

МОЩНОСТИ В ЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ

Ю. Т. Величко

Львов

1. ВРЕМЕННАЯ t - И ЧАСТОТНАЯ $j\omega$ -ПЛОСКОСТИ

Вместо того, чтобы рассматривать оригинал напряжения u , тока i , сопротивления $z = \frac{u}{i}$ или проводимости $y = \frac{i}{u}$, мощности $p = ui$, которые выступают в цепи как функции времени t , с помощью их интегро-дифференциальных уравнений во временной t -плоскости, удобнее весь расчет стационарных процессов провести на их частотных трансформатах в частотной (символической) $j\omega$ -плоскости. Поставим перед собой задачу — определить мощность, потребляемую многополюсником, сначала с помощью ее трансформаты в частотной $j\omega$ -плоскости, а затем путем переноса результата на оригинал во временную t -плоскость.

В узловых уравнениях, которыми мы будем пользоваться, удобнее всего придерживаться косинусоидальной трансформации (табл. 1). Чтобы получить косинусоидальный оригинал, подвижную трансформату \hat{A} проектируем на вещественную ось Re . Пока допустим, что ток i и напряжение u колеблются с различными частотами ω_i и ω_u . Это позволит нам в будущем рассмотреть более широкий класс цепей: линейные, нелинейные и параметрические цепи.

Таблица 1

Косинусоидальные оригиналы и трансформаты

№	Оригиналы	Трансформаты
1 2	$u = \sqrt{2} \hat{U} \cos(\omega_u t + \varphi_u) = \sqrt{2} \text{Re}(\hat{U})$	$\hat{U} = \hat{U} \omega_u t = \hat{U} \omega_u t + \varphi_u$ $\check{U} = U - \omega_u t = \hat{U} - (\omega_u t + \varphi_u)$
3 4	$i = \sqrt{2} \hat{I} \cos(\omega_i t + \varphi_i) = \sqrt{2} \text{Re}(\hat{I})$	$\hat{I} = \hat{I} \omega_i t = \hat{I} \omega_i t + \varphi_i$ $\check{I} = I - \omega_i t = \hat{I} - (\omega_i t + \varphi_i)$
5	$\frac{i}{u} = \frac{ \hat{I} \cos(\omega_u t + \varphi_u)}{ \hat{U} \cos(\omega_i t + \varphi_i)} = \frac{\text{Re}(\hat{I})}{\text{Re}(\hat{U})}$	$\check{Y} = \frac{\hat{I}}{\hat{U}} = \check{Y} (\omega_i - \varphi_u) t$
6 7 8 9	$ui = 2 \hat{U}\hat{I} \cos(\omega_u t + \varphi_u) \cos(\omega_i t + \varphi_i) = \hat{U}\hat{I} \{ \cos [(-\omega_u + \omega_i) t + (-\varphi_u + \varphi_i)] + \cos [(\omega_u + \omega_i) t + (\varphi_u + \varphi_i)] \} = \text{Re} [\check{P}\check{Y} + \check{P}]$	$\check{P}_y + \check{P} = \check{U}\hat{I} + \hat{U}\check{I} = \check{U}\hat{I} (-\omega_u + \omega_i) t + \hat{U}\check{I} (\varphi_u + \varphi_i) t = \hat{U}\hat{I}^2 \check{Y} + (\hat{U})^2 \check{Y} = \hat{U} ^2 \check{Y} (-\omega_u + \omega_i) t + (\hat{U})^2 \check{Y} (\omega_u + \omega_i) t$

Для частного случая ($\omega_i = \omega_u = \omega$) трансформата мощности (табл. 1—6; 1—7; 1—8; 1—9) соответственно упрощается до

$$\dot{P}_Y + \hat{P} = \dot{U} \dot{I} + \dot{U} \dot{I} |_{2\omega t} \quad (1.1)$$

и в этом случае состоит из неподвижной $\dot{U} \dot{I}$ и подвижной $\dot{U} \dot{I} |_{2\omega t}$ частей. Поскольку при узловых уравнениях оперируем исключительно проводимостями, то в неподвижной трансформате:

а) действительная часть равняется рабочей (ваттной «активной», диссипативной) мощности, которая для $\text{Re}[\dot{U} \dot{I}] \leq 0$ будет расходоваться } выделяться;

б) мнимая часть равняется запасаемой (неваттной, «реактивной», консервативной) мощности, которая для $\text{Im}[\dot{U} \dot{I}] \leq 0$ будет емкостным } индуктивным

ребителем, соответственно знаку $\text{Im}[\dot{Y}] \leq 0$ емкостной } индуктивной } проводимости.

