

Ц 701

В-676

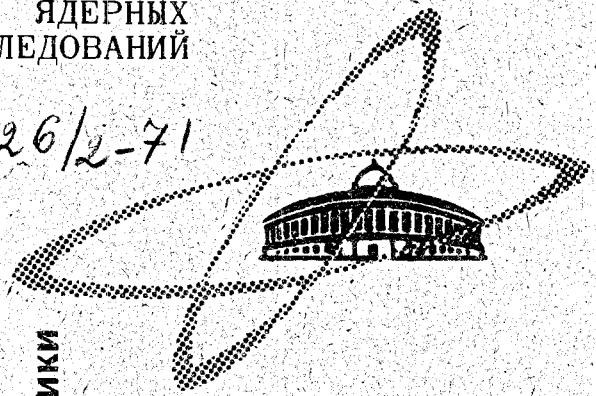
22/4

СООБЩЕНИЯ
ОБЪЕДИНЕННОГО
ИНСТИТУТА
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

526/2-71

10 - 5475



ЛАБОРАТОРИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ
И АВТОМАТИЗАЦИИ

Ю.А. Волков, В.А. Королев, В.А. Павлов,
В.И. Приходько

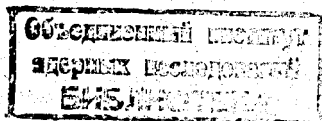
ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ
В ЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ
УСИЛИТЕЛЯХ ПРИ КОНЕЧНОЙ СКОРОСТИ
НАРАСТАНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА

1970

10 - 5475

Ю.А. Волков, В.А. Королев, В.А. Павлов,
В.И. Приходько

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ
В ЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ
УСИЛИТЕЛЯХ ПРИ КОНЕЧНОЙ СКОРОСТИ
НАРАСТАНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА**



При определении оптимальных параметров современных импульсных усилителей во многих случаях нельзя не учитывать конечную скорость нарастания входного сигнала. Известные из литературы рекомендации по определению оптимальных переходных характеристик, полученные в предположении подачи на вход идеального перепада напряжения (или тока), в ряде случаев приводят к явному недоиспользованию возможностей конкретной схемы.

Особенности, присущие импульсным усилителям, рассмотрим при подаче экспоненциального сигнала

$$u_r(t) = u_r \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_r}} \right) \quad (1)$$

на вход усилителя с изображением переходной характеристики в области малых времен вида

$$h(p) = \frac{1}{1 + p\tau(1 + m\lambda) + p^2\tau^2 m \lambda_0} \quad (2)$$

или

$$h(p) = \frac{1 + p\tau m}{1 + p\tau(1 + m\lambda) + p^2\tau^2 m \lambda_0} \quad (3)$$

Примеры конкретных усилителей (в транзисторном исполнении), переходные характеристики которых с достаточной точностью могут быть представлены формулами (2) и (3), показаны на рис. 1.

В выражениях (2) и (3) τ - некоторая эквивалентная постоянная времени рассматриваемого усилителя; m - коэффициент коррекции, определяемый как отношение постоянной времени корректирующей цепи к эквивалентной постоянной времени τ ; λ и λ_0 - коэффициенты, зависящие от параметров схемы (причём всегда $\lambda < \lambda_0$).

Конкретные выражения для перечисленных параметров схем рис. содержатся в работах /1-3/.

Таким образом, операторное выражение (нормированное по амплитуде) выходного сигнала с учётом (1) имеет следующий вид:

$$h(p) = \frac{1}{(1 + p\tau n) [1 + p\tau(1 + m\lambda) + p^2 \tau^2 m \lambda_0]} \quad (4)$$

если переходная характеристика усилителя описывается соотношением (2), и

$$h(p) = \frac{1 + p\tau n}{(1 + p\tau n) [1 + p\tau(1 + m\lambda) + p^2 \tau^2 m \lambda_0]} \quad (5)$$

если переходная характеристика усилителя описывается соотношением (3).

В формулах (4) и (5) $n = \tau_r / \tau$ - коэффициент, характеризующий конечную скорость нарастания входного сигнала.

Во многих случаях при проектировании усилителя выброс в переходной характеристике недопустим. При этом важно знать область значений параметров схемы, обеспечивающих монотонный переходный процесс. На рис. 2 и 3, соответствующих соотношениям (4) и (5), показаны границы монотонности выходного сигнала на плоскости (n, m) для различных значений λ_0 и λ . Области монотонности лежат ниже и правее соответствующих кривых.

