

Неискажающие усилители звуковой частоты без обратной связи

Геннадий Прищепов, г. Таганрог

Методом Акулиничева исследованы искажения сигналов, возникающие в усилителях по причине нелинейности вольт-амперных характеристик (ВАХ) радиоламп или транзисторов. Показано, что искажения компенсируются, если вольт-амперные характеристики ламп или транзисторов подобны ВАХ нагрузок каскадов. Найдены условия, при которых выполняется компенсация искажений, перекомпенсация или недокомпенсация. Таким образом, появляется возможность влиять на форму усиливаемых сигналов всего диапазона частот.

Неискажающие усилители, или иначе усилители с линейной амплитудной характеристикой в широком диапазоне частот, необходимы для измерительной техники, аналого-цифровых преобразователей, High-End аппаратуры. В работе рассмотрен метод компенсации искажений сигналов, пригодный как для ламповых, так и для транзисторных усилителей.

Почему искажает транзисторный усилитель? Как уничтожить искажения?

На рис. 1 показаны транзисторные каскады без цепей смещения. В первом варианте (рис. 1а) коллекторная нагрузка каскада - резистор R_K . Во втором варианте (рис. 1б) нагрузка R_K

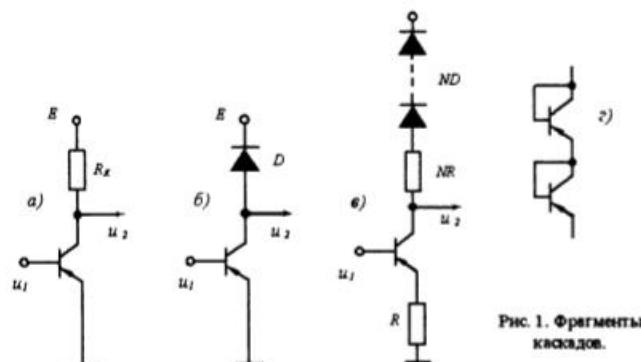


Рис. 1. Фрагменты каскадов.

заменена полупроводниковым диодом D. Функции, описывающие вольт-амперные характеристики (ВАХ) перехода БЭ и диода-нагрузки, одинаковы, обе эти функции - экспоненты типа e^{u_i} . Картина усиления сигнала представлена на рис. 2. Здесь обозначены: 1 - испытательный входной сигнал u_i - пилообразное напряжение; 2 - вольт-амперная характеристика перехода БЭ при $\alpha = I_K / I_B = 1$; 3 - линия нагрузки, вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода-нагрузки, она растянута по горизонтальной оси; 4 - выходное напряжение u_2 , полученное методом проекций (отмечена последовательность проекций: 1-2-3-4); 5 - семейство выходных ВАХ транзистора.

Видно, как транзисторный каскад с резистивной нагрузкой R_K искажает входной сигнал: монотонно растущее напряжение $u_i(t)$ превращено в экспоненциальную «пилу», отмеченную *.

При этом говорят, что система «транзистор + R_K », если это усилитель звуковых частот, не имеет звукового равновесия и «всегда будет звучать плохо» [1]. Здесь термин «звуковое равновесие» означает точное соответствие форм входного и выходного сигналов. Рисунки 1б, 1в, 1г и рис. 2 (его график 3) показывают, как можно ком-

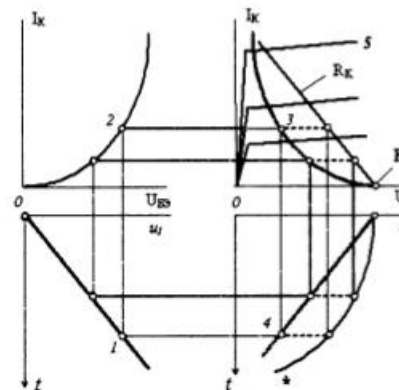


Рис. 2. Компенсация нелинейных искажений.

