

АНАЛИЗ УСИЛИТЕЛЕЙ ТРЕТЬЕГО И ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКОВ В ОБЛАСТИ МАЛЫХ ЧАСТОТ

В. Е. СТЕННИКОВ

(Представлена научным семинаром НИИ автоматики и электромеханики)

В [1] проведен анализ усилителей второго порядка с параллельной обратной связью, предназначенных для усиления сигналов в полосе частот порядка $10^{-1} \div 10^4$ Гц. В усилителях с целью снижения веса, габаритов и потребляемых мощностей используются кремниевые планарные биполярные транзисторы, работающие в режиме микротоков ($I_b = 1 \div 100$ мкА). В настоящей статье проводится анализ усилителей третьего и четвертого порядков в области малых частот (больших времен).

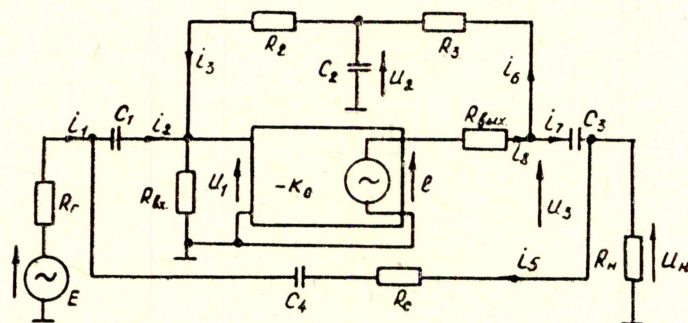


Рис. 1. Схема усилителя четвертого порядка.

Схема усилителя четвертого порядка представлена на рис. 1. Цепь R_2 , C_2 , R_3 стабилизирует режим усилителя с гальванической связью каскадов — K_0 по постоянному току, а резистор R_c и конденсатор C_4 обеспечивают отрицательную обратную связь (ООС) по переменному току. Эта цепь охватывает входной (C_1) и выходной (C_3) конденсаторы. Входное сопротивление ($R_{вх}$) усилителя с гальванической связью каскадов (УГС) вынесено, а выходная цепь УГС представлена согласно теореме об эквивалентном генераторе источником э. д. с. $\mathcal{E}$ и выходным сопротивлением $R_{вых}$. Сопротивление R_r является суммой сопротивлений источника сигнала и дополнительного резистора.

В качестве метода анализа используется метод сигнальных графов [2]. На рис. 2 изображен сигнальный граф схемы усилителя рис. 1. Определитель сигнального графа находился методом двойного разложения по ветвям $1/Z_c$ (показано одним крестиком) и $R_{вх}$ (показано двумя крестиками).

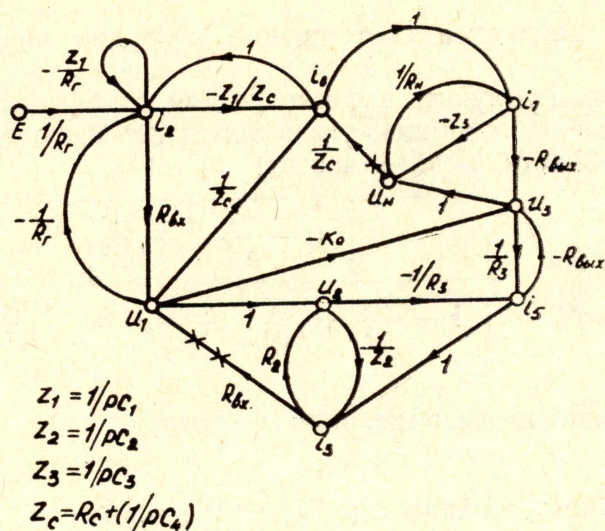


Рис. 2. Сигнальный граф схемы рис. 1.

