

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

Г Э БУРУНСУЗЯН

СИНТЕЗ СВЧ ЦЕПЕЙ ПО ПЕРЕДАТОЧНЫМ ФУНКЦИЯМ,  
ПРЕДСТАВЛЕННЫМ СКОБКАМИ ГРИНБЕРГА

В последние годы в теории анализа и синтеза электрических цепей эффективно используется математический аппарат скобок Гринберга, непосредственно связывающий структуру цепи с ее функциями передачи. Свойства указанных скобок позволяют осуществлять целенаправленные схемные преобразования, приводящие к конструктивным упрощениям [1].

В настоящей работе исследуются возможности использования указанного математического аппарата для разработки фильтров (корректоров) СВЧ диапазона.

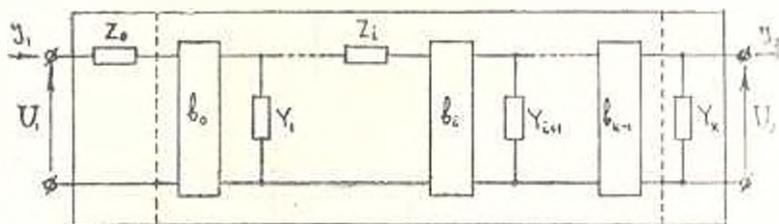


Рис. 1.

Рассмотрим цепь (рис. 1), содержащую четырехполюсники связи между ее ветвями. Частному случаю отсутствия связи соответствует равенство единице соответствующего фактора связи  $b_i$ . Положительные направления конечных напряжений и токов цепи соответствуют общепринятым для взаимных СВЧ структур [2].

Последовательность элементов цепи рис. 1 определяет последовательность элементов скобки Гринберга, отображающей эту цепь

$$\{0, k\} = [Z_0, Y_1, Z_2, \dots, Y_k]. \quad (1)$$

Коэффициенты матрицы  $[a]$ , выраженные скобками Гринберга, для общего случая цепи (рис. 1) получены в [1].

Для синтеза в СВЧ диапазоне необходимо исходить из матриц рассеяния, реально отображающих прохождение прямых и обратных волн

в структуре. Переход от матрицы  $[a]$  к матрице рассеяния  $[S]$  осуществляется по известным правилам [2], применяя которые, получаем компактную запись вида

$$[S] = \frac{1}{\{Z + R_0, Y + G_0\}} \begin{bmatrix} \{Z - R_0, Y + G_0\}, & 2\sqrt{b} \\ 2\sqrt{b}, & -\{Z + R_0, Y - G_0\} \end{bmatrix} \quad (2)$$

где  $b = b_0 \cdot b_1 \cdot b_2 \dots b_{k-1}$ ;  $R_0 = (1/G_0)$  — сопротивление нормировки.

Сокращенная запись скобок содержит лишь первые и последние  $Z$  и  $Y$  структуры.

Для определения передаточных свойств каскадного соединения различных структур необходимо использовать их волновые цепные матрицы

$$\|C\| = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1, & -S_{22} \\ S_{11}, & -|S| \end{bmatrix} \quad (3)$$

Из общего выражения (2), используя (3), можно получить матрицу четырехполюсника связи

$$[C_b] = \frac{1}{2\sqrt{b}} \begin{bmatrix} 1 + b, & 1 - b \\ 1 - b, & 1 + b \end{bmatrix} \quad (4)$$

Как видим, четырехполюсник со связью  $b=1$  представляет собой отрезок линии длиной  $l = h\lambda$ :

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 1, & 0 \\ 0, & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\beta l}, & 0 \\ 0, & e^{-j\beta l} \end{bmatrix}, \quad \left(\beta = \frac{2\pi}{\lambda}\right) \quad (5)$$

При связи  $b=-1$ , матрица (4) имеет вид:

$$[C_{-1}] = \begin{bmatrix} 0, & -j \\ -j, & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

согласно которой для системы с поперечными волнами напряжения и токи на входе и выходе связаны уравнениями

$$U_1 = -jU_2, \quad J_1 = -jJ_2 \quad (7)$$

При принятом направлении тока  $J_2$  сопротивление нагрузки равно  $Z_n = -(U_2/J_2)$ . Как видим:  $Z_{in} = -Z_n$ , т. е. четырехполюсник связи при  $b = -1$  представляет собой конвертор отрицательного сопротивления.