пенсировать искажения: надо изменить ВАХ резистора R_K , сделать её подобной ВАХ перехода БЭ транзистора, т.е. вместо R_K применить диод D. Но вначале о модном, общепринятом приеме борьбы с искажениями.

Прием № 1 уменьшения искажений - отрицательная обратная связь. Для уменьшения искажений Гарольд Блэк в 1927 году применяет в усилителе автоматическое регулирование - следящую отрицательную обратную связь (ООС) - рис. 3, [2]. Теперь усилитель усиливает не всё входное напряжение $U_{вх}$,

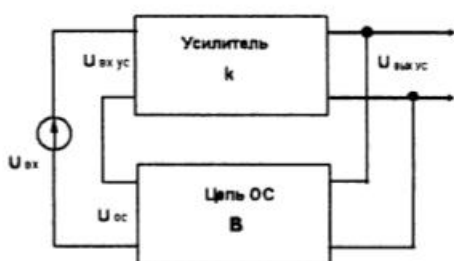


Рис. 3. Усилитель с ООС.

а лишь его малую часть ($U_{вх} - U_{обс}$), и это напряжение проецируется на малый отрезок ВАХ транзистора. Для создания ООС часть выходного напряжения в противофазе передается на вход через цепь ОС с коэффициентом передачи «В». Искажений становится тем меньше, чем больше петлевое усиление kB в системе [«усилитель = k » и «цепь ОС = B »]. При этом коэффициент $\eta = (1 + kB)$ показывает, во сколько раз снижаются искажения, улучшается стабильность коэффициента усиления и т. д. [3]. Но вопрос о необходимости восстановления усиления, подавленного ООС, как второе условие метода ООС, просто не обсуждается.

Прием № 2. Неискажающие усилители с компенсацией искажений без ООС. В 1927 году, конечно, была известна формула усиления напряжения для каскада $K = S \cdot R_K$. Здесь S - крутизна вольт-амперной характеристики триода в выбранной рабочей точке [мА/В]; R_K - коллекторная (анодная) нагрузка усилителя. Однако, понятие «дифференциальное сопротивление эмиттера (катода) $r_e = 1/S$ » ещё не стало популярным. В современные варианты формулы « K » введём $Z(i)$ - вольт-амперные характеристики элементов и получим:

$$K = U_{вых} / U_{вх} = S \cdot R_K; K = R_K / r_e; K = Z_K(i) / Z_3(i); \text{если } Z_K(i) = NZ_3(i), \text{ то } K = N \quad (1)$$

Здесь N - количество элементов в коллекторной нагрузке.

Теперь выявляется принцип компенсации нелинейных искажений без следящей ООС и без потерь усиления: искажения исчезают, компенсируются, если вольт-амперная характеристика нагрузки $Z_K(i)$ подобна $Z_3(i)$ управляющей цепи БЭ.



Рис. 4. TND-усилитель

Особо отметим, что усиление равно целому числу N , если $Z_k(i) = N Z_3(i)$. Такой усилитель линеен, стабилен, не зависит от дестабилизирующих факторов, теплового гистерезиса и прочих возмущающих причин.

В результате появляются схемы неискажающих усилителей без ООС, о которых не мог и помыслить Блэк, поскольку в 1927 году ещё не было ни двойных триодов типа 6Н1П, ни микросхем типа ТТС613 (четыре одинаковых транзистора в общем корпусе). Покажем, что физика процессов в таких устройствах никак не связана с передачей энергии с выхода на вход и выражение «неискажающие усилители без ООС» соответствует истинному положению дел.