Относительный комплексный коэффициент усиления усилителя в общем виде выражается формулой.

$$M(p) = \frac{K(p)}{K_c} = \frac{1 + \frac{a_1}{p\tau_1} + \frac{a_2}{(p\tau_1)^2}}{1 + \frac{b_1}{p\tau_1} + \frac{b_2}{(p\tau_1)^2} + \frac{b_3}{(p\tau_1)^3} + \frac{b_4}{(p\tau_1)^4}} \quad (1)$$

где

$K(p)$ — комплексный коэффициент усиления, $p = j\omega$,

ω — круговая частота, $\tau_1 = C_1 R_r$,

K_c — коэффициент усиления при $\omega \rightarrow \infty$,

$a_1, a_2, b_1, b_2, b_3, b_4$ — коэффициенты, не зависящие от p .

Значения этих коэффициентов и другие параметры усилителя рис. 1 представлены в таблице. Все постоянные времени усилителя пронормированы по τ_1 . Параметр F_0 , приведенный в таблице, означает возвратную разность усилителя при $R_r = 0$, причем

$$F_0 = K_0 / K_c,$$

где

K_0 — коэффициент усиления усилителя на средних частотах с разомкнутой цепью обратной связи по переменному току при $R_r = 0$ и $R_n = \infty$. При конечном R_r возвратная разность усилителя на средних частотах определяется по формуле

$$F = F_0 (R_{вх} \parallel R_2) / [R_r + (R_{вх} \parallel R_2)].$$

Коэффициенты b_1, b_2, b_3 согласно таблице можно представить в виде

$$b_i = b_{i0} + b_{i1} \frac{1}{F_0} \quad (i = 1, 2, 3).$$

Если в усилителе имеется ООС по постоянному току ($x \neq \infty$), тогда возможно стабилизировать коэффициенты b_i , т. е. сделать их слабо зависящими от нестабильных параметров F_0 и $R_{вх}$, а следовательно, нижняя граничная частота будет иметь малую чувствительность к изменениям этих параметров. Анализируя формулы (3÷5) из таблицы замечаем, что коэффициенты b_i будут стабилизированы при

$$b_{i0} \gg b_{i1} / F_0. \quad (2)$$

Практически последнее соотношение нетрудно реализовать, увеличивая F_0 .

Из (1) нетрудно получить выражение для коэффициента частотных искажений усилителя (обобщенную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) в области нижних частот)

$$M(x) = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{a_2}{x^2}\right)^2 + \frac{a_1^2}{x^2}}{\left(1 - \frac{b_2}{x^2} + \frac{b_4}{x^4}\right)^2 + \frac{1}{x^2} \left(b_1 - \frac{b_3}{x^2}\right)^2}}, \quad (3)$$

где

x — нормированная безразмерная частота,

$$x = \omega \tau_1.$$

Усилитель будет устойчив (по Гурвицу), если

$$b_2 > b_4 \frac{b_1}{b_3} + \frac{b_3}{b_1}. \quad (4)$$

Введем обозначение

$$b_2 / \left(b_4 \frac{b_1}{b_3} + \frac{b_3}{b_1} \right) = L > 1, \quad (5)$$

где

L — параметр устойчивости. При $L=1$ усилитель находится на границе устойчивости.

Рассмотрим характеристики усилителей, являющихся частными вариантами усилителя рис. 1

В а р и а н т 1, $\chi_2 = \infty$ ($C_4 = \infty$, $a_2 = b_4 = 0$)

Условие устойчивости в силу (4) и с учетом (2):

$$x_1 > \left[x / \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_c}{R_3} \right) \right] - 1. \quad (6)$$

При изменении C_3 и неизменных других параметрах, входящих в (6), устойчивость ухудшается с уменьшением C_3 . На рис. 3 приведены АЧХ, построенные по (3) с учетом (6). На этом и последующих графиках используются обозначения $\sigma = R_2/R_3$, $\sigma_2 = R_c/R_3$, $\gamma_1 = R_r/R_{вх}$, $\gamma_2 = R_{вых}/R_n$. На графиках рис. 3 приведены также значения относи-

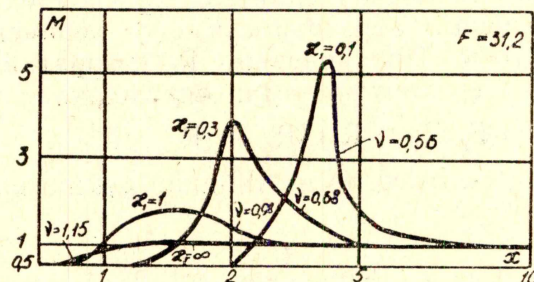


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики усилителя (рис. 1, $\chi_2 = \infty$) при $K_c = 100$, $F_0 = 50$, $\sigma = 1$, $\chi = 10$, $\gamma_1 = 0,5$; $\gamma_2 = 0,1$; $\sigma_2 = 10$.