Роль подвижной трансформаты $\hat{P} = \hat{P}_+ + \dot{U} \dot{I} |_{2\omega t}$ в литературе (даже в учебной) явно извращается. Если подвижную трансформату мощности $\hat{P} = \hat{P}_+ + \hat{P}_-$ будем рассматривать как носитель информации, то только тогда нам станет ясно, почему стык между двумя проходными четырехполосниками в полосе пропускания мы всегда стараемся согласовать зеркально: обратная волна \hat{P}_- — отсутствует, через стык проходит свободно прямая волна мощности $\hat{P}_+ = \hat{P}$.

2. МОЩНОСТИ В МНОГОПОЛЮСНИКЕ

Пусть имеется многополюсник (рис. 1, а), в котором отсутствуют активные и параметрические элементы; он описывается плавающей матри-

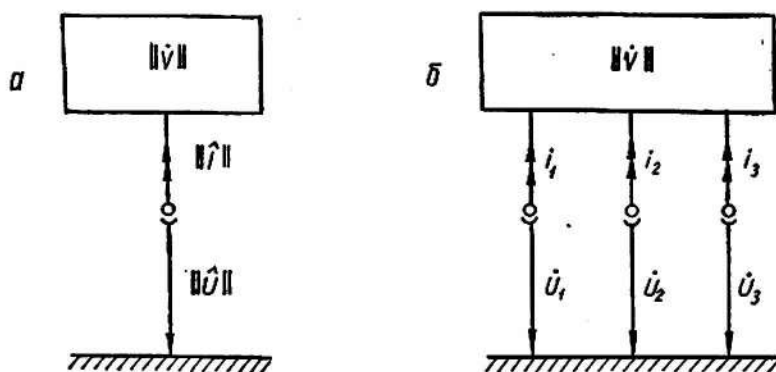


Рис. 1.

цей проводимостей $\| \dot{V} \|$, построенной из неподвижных трансформат. Допустим, что в цепи действует напряжение $\| \dot{U} \|$ и токи $\| \dot{I} \|$ различных частот. Отсюда узловые уравнения, описываемые косинусоидальными трансформатами.