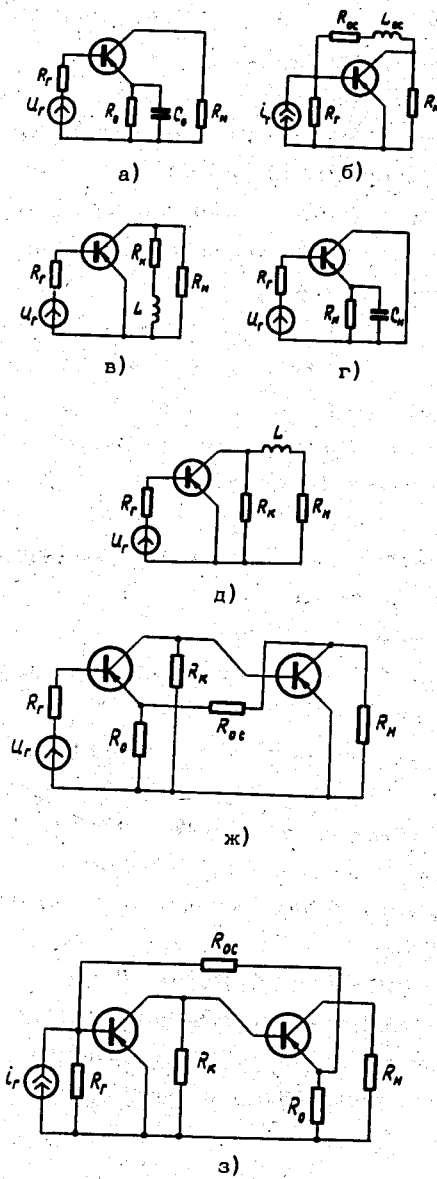


Рис. 1. Примеры схем транзисторных усилителей.

Интересно отметить, что при $\tau_p < \tau$ (т.е. $n < 1$) значение m остается таким же, как и в случае идеального перепада напряжения на выходе (т.е. в случае $n = 0$), в то время как при больших n соответствующие значения m резко возрастают. Естественно, при таких m в случае $n = 0$ в переходной характеристике имеют место весьма значительные выбросы ϵ .

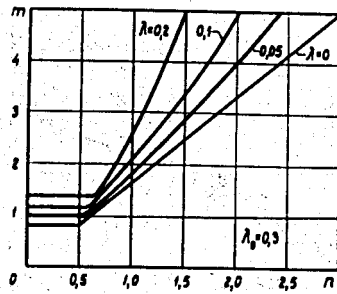
На рис. 4 построены зависимости $\epsilon = \epsilon(m)$ при $\lambda_0 = 0,6$ (причём рис. 4а соответствует формуле (2), а рис. 4б - формуле (3)).

Итак, конечная скорость нарастания входного сигнала позволяет обеспечить монотонный переходный процесс даже при резко колебательном режиме работы собственно усилителя. Это дает возможность получать время нарастания фронта существенно меньшее, чем при выборе параметра коррекции m , исходя из усиления идеального входного сигнала. На рис. 5 (а - соответствует выражению (4); б - выражению (5)) показаны примеры зависимостей t'_H / t_H , где t'_H - время нарастания фронта, получаемое при выборе параметра m , исходя из передачи идеального входного сигнала (на рис. 2 и 3 - значения m , соответствующие $n = 0$), а t_H - время нарастания фронта, получаемое при выборе параметра m с учётом реального входного сигнала (на рис. 2 и 3 - значения m , соответствующие истинным n). Эти зависимости наглядно характеризуют недоиспользование возможностей схемы при выборе ее параметров без учета конечной скорости нарастания входного сигнала.

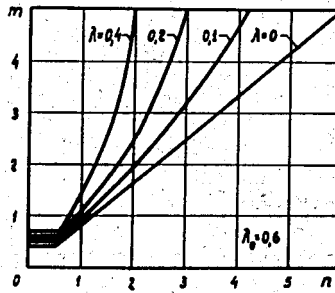
Эффективность коррекции можно характеризовать отношением $\theta = 2,2\tau \sqrt{1 + n^2} / t_H$, зависимости для которого представлены на рис. 6 и 7 соответственно для выражений (4) и (5).

Как следует из этих графиков, для случая (4) эффективность коррекции составляет десятки процентов, а для случая (5) может достигать сотен процентов.

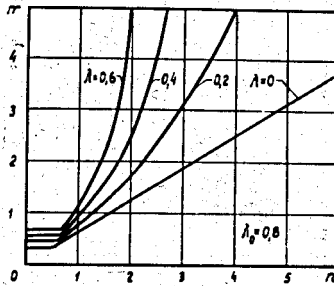
Наличие максимумов у функций $\theta(n)$ при некоторых λ объясняется резким увеличением времени нарастания фронта (с увеличением n), что наглядно видно из сравнения переходных характеристик "в" и "г", показанных на рис. 8.