Неискажающий TND-усилитель без ООС, состоящий из одинаковых транзисторов [4], показан на рис. 4. Приведенный рисунок - копия с монитора программы MICROCAP (MC). Здесь элемент $Z_3(i)$ - последовательная цепь, состоящая из «диода БЭ» и $R = 100$ Ом. Элемент $Z_k(i)$ представлен тремя такими же элементами. Усиление напряжения $K = N = 3$. В качестве тест-сигнала использовано пилообразное напряжение. Искажения сигнала оцениваются по методу Акулиничева [5]. Это прямой метод индикации искажений в любые моменты времени, на любой частоте, при любой амплитуде. Метод пригоден и для одиночных сигналов. Как известно, спектры конечных сигналов имеют бесконечное количество гармоник, и понятие «стандартный коэффициент гармоник, коэффициент нелинейных искажений» для них теряет смысл.

На рис. 4 пилообразное напряжение обеспечивает генератор V2. При натуральных измерениях с помощью двухлучевого осциллографа сравнивают сигнал $U_{\text{вых}}$, ослабленный в k раз делителем напряжения, с сигналом $U_{\text{вх}}$, сдвинутым на 180° фазовращателем [5, 4]. Для программы MC достаточно записать эти процедуры в меню Transient-analysis.

Результаты испытаний показаны на рис. 5а, б, в. Напряжение КЭ установлено 8,17 В, что на 20 мВ меньше потенциала узла 1. Это сделано для того, чтобы раздвинуть график « $U_{\text{вых}}$ » от графика « $-3U_{\text{вх}}$ » и убедиться в точном воспроизведении входного сигнала. Отметим, что искажения уничтожаются, компенсируются как при $R_E = 100$, $R_K = 300$ Ом, либо при $R_E = 1$ кОм, $R_K = 3$ кОм и т.п., так и при $R_E = R_K = 0$ Ом. Каскад, состоящий из одного транзистора (Т) и N штук диодов (ND) логично назвать «TND-усилителем» [4].

На рис. 5 показана возможность изменения формы сигнала. Выпуклая форма выходного сигнала получена при добавлении в эмиттер транзистора сопротивления $R_E = 300$ Ом. Вогнутая форма - при $R_K = 10$ Ом. Таким образом, возможны варианты: компенсация искажений сигнала (а); перекомпен-

сация (б); недокомпенсация (в). Можно получить любые деформации сигналов, в том числе добиться т. н. «звукового равновесия» при воспроизведении аудио-сигналов или выполнить межкаскадную компенсацию искажений и т. д.

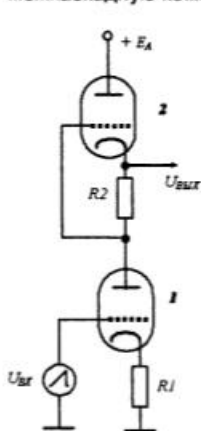


Рис. 6. Каскад с динамической анодной нагрузкой.

Неискажающий усилитель с динамической анодной нагрузкой без ООС состоит из одинаковых триодов [6, 7] - рис. 6. В катодах триодов включены одинаковые резисторы: $R_1 = R_2 = R$. Вольтамперные характеристики триодов (с учетом R) тоже одинаковы (рис. 7). Приращение токов, напряжений для последовательной цепи рис. 6: $\Delta I_{K1} = \Delta I_{K2} = \Delta I$; $\Delta U_{CK1} = \Delta U_{CK2} = \Delta U$.

Но приращение напряжения сетка-катод второй лампы (ΔU_{CK2}) не может изменить ток лампы 2, поскольку ток I_{K2} задан триодом 1. В такой ситуации ΔU_{CK2} может только изменить внутреннее сопротивление анод-катод (R_{AK}) триода 2. Сопротивление R_{AK} лампы отображает треугольник ОАВ при $U_{CK} = -1$ В. Если изменить U_{CK2} от -1 до -3 В при фиксированном токе, то R_{AK} рас-