В СВЧ диапазоне такой конвертор можно получить, используя 4-плечный циркулятор, если два противоположных плеча использовать как входное и выходное, третье плечо закоротить, а четвертое оставить разомкнутым, как это показано на рис. 2. При волосковой конструкции можно рассматривать распространение волн напряжений и токов. Для прямых волн от (1) к (2) при  $l = \left(\frac{\lambda}{4} + n\lambda\right)$ :

$$U_{2B} = -U_{1A} e^{-j\theta} = jU_{1A}; \quad -I_{2B} = I_{1A} e^{-j\theta} = -I_{1A}, \quad (8)$$

а для обратных волн от (2) к (1) —

$$U_{1B} = U_{2A} e^{-j\theta} = -jU_{2A}; \quad -I_{1B} = -I_{2A} e^{-j\theta} = jI_{2A}. \quad (9)$$

Показанный принцип реализации СВЧ конверторов открывает дополнительные возможности синтеза

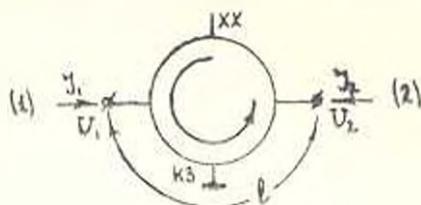


Рис. 2.

СВЧ фильтры всегда включаются в согласованный тракт и собственно фильтром следует считать цепь, соединяющую источник сигнала и нагрузку. В общем случае это участок цепи между пунктирными линиями на рис. 1 при  $b_0 = b_{k-1} = 1$ . Матрица фильтра получается из (2) при равенстве нулю начального  $Z$  и окончного  $Y$ :

$$\{S_\Phi\} = \frac{1}{\{R_0, Y \dots Z, G_0\}} \begin{bmatrix} \{-R_0, Y \dots Z, G_0\}, & 2\sqrt{b} \\ 2\sqrt{b}, & \{R_0, Y \dots Z, -G_0\} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Выражение (10) существенно упрощается, если внутреннее сопротивление источника и сопротивление нагрузки совпадают с введенным ранее сопротивлением нормирования  $R_0 = 1/G_0$ . В этом случае можно использовать выражение для коэффициента передачи  $адс$  лестничной структуры рис. 1, при  $Z_0 = R_0$  и  $Y_k = G_0$ . Согласно [1]:

$$K_E = \frac{\sqrt{b}}{\{R_0, Y_1, \dots, Z_{k-1}, G_0\}}. \quad (11)$$

Подстановка (11) в (10) дает

$$\{S_\Phi\} = \begin{bmatrix} -j, & 2K_E \\ 2K_E, & j \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Как видим, коэффициент передачи фильтра равен (рис. 3).

$$S_{21} = \frac{B_2}{A_1} = 2K_E. \quad (13)$$

Рассмотрим вопросы приложений приведенной теории. Осуществим синтез передаточной функции

$$K_E = k(\varphi) e^{j\theta(\varphi)} = \frac{1}{\left(j\varphi, 1, \frac{1}{5}j\varphi, \frac{1}{5}j\varphi\right)}. \quad (14)$$

В выражении (14)  $\varphi(\omega)$  — реактансная частотная функция, обеспечивающая физическую реализацию ветвей цепи и одновременно приближающая передаточные функции  $K(\varphi)$  и  $\theta(\varphi)$  к желаемому виду.

Непосредственное раскрытие скобки в (14) показывает, что

$$K(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{\varphi^2 \left(1 - \frac{1}{15} \varphi^2\right)^2 + \left(1 - \frac{2}{5} \varphi^2\right)^2}} \quad (15)$$

$$\theta(-\theta) = \frac{\varphi \left(1 - \frac{1}{15} \varphi^2\right)}{1 - \frac{2}{5} \varphi^2} \quad (16)$$

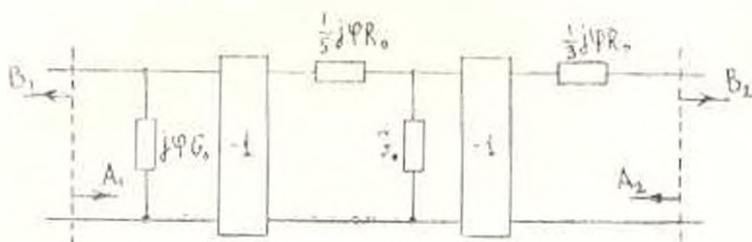


Рис. 3

Передаточная функция (14) охватывает множество амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик, обладающих различными полосами пропускания, различными наклонами скатов и величинами времени группового запаздывания. Как видим, выбором соответствующих функций  $\varphi(\omega)$  вида

$$\varphi(\omega) = h\omega \prod_{i=1}^n (\omega_i^2 - \omega^2)^{l_i - 1} \quad (17)$$

можно существенно влиять на форму частотных характеристик, приближая их к виду, требуемому тем или иным функциональным назначением фильтра.

