

дание и изменение частоты, фазы и амплитуды линейного сигнала передатчика, обеспечивает автоподстройку частоты приемника и ассоциативное детектирование принятого сигнала, ведет протокол обмена данными и выполняет функции устройства защиты от ошибок и асинхронно/синхронного преобразователя.

Разработанная АПД имеет следующие характеристики:

работает с любым оборудованием, имеющим интерфейс RS-232-C (ПЭВМ типа IBM PC);

позволяет поддерживать полудуплексную передачу со скоростью 1200 бод в соответствии с рекомендацией V23 МККТТ, а также асинхронно/синхронное преобразование и полудуплексную синхронную передачу со скоростью 1200/2400 бод в соответствии с рекомендацией V26bis МККТТ (ГОСТ 20855—83);

предоставляет возможность осуществлять операции автовызова и автоответа в соответствии с рекомендациями V25, V25bis МККТТ;

соответствует требованиям МККТТ серии V по уровню мощности, виду модуляции, входному и выходному сопротивлению в различных режимах работы.

Благодаря программному ассоциативному детектированию помехоустойчивость АПД в режиме приема максимально приближена к потенциальной помехоустойчивости при фазовой модуляции.

Конструктивно АПД представляет собой отдельное устройство с автономным блоком питания, подключаемое к ПЭВМ, или печатную плату размерами 290 × 110 мм, имеющую стандартный 62-контактный АТ-разъем и вставляемую в корпус ПЭВМ. Возможны другие варианты исполнения.

Разработанная АПД не уступает, а по некоторым параметрам превосходит распространенные устройства данного класса: модемы Le-xand TS-2400, ISS-1200, Меркурий-4, ИСМ-1200, Datel 1200, Datel-phone 4241, Bell 202, Bell 201 и др.

#### Список использованной литературы

1. Чернега В.С., Василенко В.А., Бондарев В.Н. Расчет и проектирование технических средств обмена и передачи информации: Учеб. пособие для вузов. М., 1990. 224 с.
2. Данилов Б.С., Стукалов С.Л., Тамм Ю.А., Штейнбок М.Г. Устройства преобразования сигналов передачи данных. М., 1979. 128 с.

Поступила в редколлегия 11.03.92

УДК 621.372.061

*Ю.В.ТОЛСТИКОВ, канд. техн. наук, доц.*

### НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА ЦЕПЕЙ БЕЗ ПОТЕРЬ

Сформулированы инварианты для схемных функций цепей без потерь, характеризующие свойства цепочечных и разветвленных эквивалентных схем.

При синтезе электрических фильтров типичной является цепочечная структура фильтра нижних частот. Согласно теории [1], коэффициенты матрицы сопротивлений цепи, представленной на рис. 1, имеют вид

$$z_{12} = -\frac{1}{pC}; \quad z_{22} = -\frac{1 + p^2LC}{pC}.$$

Можно представить  $z_{12}$  и  $z_{22}$  следующим образом:

$$z_{12} = \frac{1}{h_1(p)}; \quad z_{22} = \frac{h_2(p)}{h_1(p)}, \quad (1)$$

где  $h_1(p)$ ,  $h_2(p)$  — нечетный и четный полиномы  $p$ .

Рассмотрим цепь, составленную согласно рис. 2. Покажем, что если условия (1) выполняются для  $n-1$  каскадов вида рис. 1 с матрицей  $[z]$ , то они выполняются и для  $n$  таких каскадов с матрицей  $[Z]$ .

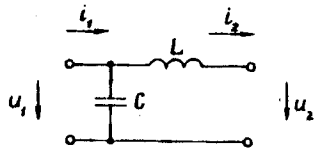


Рис. 1

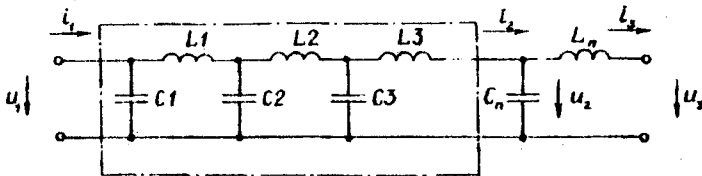


Рис. 2

Согласно рис. 2, где  $L_1 \neq L_2 \neq L_3 \dots C_1 \neq C_2 \neq C_3 \dots$ ,