$$\| \dot{I} \| = \| \dot{V} \| \| \dot{U} \| \quad (2.1)$$

Узловая мощность в неактивном многополюснике

№	цепь		$\ \dot{M}\ $	$\dot{P}_Y = \ \dot{U}\ \ M\ \ \dot{U}\ = \text{Re}(\dot{P}_Y) + jI_m(\dot{P}_k)$
1	пассивно-обратная	рабочая	$\text{Re} \frac{\ \dot{U}\ + \ \dot{U}\ }{2}$ $\left\ \begin{array}{ccc} a_{11}, & \frac{a_{12} + a_{21}}{2}, & \frac{a_{13} + a_{31}}{2} \\ \frac{a_{12} + a_{21}}{2}, & a_{22}, & \frac{a_{23} + a_{32}}{2} \\ \frac{a_{13} + a_{31}}{2}, & \frac{a_{23} + a_{32}}{2}, & a_{33} \end{array} \right\ $	$ \dot{U}_1 ^2 [a_{11}] + \dot{U}_1 \dot{U}_2 [(a_{12} + a_{21}) \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] +$ $+ \dot{U}_2 ^2 [a_{22}] + \dot{U}_1 \dot{U}_3 [(a_{13} + a_{31}) \cos(\varphi_1 - \varphi_3)] +$ $+ \dot{U}_3 ^2 [a_{33}] + \dot{U}_2 \dot{U}_3 [(a_{23} + a_{32}) \cos(\varphi_2 - \varphi_3)]$
		запасаемая	$j\text{m} I_m \frac{\ \dot{U}\ + \ \dot{U}\ }{2}$ $\left\ \begin{array}{ccc} j b_{11}, & j \frac{b_{12} + b_{21}}{2}, & j \frac{b_{13} + b_{31}}{2} \\ j \frac{b_{12} + b_{21}}{2}, & j b_{22}, & j \frac{b_{23} + b_{32}}{2} \\ j \frac{b_{13} + b_{31}}{2}, & j \frac{b_{23} + b_{32}}{2}, & j b_{33} \end{array} \right\ $	$ \dot{U}_1 ^2 [j b_{11}] + \dot{U}_1 \dot{U}_2 [j (b_{12} + b_{21}) \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] +$ $+ \dot{U}_2 ^2 [j b_{22}] + \dot{U}_1 \dot{U}_3 [j (b_{13} + b_{31}) \cos(\varphi_1 - \varphi_3)] +$ $+ \dot{U}_3 ^2 [j b_{33}] + \dot{U}_2 \dot{U}_3 [j (b_{23} + b_{32}) \cos(\varphi_2 - \varphi_3)]$
3	управляемая	рабочая	$j\text{m} I_m \frac{\ \dot{U}\ - \ \dot{U}\ }{2}$ $\left\ \begin{array}{ccc} \text{---}, & + j \frac{b_{12} - b_{21}}{2}, & + j \frac{b_{13} + b_{31}}{2} \\ -j \frac{b_{12} - b_{21}}{2}, & \text{---}, & + j \frac{b_{23} - b_{32}}{2} \\ -j \frac{b_{13} - b_{31}}{2}, & -j \frac{b_{23} - b_{32}}{2}, & \text{---} \end{array} \right\ $	$ \dot{U}_1 \dot{U}_2 [(b_{12} - b_{21}) \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] +$ $+ \dot{U}_1 \dot{U}_3 [(b_{13} - b_{31}) \sin(\varphi_1 - \varphi_3)] +$ $+ \dot{U}_2 \dot{U}_3 [(b_{23} - b_{32}) \sin(\varphi_2 - \varphi_3)]$
		запасаемая	$\text{Re} \frac{\ \dot{U}\ - \ \dot{U}\ }{2}$ $\left\ \begin{array}{ccc} \text{---}, & + \frac{a_{12} - a_{21}}{2}, & + \frac{a_{13} - a_{31}}{2} \\ -\frac{a_{12} - a_{21}}{2}, & \text{---}, & -\frac{a_{23} - a_{32}}{2} \\ -\frac{a_{13} - a_{31}}{2}, & -\frac{a_{23} - a_{32}}{2}, & \text{---} \end{array} \right\ $	$ \dot{U}_1 \dot{U}_2 [-j (a_{12} - a_{21}) \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] +$ $+ \dot{U}_1 \dot{U}_3 [-j (a_{13} - a_{31}) \sin(\varphi_1 - \varphi_3)] +$ $+ \dot{U}_2 \dot{U}_3 [-j (a_{23} - a_{32}) \sin(\varphi_2 - \varphi_3)]$

Учитывая, что и оригинал и трансформата мощности, потребляемой многополюсником, должны быть скалярными, приходим к уравнениям мгновенной мощности:

$$ui = \operatorname{Re} \{ \|\hat{U}\| \| \hat{I} \| + \|\hat{U}\| \| \hat{I} \| \}, \quad (2.2)$$

где знак \sim обозначает транспонирование (столбцы заменяют строками). Подставляем (2.1) в (2.2) и получаем

$$ui = \operatorname{Re} [\|\check{U}\| \| \check{V}\| \| \hat{U}\| + \|\hat{U}\| \| \check{V}\| \| \hat{U}\|]. \quad (2.3)$$