В частном случае, при малых  $\varphi$  фильтр вырождается в фазовый корректор

$$K_{\Sigma} \approx e^{-j\varphi} \quad (\varphi^2 \ll 1). \quad (18)$$

По II, V и VI свойствам скобок [1], из (14) получаем

$$K_{\Sigma} = \frac{1}{\left\{ R_0, \frac{1}{j\varphi G_0}, \frac{1}{5} j\varphi R_0, G_0^{-1}, \frac{1}{3} j\varphi R_0, G_0 \right\}} \quad (19)$$

Как видно, необходимость выделения на входе и выходе нагрузок  $R_0$  и  $G_0$  существенно усложнила структуру фильтра. Вместо 4 элементов без связей в скобке (14) должна быть реализована скобка (19) с 6 эле-

ментами и 2-конверторами отрицательного сопротивления. Последовательность элементов скобки (19) определяет структуру фильтра, показанную на рис. 3.

Следующим этапом синтеза является выбор наиболее приемлемого конструктивного исполнения фильтра. На частотах, допускающих полыековые конструкции, наиболее удобен раздельный синтез его  $Y$ ,  $b$  и  $Z$  элементов. Поскольку конверторы реализуются циркуляторами, заслуживает внимания простая конструкция, эскизно показанная на рис. 4.

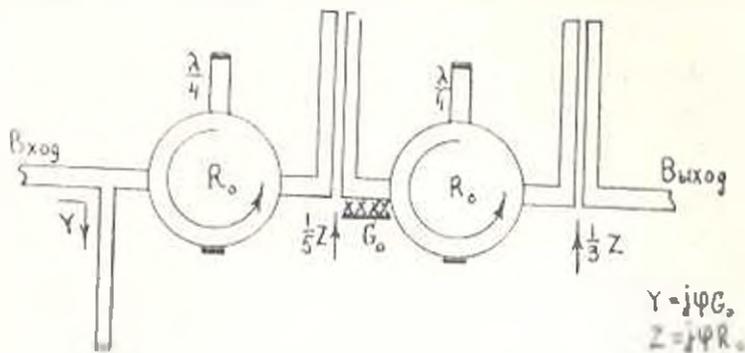


Рис. 4

Заключительным этапом синтеза является выбор способа реализации элементов  $Z$  и  $Y$ , возможные варианты которой [3], [4] и др.

Как видим, процедура синтеза не требует определения комплексной передаточной функции, ее нулей и полюсов. В предлагаемой методике элементы цепей, в том числе и сложных, синтезируются непосредственно по функции  $\varphi(\omega)$ .

Վ. Է. ԲՈՒՆՈՒՆՅԱՆՆԵՐ

ԳԵՐԲԱՐՉԻ ՀԱՀԱՆԱԿԱՆ ՇՂԹԱՆԵՐԻ ՈՒՆԹԵՎԸ ԳՐԻՆՆԵՐԿԻ  
ՓԱԿԱԿՈՆԵՐԻ ՏԵՍԲՈՎ ՆԵՐԿԱՅԱՑՎԱՅՐ ՓՈՆԱՆՑՄԱՆ  
ՁՈՒՆԿՑԻԱՆԵՐԻ ՍԳՆՈՒԹՅԱՄԵՐ

Ա մ փ ո փ ո ս մ

Դիմվելով Գրինբերգի փակագծերի մաթեմատիկական ապարատի վրա, ցույց է տրված քառաձևից շրջանաձևների ողտադրյալումը բացասական դիմադրութունով կոնվերտորների իրականացման համար: Իկյ ըսնդամանքը էլեկտրական շղթաներ սինթեզելիս ստեղծում է յրացուցիչ նարազորութուններ:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Ланкин А. А. Расчет электрических фильтров — Рига: Зинатне, 1974 — 180 с.
2. Бюдоуис Ж., Шеневе П. Цепи сверхвысоких частот — М.: Сов. Радио, 1979 — 282 с.
3. Фильтры и цепи СВЧ, Пер. с англ. — М.: Связь, 1976 — 281 с.
4. Marten Л. Л., Жю Л., Джонс Е. М. У. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи — М.: Связь 1971 — 438 с.