$$u_1 = i_1 z_{12} + i_2 z_{22}, \quad u_2 = i_1 Z_{21} + i_2 Z_{22}, \quad (2)$$

$$u_1 = i_1 Z_{11} + i_3 Z_{12}, \quad u_3 = i_1 Z_{21} + i_3 Z_{22}, \quad (3)$$

$$u_3 = u_2 - i_3 p L_n, \quad i_3 = i_2 - u_2 p C_n. \quad (4)$$

Поскольку

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2}; \quad z_{22} = \frac{u_2}{i_2}; \quad Z_{12} = \frac{u_1}{i_3}; \quad Z_{22} = \frac{u_3}{i_3}$$

при условии  $i_1 = 0$ , то

$$u_1 = i_2 z_{12}, \quad i_3 = i_2 - i_2 z_{22} p C_n \quad (5)$$

при условии  $i_1 = 0$ .

Следовательно,

$$\frac{i_3}{u_1} = \frac{i_2}{u_1} - \frac{i_2 z_{22} p C_n}{u_1}$$

при условии  $i_1 = 0$ , поэтому

$$\frac{1}{Z_{12}} = \frac{1}{z_{12}} - \frac{z_{22}}{z_{12}} p C_n. \quad (6)$$

Поскольку, согласно (1),

$$\frac{1}{z_{12}} = h_1(p); \quad \frac{z_{22}}{z_{12}} = h_2(p),$$

то

$$\frac{1}{Z_{12}} = h_1(p) - h_2(p) p C_n = H_1(p),$$

то есть

$$Z_{12} = 1/H_1(p), \quad (7)$$

где  $H_1(p)$  — нечетный полином  $p$ .

Для получения  $Z_{22}(p)$  из (4) находим

$$Z_{22} = \frac{u_3}{i_3} = \frac{u_2 - i_3 p L_n}{i_3} = \frac{u_2}{i_3} - p L_n = -p L_n + \frac{u_2}{i_2(1 - z_{22} p C_n)} \quad (8)$$

при условии  $i_1 = 0$ ; поэтому

$$\begin{aligned} Z_{22} &= -p L_n + \frac{z_{22}}{1 - z_{22} p C_n} = -p L_n + \frac{h_2(p)/h_1(p)}{1 - h_2(p) p C_n/h_1(p)} = \\ &= -p L_n + \frac{h_2(p)}{h_1(p) - h_2(p) p C_n} = \frac{h_2(p) - H_1(p) p L_n}{H_1(p)} = \frac{H_2(p)}{H_1(p)}, \quad (9) \end{aligned}$$

где  $H_2(p)$  — четный полином  $p$ .

Формула (9) справедлива для цепочечного фильтра нижних частот независимо от того, является ли общее число  $LC$ -элементов в нем четным или нечетным.

Следовательно, матрица сопротивлений цепочечного фильтра нижних частот имеет вид

$$[Z] = \begin{bmatrix} \frac{G_2(p)}{H_1(p)} & \frac{1}{H_1(p)} \\ \frac{1}{H_1(p)} & \frac{H_2(p)}{H_1(p)} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где  $G_2(p)$  — четный полином.

Соответственно, матрица проводимостей цепочечного фильтра нижних частот

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{G_{2y}(p)}{H_{1y}(p)} & \frac{1}{H_{1y}(p)} \\ \frac{1}{H_{1y}(p)} & \frac{H_{2y}(p)}{H_{1y}(p)} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Формулы (10) и (11) позволяют удобнее иллюстрировать процесс

синтеза электрических фильтров [2]. Например, из выражения (10) сразу ясно, что происходит синтез одного параметра  $Z_{22}$ .

Действительно, при нагрузке  $R = 1$  коэффициент передачи по току

$$H(p) = \frac{i_1}{i_3} = \frac{1 - Z_{22}}{Z_{21}} = \frac{1 - H_2(p)/H_1(p)}{-1/H_1(p)} = H_2(p) - H_1(p). \quad (12)$$

В работе [3] были рассмотрены некоторые свойства цепей с регулируемыми параметрами. Далее предлагается более строгое, чем в исследовании [3], доказательство того, что в разветвленной цепи без потерь

$$\partial x_{\text{вх}}/\partial L \geq 0; \quad \partial x_{\text{вх}}/\partial C \geq 0 \quad (13)$$

в случае представления цепи двухполюсником.