В частном случае, когда в цепи действуют только колебания одной частоты ω , последние два уравнения упрощаются до

$$ui = \operatorname{Re} [\|\check{U}\| \| \check{I}\| + \|\check{U}\| \| \check{I}\| |2\omega t| = \operatorname{Re} [\|\check{U}\| \| \check{V}\| \| \hat{U}\| + \|\check{U}\| \| \check{V}\| \| \hat{U}\| |2\omega t|] \quad (2.4)$$

При рассмотрении мощности по функциональному содержанию существует определенное различие, которое вкладываем в понятие проводимости. Для двухполюсников (1.1)

$$\check{U} \check{I} = \check{U} \frac{\check{I}}{\check{U}} \check{U} = \check{U} Y \check{U} = |\check{U}|^2 \check{Y}, \quad (2.5)$$

а для многополюсников (2.4) отделять матрицу проводимостей от уравнения мощности

$$\|\check{U}\| \| \check{V}\| \| \hat{U}\|$$

невозможно.

3. МОЩНОСТИ В ТРЕХПОЛЮСНИКЕ

Чтобы разобраться в мощностях, рассмотрим трехполюсник (рис. 1. б), построенный из одних пассивно-обратимых и управляемых элементов (активные и параметрические элементы в нем отсутствуют), которые могут быть и комплексными. Допустим, что в нем действуют колебания только одной частоты, в этом случае его уравнения:

$$\begin{pmatrix} \check{I}_1 \\ \check{I}_2 \\ \check{I}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} + jb_{11} & a_{12} + jb_{12} & a_{13} + jb_{13} \\ a_{21} + jb_{21} & a_{22} + jb_{22} & a_{23} + jb_{23} \\ a_{31} + jb_{31} & a_{32} + jb_{32} & a_{33} + jb_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \check{U}_1 \\ \check{U}_2 \\ \check{U}_3 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

С помощью (2—4) определим неподвижную трансформату мощности:

$$\begin{aligned} \dot{P}_v &= \|\check{U}\| \| \check{V}\| \| \hat{U}\| = \\ &= \|\check{U}_1, \check{U}_2, \check{U}_3\| \begin{pmatrix} a_{11} + jb_{11} & a_{12} + jb_{12} & a_{13} + jb_{13} \\ a_{21} + jb_{21} & a_{22} + jb_{22} & a_{23} + jb_{23} \\ a_{31} + jb_{31} & a_{32} + jb_{32} & a_{33} + jb_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \check{U}_1 \\ \check{U}_2 \\ \check{U}_3 \end{pmatrix} = \\ &= \check{U}_1 (a_{11} + jb_{11}) \check{U}_1 + \check{U}_1 (a_{12} + jb_{12}) \check{U}_2 + \check{U}_1 (a_{13} + jb_{13}) \check{U}_3 + \\ &+ \check{U}_2 (a_{21} + jb_{21}) \check{U}_1 + \check{U}_2 (a_{22} + jb_{22}) \check{U}_2 + \check{U}_2 (a_{23} + jb_{23}) \check{U}_3 + \\ &+ \check{U}_3 (a_{31} + jb_{31}) \check{U}_1 + \check{U}_3 (a_{32} + jb_{32}) \check{U}_2 + \check{U}_3 (a_{33} + jb_{33}) \check{U}_3 \quad (3.2) \end{aligned}$$

Развернутые выражения

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} |U_1|(\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1) \\ |U_2|(\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2) \\ |U_3|(\cos \varphi_3 + j \sin \varphi_3) \end{vmatrix}, \quad \begin{vmatrix} \dot{U}_1^* \\ \dot{U}_2^* \\ \dot{U}_3^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} |U_1|(\cos \varphi_1 - j \sin \varphi_1) \\ |U_2|(\cos \varphi_2 - j \sin \varphi_2) \\ |U_3|(\cos \varphi_3 - j \sin \varphi_3) \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

