використання яких дозволить забезпечити суттєве підвищення здатності розрішення системи за дальністю;

- розробка оптимальних алгоритмів регламентації функціонування РЛС у складі БПСОС за умов складної сигнально-завадової обстановки.

Література

1. *Самойлов С.И. Измерение бистатических эффективных поверхностей рассеяния сложных объектов // Электромагнитные волны и радиоэлектронные системы. - 2000. - Т5, № 2. - С. 64-68.*
2. *Вопросы перспективной радиолокации. (Монография) / [Под ред. А.В. Соколова]. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.*
3. *Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. - М.: «Сов. радио», 1976. - 352 с.*

Рецензент:Лєнков С.В.
Надійшла 21.12.2011

УДК 621.372

Козловский В.В.
ГУИКТ

ДВЕНАДЦАТИПОЛЮСНИКИ НА ОСНОВЕ СВЯЗАННЫХ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Четырёхполюсники и шестиполюсники, образованные из двенадцатиполюсника

Свойства двенадцатиполюсника весьма разнообразны. Ряд устройств СВЧ систем защиты информации (фильтры, направленные ответвители, корректирующие цепи и т.д.) представляют собой четырёх-, шести- или восьмиполюсники. Поэтому представляет интерес определение параметров данных устройств через параметры двенадцатиполюсника. Незадействованные плечи двенадцатиполюсника можно нагрузить комплексными нагрузками, которые улучшают характеристики устройств. Рассмотрим возможные варианты таких устройств и получим их матрицы сопротивлений.

Элементы матрицы сопротивлений, описывающих четырёх (шести) - полюсники, определяются из сопоставления элементов матрицы сопротивлений исходного двенадцатиполюсника и образуемого четырёх (шести) полюсника.

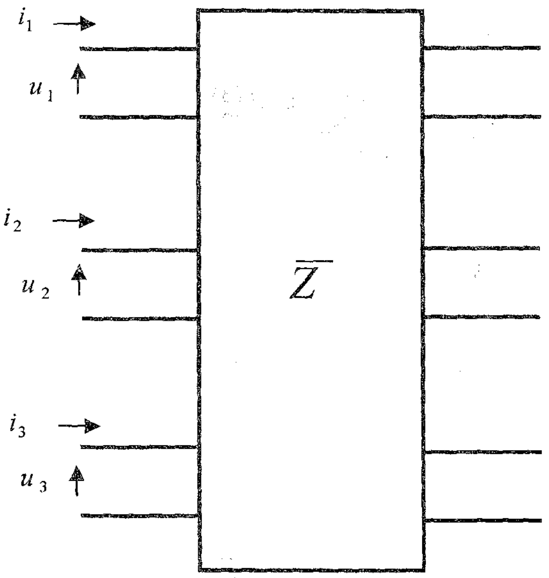
Ниже приводятся ряд схем четырёх (шести) - полюсников, образованных из симметричного относительно горизонтальной линии распределённого двенадцатиполюсника. Двенадцитиполюсник представляет собой три одинаковых связанных нерегулярных линии передачи со смежной связью. Аналогично можно получить формулы для определения матрицы сопротивлений восьмиполюсников. Полученные выражения позволяют осуществлять анализ и синтез широкого класса многополюсников различного назначения.

Используемые обозначения: $\overline{Z}_{mn}$ - элементы матрицы сопротивлений производного многополюсника, $Z_{mn}^{(k)}$ - элементы матрицы сопротивлений одиночных нерегулярных линий, $k = 1,2,3$.

Параметры производных многополюсников

Тип многополюсника — Элементы матрицы сопротивлений

Шестиполюсник №1.



$$\bar{Z}_{11} = \bar{Z}_{33} = \frac{Z_{11}^{(1)}}{2} + \frac{Z_{11}^{(2)}}{4} + \frac{Z_{11}^{(3)}}{4},$$