тельного коэффициента коррекции v , характеризующего относительный выигрыш в нижней граничной частоте при введении ООС по переменному току. Причем

$$v = x_n / x_{нс} \cdot F,$$

где $x_{нс}$, $x_{н}$ — нормированные нижние граничные частоты соответственно с ООС и без нее.

Видно, что ν довольно быстро уменьшается в области подъемов на АЧХ. Характеристика при $\chi_1 = \infty$ соответствует приблизительно оптимальной АЧХ, то есть случаю, когда ν достигает максимума.

Вариант 2. $\chi_1 = \infty$ ($C_3 = \infty$, $b_4 = 0$).

Приближенное условие устойчивости:

$$x_2 > \left[x / \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_c}{R_3} \right) \right] - 1. \quad (7)$$

Выражение (7) подобно (6), только χ_1 заменено на χ_2 .

На рис. 4 приведены АЧХ усилителя. На графиках в качестве второго параметра (помимо χ_2) указаны значения параметра устойчивости L , рассчитанные по (5).

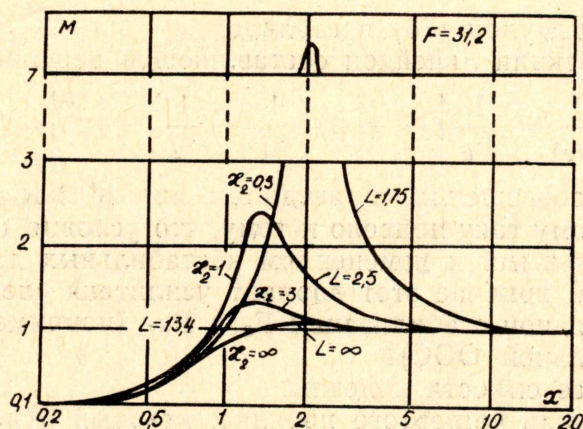


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики усилителя (рис. 1, $\chi_1 = \infty$) при $K_c = 100$, $F_0 = 50$, $\sigma = 1$, $\chi = 10$, $\gamma_1 = 0,5$; $\gamma_2 = 0,1$; $\sigma_2 = 10$.

Из рис. 4 замечаем интересную закономерность: нижняя граничная частота практически не зависит от χ_2 , то есть частотно-зависимая ООС не дает практического выигрыша в нижней граничной частоте по сравнению с противосвязью. Если взять АЧХ при $\chi_2 = \infty$ в монотонной области и удаленную от оптимальной, то выигрыш будет несколько больше, но как показывают расчеты, не более, чем в два раза. Практически гораздо выгоднее достичь оптимальной АЧХ повышением величины возвратной разности при $\chi_2 = \infty$, чем это осуществлять с помощью частотно-зависимой ООС вида, указанного на рис. 1 ($C_4 R_c$). Однако применение частотно-зависимой ООС выгодно в том отношении, что удастся полностью скорректировать, а если нужно, перекомпенсировать линейную составляющую спада вершин импульсов. Действительно, согласно [3] линейная составляющая спада вершин импульсов будет скорректирована, если $a_1 = b_1$, или

$$C_2 \cdot R_2 \cdot R_3 = C_4 \cdot R_c^2. \quad (8)$$

При реализации (8) допустимая длительность усиливаемых импульсов согласно [4] определяется по формуле

$$\tau_u = \tau_1 \cdot q \cdot \sqrt[3]{\frac{0,06 \cdot \Delta_3 \%}{b_1(b_2 - a_2) - b_3}}, \quad (9)$$

