ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

Том 180 1971

АНАЛИЗ СХЕМ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ЭКРАННОЙ СЕТКЕ

Л. М. АНАНЬЕВ, Л. Е. БАРАБОШКИН

(Представлена научным семинаром научно-исследовательского института ядерной физики, электроники и автоматики при ТПИ)

В технике усиления электрических сигналов нередко используют дополнительные электроды электронных ламп как для снятия напряжения обратной связи на выходе, так и для ввода ее на вход схемы. При этом цепь обратной связи мало потребляет энергии сигнала, а нелинейная зависимость анодного тока от напряжений на отдельных электродах может быть использована для эффективной компенсации нелинейных искажений по отдельным гармоникам. В методической и технической литературе недостаточно уделяется внимания анализу и расчету такого рода обратных связей. В частности, отрицательная обратная связь по экранной сетке широко используется в оконечных ступенях современной звуковоспроизводящей аппаратуры. Это так называемый «ультралинейный каскад» (рис. 1), у лампы которого параметры имеют промежуточное значение, а вольтамперные характеристики — промежуточную конфигурацию между пентодным режимом и триодным [1, 4, 2].

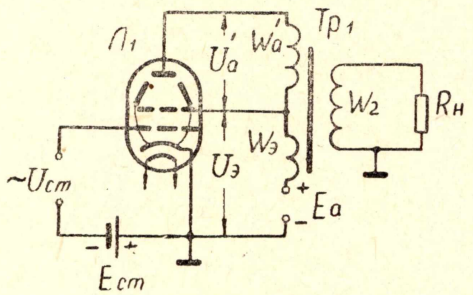

Рис. 1. Однотактная схема ультралинейного каскада

При этом нелинейные искажения могут иметь значения меньшие, чем в триодном режиме.

Другим примером схем с обратной связью по экранной сетке, из-за которой лампа изменяет свойства, могут служить катодные повторители, у которых переменный потенциал экранной сетки имеет промежуточную величину между катодным потенциалом и анодным (земляным).

Управление анодным током за счет экранной сетки используется также в генераторах по схеме Шембеля, в фантастронных, транзитронных генераторах и в других схемах.

Хорошо разработанная теория обратной связи для линейных цепей не может в некоторых случаях давать удовлетворительное объяснение явлениям или рекомендовать методику расчета для упомянутых схем.

В данной статье на примере ультралинейной ступени дается анализ ламповых схем, в которых из-за больших сигналов обратную связь по экранной сетке следует считать нелинейной. На основе такого анализа нетрудно будет рассчитывать подобные схемы.

При проектировании оконечного каскада УНЧ, как правило, необходимо:

1) выбрать исходный режим лампы,
2) подсчитать колебательную мощность, отдаваемую лампой,
3) определить коэффициент нелинейных искажений,
4) рассчитать частотную характеристику,
5) рассчитать электрические параметры выходного трансформатора.

Чтобы определить первые три показателя, необходимо располагать семейством характеристик лампы. Для ультралинейного режима таковых в литературе нет.

Последние два требования можно выполнить, проанализировав эквивалентную схему на всех звуковых частотах и эквивалентное внутреннее сопротивление лампы, которые также будут промежуточными между триодными и пентодными.

Для одноламповых схем, охваченных внешней обратной связью, иногда строят эквивалентные анодные характеристики и по ним ведут расчет [3]. При этом необходимо располагать анодными характеристиками лампы и коэффициентом обратной связи β. Применительно к схемам рис. 1 коэффициент обратной связи по напряжению, пересчитанный в первую сетку;

$$\beta = \frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{э}m}}{\mu_{\text{тр}}(U_{\text{э}m} + U'_{\text{а}m})} = \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot \frac{(J_{\text{а}} + J_{\text{э}})R_{\text{э}}}{(J_{\text{а}} + J_{\text{э}})R_{\text{э}} + J_{\text{а}}R_{\text{а}}} = \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot$$

$$\cdot \frac{n\sqrt{p}(R_{\text{э}} + R_{\text{а}})}{n\sqrt{p}(R_{\text{э}} + R_{\text{а}}) + (1 - \sqrt{p})(R_{\text{а}} + R_{\text{э}})} = \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{n}\left(\frac{1}{\sqrt{p}} - 1\right)} =$$

$$= \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot \frac{1}{1 + \left(1 - \frac{\mu_{\text{тр}}}{A}\right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{p}} - 1\right)}, \qquad (1)$$