На рис. 3 показан четырехполюсник, заданный матрицей сопротивлений  $[Z]$  и нагруженный на комплексный импеданс  $Z_n$ . Входной импеданс такого четырехполюсника определяется по формуле [4]

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = Z_{11} + \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_n - Z_{22}}. \quad (14)$$

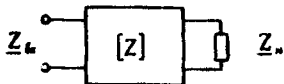


Рис. 3

Для четырехполюсника без потерь матрица сопротивлений

$$[Z] = \begin{bmatrix} jx_{11} & jx_{12} \\ jx_{21} & jx_{22} \end{bmatrix}.$$

Из (14) получаем

$$x_{\text{вх}} = x_{11} + \frac{x_{12}x_{21}}{x_n - x_{22}}. \quad (15)$$

Частная производная

$$\frac{\partial x_{\text{вх}}}{\partial x_n} = -\frac{x_{12}x_{21}}{(x_n - x_{22})^2}. \quad (16)$$

В случае обратимой схемы  $x_{21} = -x_{12}$ , а из (16) следует, что  $\partial x_{\text{вх}}/\partial x_n \geq 0$ , и условия (13) выполняются.

Для LC-цепи произвольной топологической сложности без потерь полная производная входного реактивного сопротивления по частоте

$$\frac{dx_{\text{вх}}}{d\omega} = \sum \frac{\partial x_{\text{вх}}}{\partial x_i} \frac{dx_i}{d\omega} > 0.$$

Это — известная теорема с входным импедансе реактивного двухполюсника. По сравнению с доказательством ее, например, в работе [5], приведенное выше доказательство значительно проще.

### Список использованной литературы

1. Лосев А.К. Теория линейных электрических цепей. М., 1987. 512 с. 2. Гиллеми Е.А. Синтез пассивных цепей. М., 1970. 720 с. 3. Толстиков Ю.В., Омелянюк И.В. Цепи с регулируемыми параметрами и их применение в фазовращателях СВЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1975. Т. 18, № 5. С. 56—61. 4. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. К., 1971, 568 с. 5. Карни Ш. Теория цепей. Анализ и синтеза. М., 1973. 368 с.

Поступила в редколлегию 11.03.92

УДК.621.396.669

Ю.Л.МАЗОР, канд. техн. наук, проф.

### СРАВНЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДВУХ ТИПОВ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ АДАПТИВНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Произведено сравнение помехоустойчивости модельного и модельно-оценочного специализированных адаптивных обнаружителей шумовых сигналов. На ограниченном классе моделей показано преимущество модельного обнаружителя.

Рассмотрим два типа обнаружителей, специализированных для выделения шумового стационарного гауссовского сигнала (С) на фоне шумовой стационарной гауссовской помехи (П) с априорно неизвестными монотонно убывающими спектрами

$$G_c(f_i) = Af_i^{-m}, \quad G_n(f_i) = Bf_i^{-n}, \quad (1)$$

где  $f_{\min} \leq f_i \leq f_{\max}$ ;  $f_{\max}/f_{\min} = 4$ ; показатели степени представляют целые числа:

$$m = 1 \dots 5, \quad n = 1 \dots 5; \quad (2)$$

$A, B$  — средние мощности С и П на минимальной частоте. Рассмотренный класс моделей характерен для реальных шумовых процессов. Обнаружители отличаются степенью использования априорной информации (1), (2).

Первый из обнаружителей описан в работе [1]. Этот специализированный адаптивный обнаружитель назван модельно-оценочным (САО-МО) в том смысле, что его весовые коэффициенты

$$W_{MOi} = G_{cA}^{cp}(f_i) / [G_n^*(f_i)]^2 \quad (3)$$

формируются с помощью априорно заданной средней модели спектра С

$$G_{cA}^{cp}(f_i) = Af_i^{-mcp} = Af_i^{-3} \quad (4)$$

и оценки спектра помехи  $G_n^*(f_i)$ . Как указано в работе [1], такой метод формирования веса обусловлен значительной погрешностью оценки