где $\Delta_3 \%$ — погрешность определения спада, определяемая третьим членом разложения переходной характеристики в степенной ряд,

$q=1$ — для одиночных импульсов, $q=1,59$ — при усилении прямоугольных периодических импульсов со скважностью, равной двум. Подставим значения коэффициентов b_i из таблицы в формулу (9) и, учитывая (2), будем иметь

$$\tau_{\Pi} = \tau_1 \cdot q \cdot \sqrt[3]{\frac{0,06 \cdot \Delta_3 \% \cdot z^2}{\left(1 + \frac{R_2 + R_c}{R_3}\right) \frac{1}{z_2} \left[\frac{R_c}{R_3} (1 + z_2) - \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \right] - 1}}.$$

Этот усилитель третьего порядка удобно применять для усиления импульсов с большой длительностью (порядка сотен миллисекунд).

Вариант 3. $\chi = \infty$ ($C_2 = \infty$, $a_2 = b_4 = 0$).

Условие устойчивости:

$$F_0 < \left[\left(\frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \right) (n+1) + n \right] \cdot \left(1 + z_1 + z_2 + \frac{1}{n} \right), \quad (10)$$

где n задается формулой (7б) в таблице.

Условие коррекции линейной составляющей вершин импульсов:

$$\frac{1}{z_2} = \frac{1}{F_0} \left[(1+n) \left(\frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \right) + n \right]. \quad (11)$$

Последние два соотношения справедливы при $R_{\Pi} \gg R_{\text{вых}}$. Отсутствие ООС по постоянному току привело к тому, что условия (10) и (11) оказались чувствительными к изменениям нестабильных параметров F_0 и $R_{\text{вых}}$. По указанной причине этот вариант усилителя следует применять после предварительной стабилизации F_0 и $R_{\text{вых}}$ (например, введением в УГС последовательной ООС).

Вариант 4, все емкости конечны.

Имеем усилитель четвертого порядка, который будет устойчив согласно (4) и с учетом (2), если

$$z < \frac{z_1 z_2}{1 + z_1 + z_2} \left(1 + \frac{R_2 + R_c}{R_3} \right) \left\{ \left(1 + \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \right) - \frac{1 + [(R_2 + R_3)/R_c]}{1 + z_1 + z_2} \right\}. \quad (12)$$

Условие (12) накладывает сильное ограничение на снижение нижней граничной частоты усилителя с ООС. На рис. 5 приведены АЧХ усилителя. Кривая при $\chi_2 = \infty$ специально была взята в области монотонности, в достаточной удаленности от оптимальной АЧХ. Из графика вид-

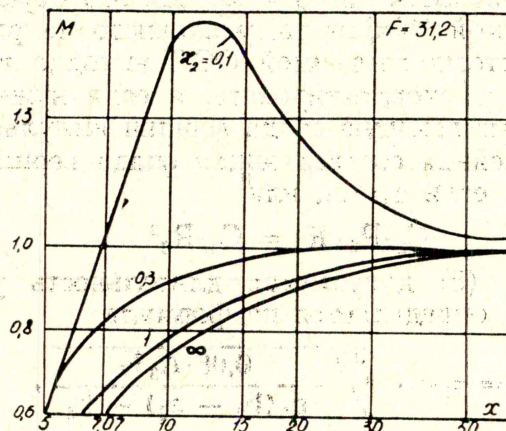


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики усилителя (рис. 1) при $\sigma = \sigma_2 = 10$, $\chi = 10$, $\chi_1 = 1$, $F_0 = 50$, $R_c = 100$, $\gamma_1 = 0,5$; $\gamma_2 = 0,1$.