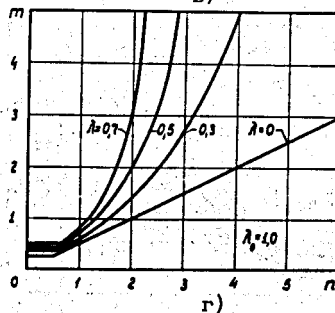
а)



б)

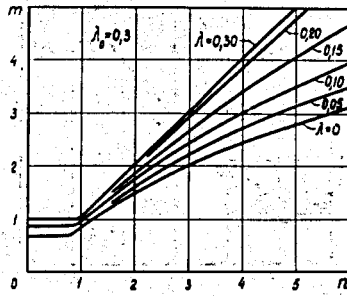


в)

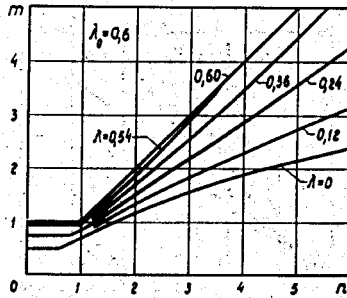


г)

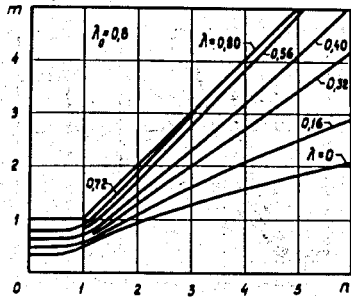
Рис. 2. Зависимости $m(n)$, соответствующие выражению (2), для различных λ и λ_0 .



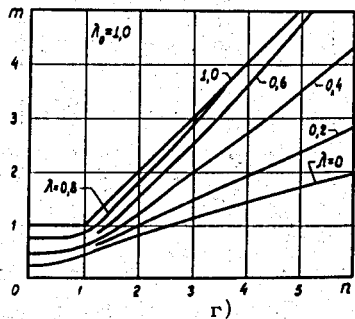
a)



б)



в)



г)

Рис. 3. Зависимости $m(n)$, соответствующие выражению (3), для различных λ и λ_0 .

Важно отметить, что полученные выше результаты и графики можно использовать для изучения взаимной коррекции каскадов в многокаскадных усилителях, если считать, что сигнал (1) поступает на вход усилителя, описываемого уравнением (2) или (3), с выхода предшествующего каскада^{4,5/}. В данном случае собственно усилитель играет роль корректора, работающего с большими выбросами (см. рис. 4) и ускоряющего нарастание выходного сигнала. Пользуясь графиками рис. 6,7, нетрудно установить, что в ряде случаев за счёт взаимной коррекции можно получить время нарастания у выходного сигнала меньшее, чем у входного (т.е. $t_H < 2,2\tau_r$). На этих рисунках пунктиром показана кривая, соответствующая тому случаю, когда время нарастания фронта выходного сигнала равно времени нарастания фронта входного сигнала^{x/} (т.е. $t_H = 2,2\tau_r$).

В заключение отметим, что приведенные выше графики получены с помощью ЭЦВМ. Визуальное изучение качественных особенностей переходных процессов проводилось на АВМ.

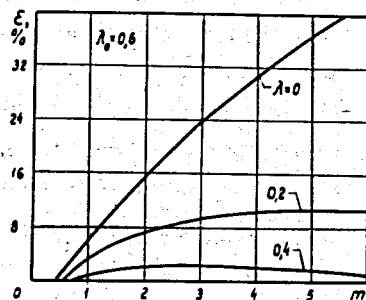
Л и т е р а т у р а

1. Ю.А. Волков, В.А. Королев. "Радиотехника", т.22, №7, 1967.
2. Ю.А. Волков, В.А. Королев. "Радиотехника", т.23, №10, 1968.
3. Ю.А. Волков, В.А. Королев. Сборник трудов каф. Электроники МИФИ, Атомиздат, 1970.
4. И.А. Валик. "Техника телевидения", вып. II (17), 1956.
5. F.A. Muller. High-frequency compensation of RC-amplifiers. Proc. IRE, v. 42, No. 8, 1954.

