K_0^2} \text{ при } Q = \text{const}; \quad r_r C_1 = \text{const}. \quad (25)$$

На рис. 4 приведена зависимость $(K_0 - 1)/K_0$, из которой следует, что, если $Q = \text{const}$, наибольшее расширение полосы компенсированного усилителя достигается при $K_0 = 2$, что подтверждается экспериментальными результатами [1—3]. Именно поэтому вариант (5) принят за основной.

Для полной схемы рис. 1 величина $\varphi K_0 / (K_0 - 1)$ остается основным слагаемым угла γ [см. (17), (23)], а зависимость, приведенная на рис. 4, сохраняет вид, только максимум еще более сглаживается за счет влияния постоянных углов δ_{10} и δ_{20} . Поэтому для построения предварительных усилителей с наибольшей широкополосностью можно рекомендовать некоторую область оптимальных значений $1,5 < K_0^{\text{opt}} < 3$ и $2 > C_2/C_1 > 0,5$ соответственно.

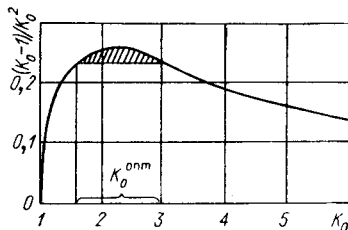


Рис. 4.

ВЫВОДЫ

Фазовый анализ емкостной компенсации, дополняя амплитудный, позволяет проще получить ряд полезных формул и оценить влияние эффектов второго порядка, ограничивающих предельные возможности подобных схем, в частности влияние углов потерь конденсаторов, параметров нагрузки, многокаскадности усилителя.

При использовании емкостной компенсации не следует ожидать практического расширения полосы более чем в 50—100 раз. Поэтому при построении широкополосных усилителей внутриклеточного отведения биопотенциалов и других разновидностей быстродействующих электрометрических усилителей следует всячески уменьшать конструктивную входную емкость, а также ориентироваться на оптимальное $C_1/C_2 \approx 2$ при фиксированной добротности каскадов.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Гулд. Катодный повторитель и схема с отрицательной емкостью в качестве устройств с высоким полным входным сопротивлением.— ТИИЭР, 1962, т. 50, № 9.
2. И. В. Мур, И. Х. Гебхарт. Стабилизированный широкополосный предусилитель измеряемых потенциалов.— ТИИЭР, 1962, т. 50, № 9.
3. Р. Л. Шенфелд. Пределы ширины полосы пропускания усилителя с нейтральной входной емкостью.— ТИИЭР, 1962, т. 50, № 9.
4. Р. М. Мещерский. Методика микроэлектродного исследования. М., Медгиз, 1960.
5. В. Т. Ренне. Электрические конденсаторы. М., «Энергия», 1968.
6. К. Э. Эрглис, И. П. Степаненко. Электронные усилители. М., «Наука», 1964.
7. С. Г. Данько. Стабильность переходной характеристики усилителя микроэлектродных отведений с отрицательной емкостью.— Изв. Ленинградского ордена Ленина электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина), вып. 74. Вопросы биомедицинского приборостроения, 1968.

*Поступила в редакцию
18 декабря 1969 г.*