подставляем в (3.2) и получаем неподвижную трансформату мощности:

$$\dot{P}_y = \text{Re}(\dot{P}_y) + j \text{Im}(\dot{P}_y),$$

где

$$\begin{aligned} \text{Re}(\dot{P}_y) &= |\dot{U}_1|^2 [a_{11}] + |\dot{U}_1 \dot{U}_2| [(a_{12} + a_{21}) \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \\ &+ (b_{12} - b_{21}) \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] + |\dot{U}_2|^2 [a_{22}] + |\dot{U}_1 \dot{U}_3| [(a_{13} + a_{31}) \cos(\varphi_1 - \varphi_3) + \\ &+ (b_{13} + b_{31}) \sin(\varphi_1 - \varphi_3)] + |\dot{U}_3|^2 [a_{33}] + |\dot{U}_2 \dot{U}_3| [(a_{23} + a_{32}) \cos(\varphi_2 - \varphi_3) + \\ &+ (b_{23} - b_{32}) \sin(\varphi_2 - \varphi_3)]; \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}(\dot{P}_y) &= |\dot{U}_1|^2 [b_{11}] + |\dot{U}_1 \dot{U}_2| [b_{12} + b_{21}) \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \\ &- (a_{12} - a_{21}) \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] + |\dot{U}_2|^2 [b_{22}] + |\dot{U}_1 \dot{U}_3| [b_{13} + b_{31}) \cos(\varphi_1 - \varphi_3) - \\ &- (a_{13} - a_{31}) \sin(\varphi_1 - \varphi_3)] + |\dot{U}_3|^2 [b_{33}] + |\dot{U}_2 \dot{U}_3| [(b_{23} + b_{32}) \cos(\varphi_2 - \varphi_3) - \\ &- (-a_{23} - a_{32}) \sin(\varphi_2 - \varphi_3)]. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Такое разложение мощности не может нас удовлетворить: в нем не отражены управляемость и обратимость цепи.

4. РАЗЛОЖЕНИЕ РЕАЛЬНОЙ ЦЕПИ НА ИДЕАЛЬНЫЕ

Пусть имеется узловая матрица (3.1) трехполюсника (рис. 1, б), построенного из рабочих и задающих элементов. Мы ее транспонируем:

$$\|\dot{V}\| = \begin{vmatrix} a_{11} - jb_{11}, & a_{21} + jb_{21}, & a_{31} + jb_{31} \\ a_{12} + jb_{12}, & a_{22} + jb_{22}, & a_{32} + jb_{32} \\ a_{13} + jb_{13}, & a_{23} + jb_{23}, & a_{33} + jb_{33} \end{vmatrix} \quad (4.1)$$

Кроме того, найдем к обоим комплексно сопряженные:

$$\|\dot{Y}^*\| = \begin{vmatrix} a_{11} - jb_{11}, & a_{12} - jb_{12}, & a_{13} - jb_{13} \\ a_{21} - jb_{21}, & a_{22} - jb_{22}, & a_{23} - jb_{23} \\ a_{31} - jb_{31}, & a_{32} - jb_{32}, & a_{33} - jb_{33} \end{vmatrix} \quad (4.2)$$

$$\|\dot{V}^*\| = \begin{vmatrix} a_{11} - jb_{11}, & a_{21} - jb_{21}, & a_{31} - jb_{31} \\ a_{12} - jb_{12}, & a_{22} - jb_{22}, & a_{32} - jb_{32} \\ a_{13} - jb_{13}, & a_{23} - jb_{23}, & a_{33} - jb_{33} \end{vmatrix} \quad (4.3)$$

Пользуясь ими, можем легко матрицу (3.1) разложить на такие частичные матрицы:

$$\begin{aligned} \|V\| &= \frac{1}{4} \{ (\|\dot{V}\| + \|\dot{V}^*\| + \|\dot{V}^*\| + \|\dot{V}\|) + (\|\dot{V}\| + \|\dot{V}^*\| - \|\dot{V}^*\| - \|\dot{V}\| + \\ &+ (\|\dot{V}\| - \|\dot{V}^*\| - \|\dot{V}^*\| + \|\dot{V}\|) + (\|\dot{V}\| - \|\dot{V}^*\| + \|\dot{V}^*\| - \|\dot{V}\|) \}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