где $n = \frac{J_{\text{а}} + J_{\text{э}}}{J_{\text{а}}}$ — коэффициент, учитывающий токораспределение в лампе;

$A = \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \frac{J_{\text{а}} + J_{\text{э}}}{J_{\text{э}}}$ — вспомогательный коэффициент [2];

$P = \left(\frac{W_{\text{э}}}{W_{\text{э}} + W'_{\text{а}}}\right)^2$ — коэффициент включения экранной сетки [1];

$w_{\text{э}}$; $w'_{\text{а}}$ — число витков между средними и крайними выводами первичной обмотки выходного трансформатора (рис. 1);

$U_{\text{э}m}$; $U_{\text{а}m}$ — амплитуда напряжения соответственно на витках $w_{\text{э}}$ и $w'_{\text{а}}$ (рис. 1);

$U_{\text{св}} = \frac{U_{\text{э}m}}{\mu_{\text{тр}}}$ — напряжение обратной связи, пересчитанное из экранной сетки в управляющую;

$U_{\text{вых}} = U_{\text{э}m} + U'_{\text{а}m}$ — выходное напряжение в анодной цепи.

$$\sqrt{p} = \frac{w_{\text{э}}}{w_{\text{э}} + w'_{\text{а}}} = \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{а}} + R_{\text{э}}}. \qquad (2)$$

Здесь $R_э$ — эквивалентное сопротивление на средних частотах, состоящее из пересчитанных сопротивлений из вторичной и всей первичной обмоток в триодную часть схемы (рис. 4). т. е. является нагрузкой для триодного включения лампы;

$R_а$ — сопротивление, пересчитанное к обмотке $w'_а$ из остальных частей трансформатора.

Сопротивление взаимной индукции при этом учитывается так, как об этом говорится в конце статьи.

Значения $\mu_{тр}$ и A для 20 распространенных отечественных ламп приводятся в [2] на стр. 300. Экспериментально определено оптимальное значение p с точки зрения минимальных нелинейных искажений для 6П14П и 6П3С : Р = 0,185 для ламп 6П1П и 6П6С : Р = 0,05 [4, 1, 2].

При построении каждой точки эквивалентной характеристики желательно $\mu_{тр}$ отыскивать каждый раз графически на триодных характеристиках лампы, а в качестве исходных характеристик следует использовать пентодные. Тем самым учитывается нелинейность отрицательной обратной связи. Серьезный недостаток метода состоит в том, что не учитывается часть выходной мощности, появляющейся из-за прохождения сигнала через цепь обратной связи.

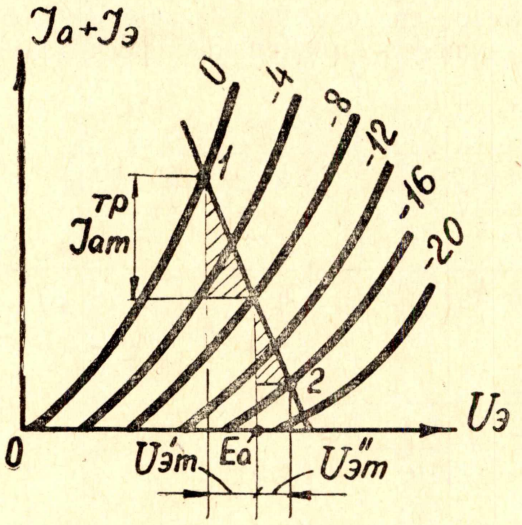

Рис. 2. Анодные характеристики лампы в триодном включении

Другой путь графо-аналитического расчета, на наш взгляд, более простой и точный, состоит в следующем. Наносят динамические линии переменного тока на триодные и на пентодные характеристики одновременно, как показано на рис. 2 и 3. Исходные рабочие точки выбираются в зависимости от заданного источника анодного питания и типа режима — A или AB для двухтактной схемы. Наклон линий нагрузок на триодных и пентодных характеристиках определяется величиной общей нагрузки и коэффициентом включения P, который выражается формулой — (2).

Таким образом, результирующее действие схемы рис. 1 предлагается рассматривать как совместную работу двух последовательно включенных ламп триода рис. 4 и пентода, охваченного обратной связью рис. 5. Причем амплитуда эквивалентного переменного напряжения, приложенного к управляющей сетке в пентоде, найдется, как

$$U_{вх_{св}} = U_{cm} \mp \frac{U_{эm}}{\mu_{тр}}, \qquad (3)$$

где U_{cm} — амплитуда подводимого к управляющей сетке сигнала.