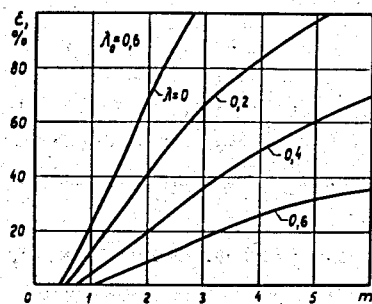
Рукопись поступила в издательский отдел

25 октября 1970 года.

x/ Разумеется, при этом выходной сигнал $h(t)$ все же отличается от входного $u_1(t)/u_r$, в частности, изменяется время задержки (рис. 8, кривые "а" и "б").

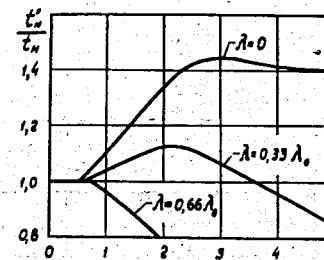


a)

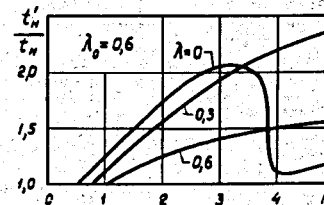


б)

Рис. 4. Примеры зависимостей ϵ (м) при λ_0 : а - для формулы (2); б - для формулы (3).



a)



б)

Рис. 5. Примеры зависимостей ϵ'_N / ϵ_N от коэффициента m различных λ .

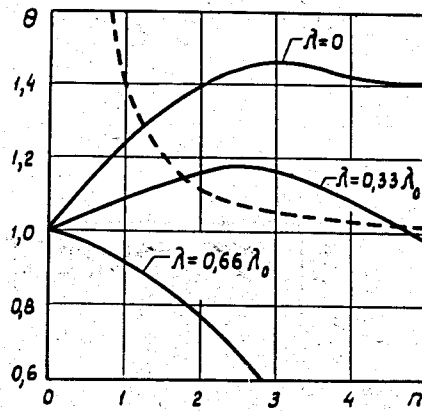
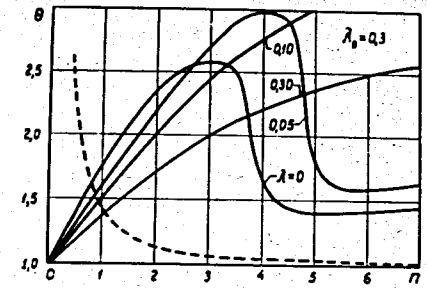
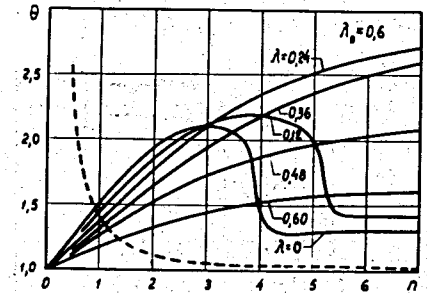


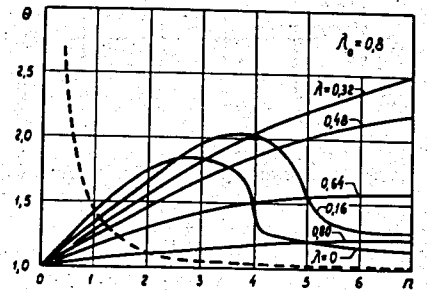
Рис. 6. Зависимости $\theta(n)$, соответствующие выражению (4), для различных λ .



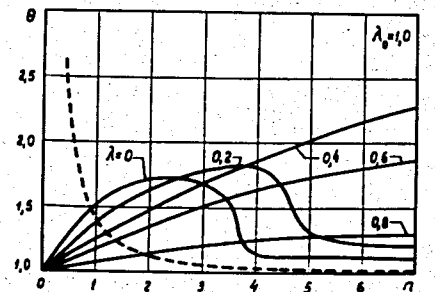
а)



б)



в)



г)

Рис. 7. Зависимости $\theta(n)$, соответствующие выражению (5), для различных λ .

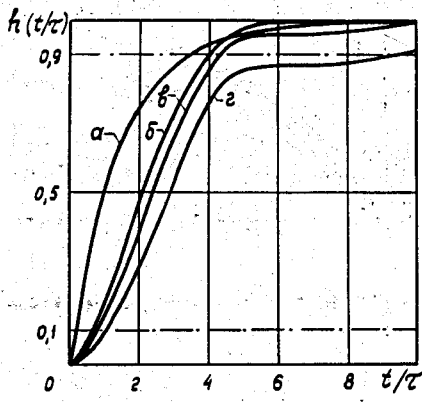


Рис. 8. Примеры переходных характеристик, описываемых выражениями (4) и (5).