что проще можно записать

$$\begin{aligned} \|\dot{V}\| = \frac{1}{2} [\operatorname{Re}(\|\dot{V}\| + \|\dot{\tilde{V}}\|) + j \operatorname{Im}(\|\dot{V}\| + \|\dot{\tilde{V}}\|) + \\ + j \operatorname{Im}(\|\dot{V}\| - \|\dot{\tilde{V}}\|) + \operatorname{Re}(\|\dot{V}\| - \|\dot{\tilde{V}}\|)]. \end{aligned} \quad (45)$$

С помощью указанной формулы вычислена матрица 2; в ней найдены все четыре идеальные цепи, на которые разложена реальная трехполюсная цепь (рис. 1, а), и потребляемые или неподвижные трансформаты (3—4; 3—5). Анализируя эту таблицу, найдем, что идеальная цепь

а) из табл. 2-1; 2-2 описывается симметричной, из табл. 2-3; 2-4 кососимметричной матрицей;

б) из табл. 2-1; 2-4 описывается матрицей с действительными, а из табл. 2-2; 2-3 матрицей с мнимыми параметрами;

в) из табл. 2-1; 2-3 описывается эрмитовой матрицей и при питании ее напряжениями $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3$ потребляет исключительно рабочую мощность, а из табл. 2-2; 2-4 описывается альтернирующей матрицей и потребляет исключительно запасаемую мощность.

Б. КЛАССИФИКАЦИЯ ИДЕАЛЬНЫХ МНОГОПОЛЮСНИКОВ

Допустим, что разделение реальной цепи на идеальные может послужить основой для стройной классификации идеальных цепей, построенных из однотипных элементов. Если идеальные цепи просинтезировать их частотным идеальным матрицам из табл. 2, то придем к выводу, что значения, которые мы придаем отдельным элементам, или должны быть заменены новыми или им необходимо придать новый физический смысл, что мы и сделаем.

Будем различать такие идеальные элементы:

а) Активные цепи строятся из самостоятельных двухполюсных ($n = 2$) источников напряжения или тока. В нашей матрице они не отражены.

б) Пассивные цепи строятся из двухполюсных ($n = 2$) элементов типа R, L, C с одним существенным дополнением: пассивными двухполюсниками будем считать элементы, описываемые также и отрицательными параметрами $R < 0; L < 0; C < 0$.

в) Обратимые цепи, построенные из многополюсных элементов типа трансформатора или дуалатора [1].

г) Управляемые цепи состоят из многополюсных ($n \geq 3$) элементов типа жиратора или конвертора [1].

В настоящее время в терминологии по идеальным элементам нет договоренности. Одни авторы активным элементом называют «активное» сопротивление $R > 0$, другие — сохраняют это название для отрицательного сопротивления $R < 0$, а третьи — «активными» четырехполюсниками называют усилительные каскады, которые свою активность проявляют при наличии внешнего управления. Бывает и так, что управляемый жиратор называют пассивным и необратимым, приписывают неprisущие ему свойства и противопоставляют ему обратимые элементы.

Может вызвать удивление то, что цепь из табл. 2-3 описывается матрицей с мнимыми параметрами и потребляет исключительно рабочую мощность, а управляемая цепь из табл. 2-4, описываемая матрицей с вещественными параметрами, потребляет запасаемую мощность. Однако именно это и говорит о том, что мы еще не разобрались глубоко во всех идеальных элементах. Пользуясь случаем, хотелось бы подчеркнуть одно значительное различие между идеальным пассивно-обратимым и управляемым многополюсником. Если их питать n -фазным напряжением $\dot{U}_1, \dot{U}_2,$

U_2, \dots , обе цепи, если они не являются вырожденными, потребляют некоторую мощность. Если же начнем обе цепи питать одним только напряжением \dot{U}_1 одной фазы $U_2 = 0; \dot{U}_3 = 0$, то управляемая цепь по отношению к мощности будет глухой и не будет ее потреблять. Пассивно-обратимая цепь в любом направлении будет обратимой и будет подчиняться теореме обратимости.