$U_{эm}$ — амплитуда напряжения на экранной сетке, т. е. на нагрузке рис. 4.

Разумеется, U_{cm} и $U_{эm}$ противофазны. Изменением потенциала анода относительно экранного потенциала (реакцией анода на цепь экранной сетки) в схеме рис. 4 для рабочей части пентодных характеристик можно пренебречь и считать, что анод и экранная сетка закорочены.

Это предположение допустимо, так как из курса электровакуумных приборов известно, что влияние анодного потенциала в экранных лампах на величину анодного тока пренебрежительно мало по сравнению с действием потенциала на экранной сетке. Правомерность такого приема специально проверялась опытным путем.

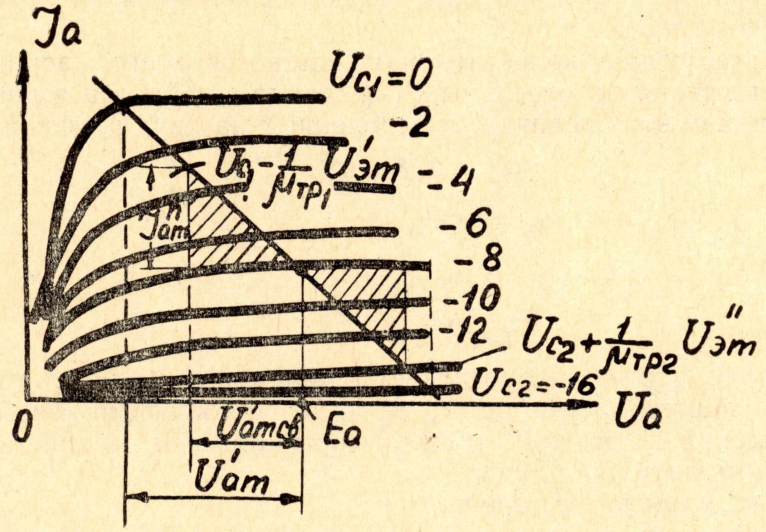

Рис. 3. Анодные характеристики лампы в пентодном включении

Опишем колебательный режим.

В положительную амплитуду сигнала экранное напряжение уменьшается на $U'_{эm}$ (рис. 2). Это вызовет „сжатие" по вертикали пентодных характеристик. Рабочая точка на рис. 3 переместится вверх по

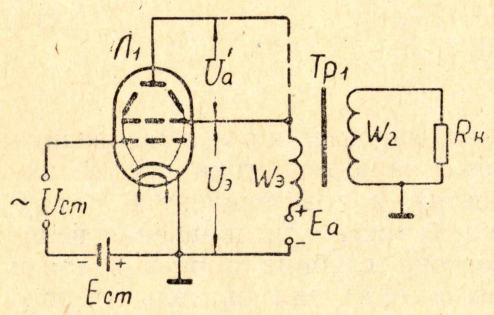

Рис. 4. Триодная часть схемы рис. 1

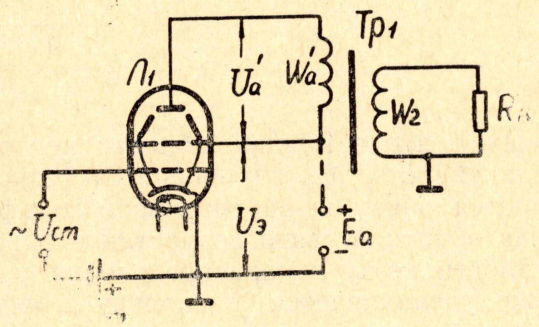

Рис. 5. Пентодная часть схемы рис. 1

прямой до статической характеристики U_{c_1} при пониженном экранном напряжении, что равносильно при неизменном напряжении $U_э = E'$ эквивалентной характеристике с напряжением на первой сетке $U_{c_1} - \frac{1}{\mu_{тр_1}} U'_{эm}$. В отрицательную полуволну сигнала на входе пентодные характеристики „расширятся", и рабочая точка дойдет до эквивалентной кривой $U_{c_2} + \frac{1}{\mu_{тр_2}} U''_{эm}$. В этих выражениях $\mu_{тр_1}$ и $\mu_{тр_2}$ определяют графическим путем соответственно в точке 1 и в точке 2 на рис. 2. В том случае, когда семейство статических пентодных ха-

рактеристик в справочнике не соответствует выбранной величине источника питания, каждую из характеристик следует сместить по вертикали на величину $\frac{\Delta U_э}{\mu_{тр}}$, где $\Delta U_э$ — разница между выбранным $E_а$ и указанным на семействе экранным напряжением $U_э$; $\mu_{тр}$ для каждой перестраиваемой точки определяют графически на семействе триодных характеристик.