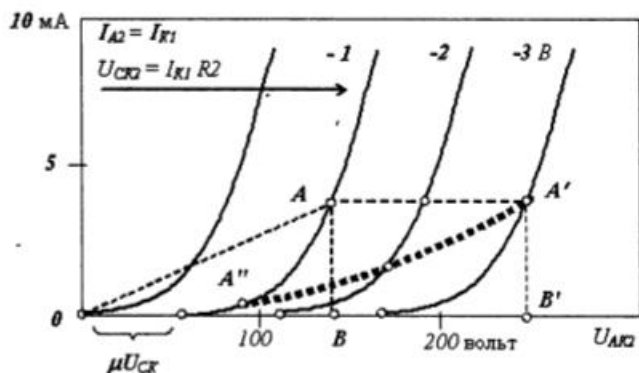


Рис. 7. Выходные ВАХ триода-нагрузки

тёт линейно - треугольник ОАВ'. В семействе выходных вольтамперных характеристик графики [$I_A = \phi(U_{AK})$ при $U_{CK} = \text{const}$] рис. 7 разнесены на интервалы ($\mu \cdot U_{CK}$). Конструктивный коэффициент лампы μ зависит от расстояний сетка-анод и сетка-катод: $\mu = d_{AK}/d_{CK}$ [8]. При работе каскада рис. 6 $\Delta U_{вх}$ создает ΔI_{K1} в соответствии с проходной ВАХ лампы 1. Далее возникает $\Delta U_{CK2} = R_2 \Delta I_{K1}$, которое пытается запереть лампу 2. В результате линия AA' искривляется до A'A'' - рис. 7. Пунктирная кривая A'A'', связывающая I_{A2} с напряжением U_{AK2} , теперь приобретает вид, подобный проходной ВАХ лампы 1, причём кривая (A'A'') растянута вдоль оси U_{AK} в μ раз относительно проходной ВАХ лампы 1. И форма сигнала, искажённого участком «сетка 1 - земля», исправляется далее лампой 2. Усиление напряжения в μ раз ($K = \mu$) оправдывает одно из названий описанного каскада «мю-усилитель».

Каскады с динамической анодной нагрузкой были предложены С. В. Свечниковым в начале 60-х годов прошлого века с целью получения высокого входного сопротивления широкополосных усилителей [6], затем подробно исследованы Я.Т. Загорским в 70-х годах [9]. Но искажениям сигналов в этих работах не уделялось внимания. Поэтому в 90-х годах каскад был «открыт» заново, он стал «неискажающим SRPP-усилителем Аллана Киммела» [7].

В каскаде с динамической нагрузкой на биполярном транзисторе (рис. 8) используется режим усиления класса А. Источник V2 (2,5 В) задает эмиттеру 1 ток величиной 3,7 мА. Потенциал базы 2 приходится фиксировать делителем $R_3 = R_4 = 20$ кОм. Приращение напряжения ($\Delta I_{K1} \cdot R_2$) передаётся на зажимы Б2-Э2 через конденсатор $C_1 = 10$ мкФ. При этом низкочастотная частота среза АЧХ усилителя равна 27 Гц, коэффициент усиления напряжения 25 дБ. Чтобы измерить вы-

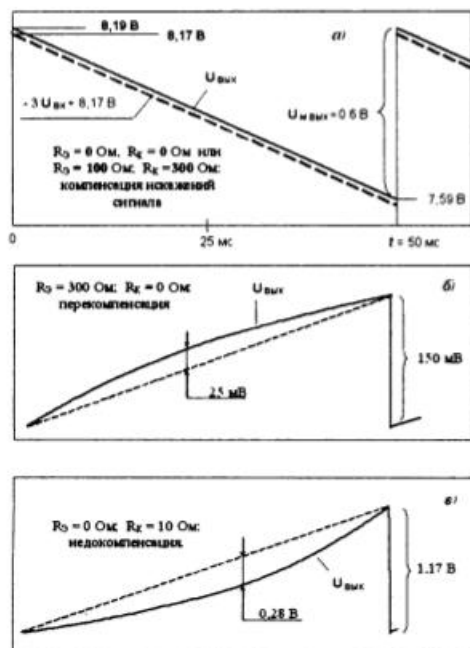


Рис. 5. Исследование TND-усилителя.