Параметры усилителя

Т а б л и ц а

№ формулы	Параметр	Приближенное выражение (для $z, z_1, z_2, \tau_2, \tau_3, \tau_4$ — точное)	Условия приближения
1	a_1	$\frac{1}{z} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{z}{z_2} \right)$	$R_3 \gg R_{\text{ВЫХ}}, R_c \gg R_\Gamma,$
2	a_2	$\frac{1}{z} \frac{1}{z_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$	$R_c \gg R_{\text{ВХ}}, R_c \gg R_H,$
3	b_1	$\frac{1}{z} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_c}{R_3} \right) + \frac{1}{F_0} \left[\frac{1}{z_2} \left(1 + \frac{R_\Gamma}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_2} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_H} + \frac{z_2}{z_1} \right) + \left(1 + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_H} \right) \frac{R_\Gamma}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_2} \right]$	$R_\Gamma \gg R_{\text{ВЫХ}},$
4	b_2	$\frac{1}{z z_2} \left\{ \frac{R_c}{R_3} \left(1 + z_2 + \frac{z_2}{z_1} \right) + \frac{z}{F_0} \left[\left(1 + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_H} \right) \frac{R_\Gamma}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_2} + \frac{1}{z_1} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(1 + \frac{R_\Gamma}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_2} \right) + \frac{z_2}{z_1} \cdot \frac{R_\Gamma}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_2} \right] \right\}$	$k_0 \gg \left(1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_\Gamma} \right) \left(\frac{R_2 + R_3}{R_{\text{ВХ}}} \right) \times$ $\times \left(1 + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_H} \right),$
5	b_3	$\frac{1}{z} \frac{1}{z_1} \left[\frac{R_c}{R_3} \left(1 + \frac{1}{z_2} + \frac{z_1}{z_2} \right) + \frac{1}{F_0} \frac{z}{z_2} \frac{R_\Gamma}{R_{\text{ВХ}} \parallel R_2} \right]$	$F_0 \frac{R_{\text{ВХ}}}{P_\Gamma} \gg \left(1 + \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_H} \right) \times$
6	b_4	$\frac{R_c}{R_3} \frac{1}{z z_1 z_2}$	$\times \left(1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_\Gamma \parallel R_2} \right),$
7	k_c, n	R_c/R_Γ (7a), $n = R_\Gamma/(R_{\text{ВХ}} \parallel R_2)$ (7б)	$k_0 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_3} \gg \frac{R_H}{R_c} z \left(1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_2} \right).$
8	$z, z_1, z_2,$	τ_2/τ_1 (8a), τ_3/τ_1 (8б), τ_4/τ_1 (8в)	
9	τ_2, τ_3, τ_4	$C_2 R_2$ (9a), $C_3 R_H$ (9б), $C_4 R_c$ (9в)	

но, что частотно-зависимая ООС слабо влияет на нижнюю граничную частоту усилителя. Условие коррекции линейной составляющей вершин импульсов совпадает с (8).

Выводы

1. Для усиления импульсных сигналов большой длительности наиболее подходят усилитель четвертого порядка и усилитель третьего порядка при $C_3 = \infty$. Условия устойчивости (7), (12), коррекций линейной составляющей спада вершин импульсов (8) для этих усилителей имеют малую чувствительность к изменениям наиболее нестабильных параметров усилителей — возвратной разности F_0 и входного сопротивления $R_{вх}$. Эти же условия оказываются сильно зависящими от F_0 и $R_{вх}$ при отсутствии ООС по постоянному току ($C_2 = \infty$).

2. Частотно-зависимая ООС по переменному току вида, указанного на рис. 1 (C_4, R_c), позволяет получить выигрыш в нижней граничной частоте не более, чем в два раза по сравнению со случаем, когда $C_4 = \infty$, при одинаковых величинах возвратной разности на средних частотах в обоих случаях.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Е. Стенников. Инфранизкочастотные усилители на биполярных транзисторах. Сб. «Электротехническая аппаратура». Т. 1. «Устройство управления и контроля». «Энергия», 1971.
2. С. Дж. Мэзон, Г. Дж. Циммерман. Электронные цепи, сигналы и системы. М., ИЛ, 1963.
3. Т. М. Агаханян. Линейные импульсные усилители. «Связь», 1970.
4. Р. А. Смирнов. Двухкаскадные импульсные усилители с обратной связью. Томск, изд-во Томского университета, 1965.