Результирующие колебательная мощность всего каскада и нелинейные искажения по отдельным гармоникам найдутся алгебраическим суммированием этих величин, определенных на двух графиках отдельно.

$$P_{\sim} = P_{\sim}^{тр} + P_{\sim}^{п}, \tag{3а}$$

$$\gamma_3 = \gamma_3^{тр} + \gamma_3^{п}, \tag{3в}$$

$$\gamma_2 = \gamma_2^{тр} + \gamma_2^{п}, \tag{3б}$$

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2}. \tag{3г}$$

Здесь индекс „тр" — соответствует триодному графику рис. 2; индекс „п" — пентодному — рис. 3; γ_2, γ_3 и γ — коэффициенты нелинейных искажений по второй, третьей гармоникам и общий, определяемые методом пяти координат;

$P_{\sim}$ колебательная мощность.

На пентодных характеристиках рис. 3 отчетливо видно ослабление влияния нелинейной зависимости анодного тока от сеточного напряжения из-за сгущения кривых — снизу и в области линии критического режима — сверху. Эти нелинейности в не охваченных противосвязью пентодах вызывают рост 3-й гармоники с увеличением анодной нагрузки. В отличие от действия линейной отрицательной обратной связи в данном случае, помимо полезного искажения формы напряжения $V_{св}$, изменяется одновременно и коэффициент обратной связи β, который зависит от $\mu_{тр}$ и «n». Действительно, из формулы (1),

$$\beta = \frac{1}{\mu_{тр}} \frac{1}{1 + \frac{1 - \sqrt{p}}{\sqrt{p}} \cdot \frac{1}{n}}, \tag{1а}$$

следует, что в нижней области пентодных характеристик, где велика нелинейность, $\mu_{тр}$ уменьшается (триодные характеристики рис. 2 сгущаются внизу из-за островкового эффекта), а коэффициент β и глубина обратной связи возрастают. В верхней части при появлении нелинейности из-за токораспределения у пентода глубина обратной связи тоже увеличивается, поскольку в формуле (1 а) знаменатель второго сомножителя уменьшается быстрее (из-за возрастания $n = \frac{J_а + J_э}{J_а}$) чем увеличивается знаменатель первого сомножителя, и коэффициент обратной связи β возрастает.

Так уменьшаются нелинейные искажения по нечетным гармоникам. Искажения по второй гармонике удается в данной схеме снизить в меньшей степени, так как неохваченная обратной связью триодная часть схемы при малой анодной нагрузке является довольно интенсивным генератором четных гармоник.

Компенсацию последних осуществляют путем применения двухтактных схем и правильным выбором сопротивления анодной нагрузки для пентодной части схемы $R_а$.

Как известно из курса усилителей, с увеличением нагрузки пентода фаза второй гармоники изменяется на противоположную (когда

линия нагрузки оказывается ниже верхнего „колена“ статической характеристики $U_c = 0$ *в*). Поэтому при соответствующей величине R_a можно получить в формуле (3б) для расчета нелинейности по второй гармонике слагаемые $\gamma_2^{тр}$ и $\gamma_2^{п}$ разных знаков. Рассчитав по графикам несколько вариантов при различных нагрузках R_a и $R_э$ нелинейные искажения и колебательную мощность, можно выбрать так называемый „ультралинейный“ режим данной лампы.

Эквивалентная схема ультралинейного каскада представлена на рис. 6.

Обозначения: $Z_э$ — эквивалентное сопротивление в анодной цепи триодной части схемы рис. 4 для всех частот в полосе пропускания,

Z_a — эквивалентное сопротивление в анодной цепи пентодной части схемы рис. 5.

Двухполюсники Z_a и $Z_э$ содержат активную нагрузку и реактивные элементы, приведенные соответственно к обмоткам w_a' и $w_э$.