Сравним теперь между собой управляемые элементы с активными и обратимые с пассивными. Каждый управляемый элемент при некоторых условиях (наличие внешнего управления) может стать активным и каждый обратимый элемент можно заменить [2] соответствующей схемой, построенной только из одних пассивных двухполюсных элементов. Однако обратный переход (от активных к управляемым, от пассивных к обратимым элементам) не всегда возможен. Нужно признать, что еще не решен вопрос: как однозначно пассивно-обратимую матрицу из табл. 2-2 синтезировать отдельно пассивной и отдельно обратимой цепями.

6. ПРИМЕРЫ

Покажем на примере, какие преимущества имеет новая классификация идеальных цепей и что кроется в потребляемой ими мощности. Пусть имеется пентод 6AG7, узловые параметры которого $\dot{U}_a = 300$ в, $\dot{U}_{g2} = 150$ в, $\dot{U}_{g1} = -3$ в найдем в работе [4].

Дополним их до плавающей V -матрицы (рис. 2, а)

$1 + j7,6\Omega$	$+410 - j4,5\Omega$	$+11000 - j0,1\Omega$	$-11411 - j3,0\Omega$	$mS, (6.1)$
$-3 - j4,5\Omega$	$+120 + j10,5\Omega$	$+2800 - j5,8\Omega$	$-2917 - j0,2\Omega$	
$-j0,1\Omega$	$-j5,8\Omega$	$+j13,1\Omega$	$-j7,2\Omega$	
$+2 - j3,0\Omega$	$-530 - j0,2\Omega$	$-13800 - j7,2\Omega$	$+14328 - j10,4\Omega$	

где нормированная частота $\Omega = \frac{\omega}{MHz}$

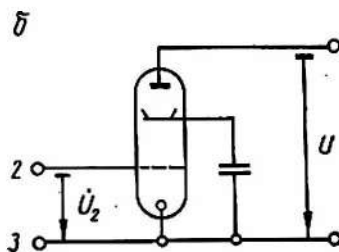
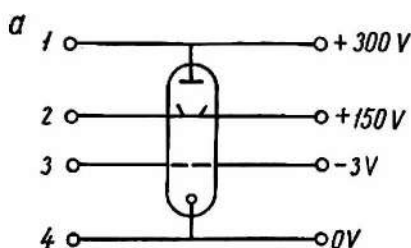


Рис. 2.

Чтобы подчеркнуть плавучесть матрицы (сумма параметров каждого столбца и каждой строки равна нулю), значение отдельных параметров мы привели с обычной для практики точностью.

Включая вторую сетку на катод (рис. 2, б), мы тем самым сделаем перестановку узлов $\begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 1 & 3 & 2 & 3 \end{pmatrix}$ в нашей матрице, которая в случае триода вырождается до

$+1 + 7,6\Omega$	$+11000 - j0,1\Omega$	$-11001 - j7,5\Omega$	mS (6.2)
$-j0,1\Omega$	$+j13,1\Omega$	$-j13,0\Omega$	
$-1 - j7,5\Omega$	$-11000 - j13\Omega$	$+11000 + j20,5\Omega$	

в которую с помощью табл. 2 раскладываем на такие частичные цепи:

а) пассивно-обратимую рабочую

$$\begin{vmatrix} 0,001 & 5,500 & -5,501 \\ 5,500 & 0 & -5,500 \\ -5,501 & -5,500 & 11,001 \end{vmatrix} mS, \quad (6.3)$$

которая синтезируется средним кольцом (рис. 3) проводимостей:

б) пассивно-обратимую, запасящую

$$j\omega \begin{vmatrix} 7,6 & -0,1 & -7,5 \\ -0,1 & 13,1 & -13,0 \\ -7,5 & -13,0 & +20,5 \end{vmatrix} pF, \quad (6.4)$$

которая синтезируется внешним кольцом емкостей:

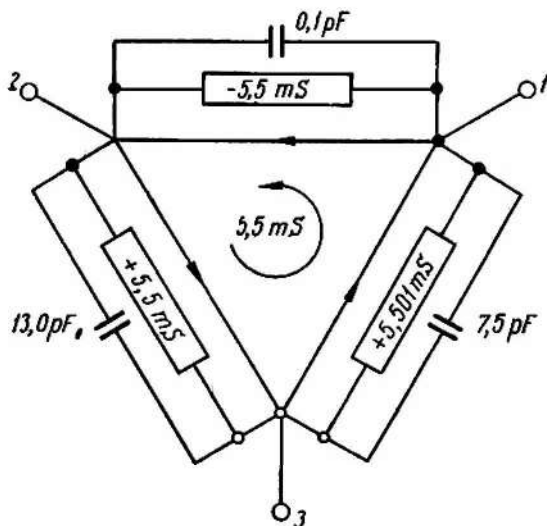


Рис. 3.

в) управляемую рабочую, которая равна 0,

г) управляемую, запасящую

$$\begin{vmatrix} 0 & -5,500 & -5,500 \\ -5,00 & 0 & +5,500 \\ +5,500 & -5,500 & 0 \end{vmatrix} mS, \quad (6.5)$$

которая синтезируется жиратором внутреннего кольца [3] с круговой проводимостью $Y = 5,5 mS$.

Пользуясь случаем, проанализируем некоторые мощности, потребляемые нашим триодом. Возьмем случай, когда лампа питается напряжениями $(\dot{U}_1 = U_2) = |\dot{U}| \varphi$, $U_3 = 0$

С помощью (3.4; 3.5) из (6.2) находим

$$P_y = |\dot{U}|^2 [a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}] + j|\dot{U}|^2 [b_{11} + b_{12} + b_{21} + b_{22}] + |\dot{U}|^2 [11001 \mu S + j\omega 20,5 pF]. \quad (6.6)$$

Это значит, что триод при низких частотах потребляет в основном рабочую мощность

$$\text{Re}(\dot{P}_y) = |\dot{U}|^2 \cdot 11,001 mS$$

Если, однако, триод будем питать напряжениями

$$\dot{U}_1 | \dot{U} | \varphi, \quad \dot{U}_2 = -j\dot{U}_1 = -j | \dot{U} | \varphi,$$

то найдем

$$\begin{aligned} \dot{P}_Y &= |\dot{U}|^2 [a_{11} + a_{22} + b_{12} - b_{21}] - |\dot{U}|^2 j [a_{12} - a_{21} - b_{11} - b_{22}] = \\ &= |\dot{U}|^2 [1 - j(11000 - 20,7\Omega)] \mu S, \end{aligned} \quad (6.7)$$

т. е. триод при низких частотах будет впитывать в основном из-за $\text{Im}(\dot{P}_Y) < 0$ индуктивную мощность $\dot{P}_Y = |\dot{U}|^2 [1\mu S - j11mS]$, что противоречит общепринятым сегодня законам: в лампе не видно индуктивных параметров.

ВЫВОДЫ

Идеальным линейным цепям нам удалось, на наш взгляд, дать очень простую, но в то же время достаточно стройную классификацию. Однако она требует от нас некоторого уточнения физического смысла применяемых до настоящего времени терминов.

Мы пользовались в наших рассуждениях методом узловых напряжений. Можно было бы для анализа этих цепей применить и метод контурных токов. Основные выводы будут те же.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. Т. Величко. Идеальные элементы в схеме замещения линейного проходного четырехполюсника. «Изв. вузов. Радиотехника», 1961, № 4.
2. W. Klein. Grundlagen der Theorie elektrischer Schaltungen. Akademie verlag. Berlin, 1961.
3. S. L. Mason. Topological analysis of linear nonreciprocal networks. PIRE, 1957, 45, 829.
4. W. Zoberbier. Kennlinien und Vierpoltheorie der Elektronenröhren. Nachrichtentechnik, 6(1956), 457—465.