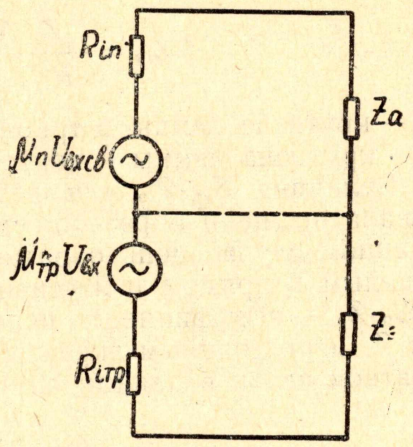

Рис. 6. Эквивалентная схема ультралинейного каскада

R_{in} и $R_{iтр}$ — внутренние сопротивления лампы в пентодном и триодном режимах,

$\mu_п$ — статический коэффициент усиления пентода,

$$U_{вх_{св}} = U_{вх} - \frac{(J_э + J_a) Z_э}{\mu_{тр}} - \tag{7}$$

эквивалентное входное напряжение в пентодной части схемы. Помимо расчета частотной характеристики и параметров выходного трансформатора, часто требуется знать выражение для коэффициента усиления (например, при определении входной динамической емкости оконечной ступени), выходное сопротивление. Эти формулы нетрудно вывести из эквивалентной схемы.

Методом контурных токов определяем:

$$\mu_п U_{вх_{св}} = J_a (R_{iп} + Z_a),$$

$$\mu_{тр} U_{вх} = (J_a + J_э)(R_{iтр} + Z_э). \tag{8}$$

Из соотношений (7) и (8) анодный ток

$$J_a = \mu_п U_{вх} \cdot \frac{1}{R_{iп} + Z_a} \cdot \frac{R_{iтр}}{R_{iтр} + Z_э}. \tag{9}$$

Анодный и экранный токи в сумме:

$$J_a + J_э = \mu_{тр} U_{вх} \frac{1}{R_{iтр} + Z_э}. \tag{10}$$

Выходное напряжение после преобразований

$$U_{вых} = J_a Z_a + (J_a + J_э) Z_э =$$

$$= \mu_п U_{вх} \cdot \frac{Z_a}{Z_a + R_{iп}} \cdot \frac{R_{iтр}}{R_{iтр} + Z_э} + \mu_{тр} U_{вх} \cdot \frac{Z_э}{R_{iтр} + Z_э}. \tag{11}$$

И, наконец, преобразуя выражение (11), окончательно получаем коэффициент усиления каскада.

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = S_{\text{тр}} Z_{i\text{э}} + S_{\text{п}} Z_{i\text{а}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{э}}}{R_{i\text{тр}}}}, \tag{12}$$

где

$$Z_{i\text{э}} = \frac{Z_{\text{э}} \cdot R_{i\text{тр}}}{R_{i\text{тр}} + Z_{\text{э}}}; \quad Z_{i\text{а}} = \frac{Z_{\text{а}} R_{i\text{п}}}{R_{i\text{п}} + Z_{\text{а}}};$$

$S_{\text{тр}}$ — крутизна лампы в триодном режиме,
$S_{\text{п}}$ — крутизна лампы в пентодном включении.

Величина $S_{\text{тр}} \cdot Z_{i\text{э}}$ — является коэффициентом прямой передачи сигнала по цепи обратной связи со входа усилителя на выход, т. е. в данном случае цепь обратной связи является четырехполюсником, активным в прямом и пассивным в обратном направлениях. Величина $S_{\text{п}} \cdot Z_{i\text{а}}$ — коэффициент передачи пентодной части схемы с нагрузкой $Z_{\text{а}}$ и постоянным экранным напряжением. Глубина отрицательной обратной связи в данном случае равна

$$A = 1 + \frac{Z_{\text{э}}}{R_{i\text{тр}}}. \tag{13}$$

Коэффициент обратной связи

$$\beta = \frac{A - 1}{S_{\text{п}} Z_{i\text{а}}} = \frac{Z_{\text{э}}}{R_{i\text{тр}} \cdot S_{\text{п}} \cdot Z_{i\text{а}}} = \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot \frac{1}{\frac{S_{\text{п}}}{S_{\text{тр}}} \cdot \frac{Z_{i\text{а}}}{Z_{\text{э}}}} \cong$$

$$\simeq \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{n}\left(\frac{Z_{\text{а}} + Z_{\text{э}}}{Z_{\text{э}}} - 1\right)} = \frac{1}{\mu_{\text{тр}}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{n}\left(\frac{1}{\sqrt{p}} - 1\right)},$$

что соответствует формуле (1), если в ней считать

$$\beta = \frac{U_{\text{э}m}}{U'_{\text{а}m}} \cdot \frac{1}{\mu_{\text{тр}}}.$$

Приведенный анализ не учитывал в каждом из двух схем ЭДС взаимной индукции. Если принять во внимание указанное обстоятельство, то в каждой части эквивалентной схемы рис. 6 требуется включить последовательно с нагрузкой по генератору ЭДС: для триодной части $J'_{\text{а}} \cdot Z_{\text{св}}$, для пентодной $(J_{\text{а}} + J_{\text{э}})' \cdot Z_{\text{св}}$.

Значения токов в такой усложненной схеме имеют вид

$$J'_{\text{а}} = \mu_{\text{п}} U_{\text{вх}} \frac{1}{(R_{i\text{п}} + Z_{\text{а}})(R_{i\text{тр}} + Z_{\text{э}}) \frac{1}{R_{i\text{тр}} - Z_{\text{св}} \frac{\mu_{\text{тр}}}{\mu_{\text{п}}} - Z_{\text{св}} \frac{\mu_{\text{п}}}{\mu_{\text{тр}}}}}, \tag{14}$$

$$(J_{\text{а}} + J_{\text{э}})' = \mu_{\text{тр}} U_{\text{вх}} \cdot \frac{1}{(R_{i\text{тр}} + Z_{\text{э}}) + \frac{Z_{\text{св}}}{R_{i\text{п}} + Z_{\text{а}}} \cdot \left(\frac{\mu_{\text{п}}}{\mu_{\text{тр}}} \cdot R_{i\text{тр}} - Z_{\text{св}}\right)}. \tag{15}$$

Здесь $Z_{\text{св}}$ — сопротивление взаимной индукции.

Формулы (14) и (15) превращаются в (9) и (10), если положить в них $Z_{\text{св}} = 0$. Внесение зависимых генераторов в цепи из-за действия магнитной связи равносильно увеличению активного сопротив-

ления. Подсчитаем эквивалентные нагрузки $Z_а'$ и $Z_э'$, которые должны стоять соответственно вместо $Z_а$ и $Z_э$ на рис. 6. Выходные напряжения

$$U_э' = (J_а + J_э)' \cdot Z_э + J_а \cdot Z_{св} = (J_а + J_э)' \cdot \left(Z_э + \frac{1}{n'} \cdot Z_{св}\right). \qquad (16)$$

$$U_а' = J_а' \left[Z_а + \frac{(J_а + J_э)'}{J_а'} \cdot Z_{св}\right] = J_а' (Z_а + n' Z_{св}), \qquad (17)$$

где

$$n' = \frac{(J_а + J_э)'}{J_а'}.$$

Таким образом, коэффициенты при токах в формулах (16) и (17) представляют собой эквивалентные сопротивления

$$\left.\begin{aligned} Z_э' &= Z_э + \frac{1}{n'} Z_{св} \\ Z_а' &= Z_а + n' Z_{св}. \end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

На средних частотах сопротивления $Z_э'$ и $Z_а'$ в схеме носят активный характер и при графическом расчете определяются по наклону линии нагрузки.

Для расчета коэффициентов трансформации необходимо знать пересчитанные сопротивления $Z_э$ и $Z_а$, которые тоже принимают активными.

Из уравнений (18), принимая во внимание, что $Z_{св} = \sqrt{Z_а \cdot Z_э}$, находим соотношение

$$\frac{Z_{св}}{Z_а} = \frac{w_э}{w_а'} = \frac{Z_э'}{Z_э'} \cdot n'. \qquad (19)$$

А затем нетрудно определить отдельно $Z_а$ и $Z_э$. Величина коэффициента n' находится из выражений (14), (15) или (9) и (10) без фагнитной связи.

$$n' = \frac{R_{iп} + Z_а}{\frac{\mu_п}{\mu_{тр}} \cdot R_{iтр} - Z_{св}}; \qquad (20)$$

при $Z_{св} = 0$.

$$n = \frac{\mu_{тр}}{\mu_п} \cdot \frac{R_{iп} + Z_а}{R_{iтр}} = \frac{S_{тр}}{S_{пд}}, \qquad (20а)$$

где $S_{пд} = \dfrac{S_п}{1 + \dfrac{Z_а}{R_{iп}}}$ — динамическая крутизна в пентодном режиме.

Расчет основных величин ($P_\sim$, γ) по рассмотренной методике и экспериментальная проверка для типовой однотактной ультралинейной схемы на лампе 6П14П показали расхождения в 16%.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. К. Лабутин. Новое в технике высококачественного усиления. Госэнергоиздат, 1957.
2. Г. С. Цыкин. Электронные усилители. Связьиздат, 1960.
3. Г. В. Войшвилло. Усилители низкой частоты на электронных лампах. Связьиздат, 1963.
4. В. К. Лабутин. Ультралинейные усилители. «Радио», № 11, 1958.