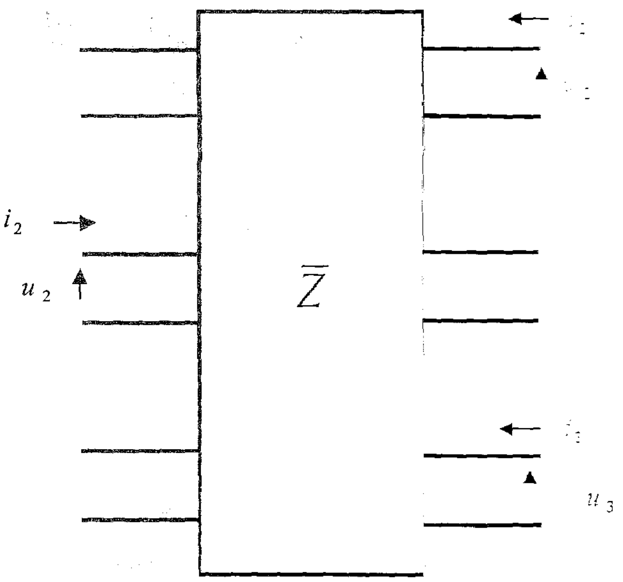
$$\bar{Z}_{22} = \frac{Z_{11}^{(2)} + Z_{11}^{(3)}}{2},$$

$$\bar{Z}_{23} = \bar{Z}_{32} \frac{Z_{11}^{(3)} - Z_{11}^{(2)}}{2\sqrt{2}},$$

$$\bar{Z}_{12} = \bar{Z}_{21} = \frac{Z_{11}^{(3)} - Z_{11}^{(2)}}{2\sqrt{2}},$$

$$\bar{Z}_{13} = \bar{Z}_{31} = -\frac{Z_{11}^{(1)}}{2} + \frac{Z_{11}^{(2)}}{4} + \frac{Z_{11}^{(3)}}{4}.$$

Шестиполюсник №2



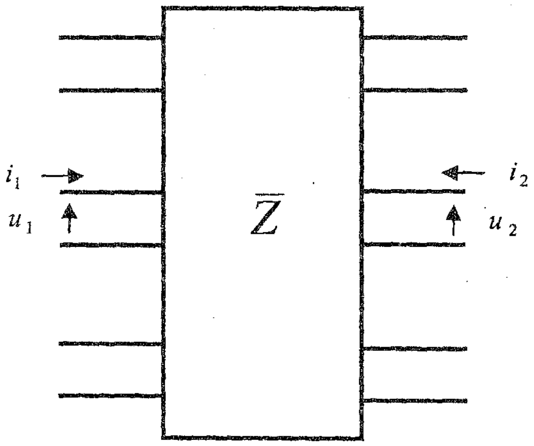
$$\bar{Z}_{11} = \frac{Z_{11}^{(2)} + Z_{11}^{(3)}}{2},$$

$$\bar{Z}_{22} = \bar{Z}_{33} = \frac{Z_{22}^{(1)}}{2} + \frac{Z_{22}^{(2)}}{4} + \frac{Z_{22}^{(3)}}{4},$$

$$\bar{Z}_{12} = \bar{Z}_{21} = \bar{Z}_{13} = \bar{Z}_{31} = \frac{Z_{12}^{(3)} - Z_{12}^{(2)}}{2\sqrt{2}},$$

$$\bar{Z}_{23} = \bar{Z}_{32} = -\frac{Z_{22}^{(1)}}{2} + \frac{Z_{22}^{(2)}}{4} + \frac{Z_{22}^{(3)}}{4}.$$

Четырёхполюсник №1

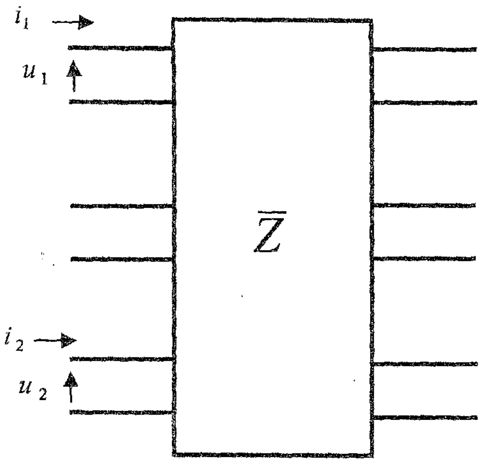


$$\overline{Z}_{11}=\frac{Z_{11}^{(2)}+Z_{11}^{(3)}}{2},$$

$$\overline{Z}_{22}=\frac{Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}}{2},$$

$$\overline{Z}_{12}=\overline{Z}_{21}=\frac{Z_{12}^{(2)}+Z_{12}^{(3)}}{2}.$$

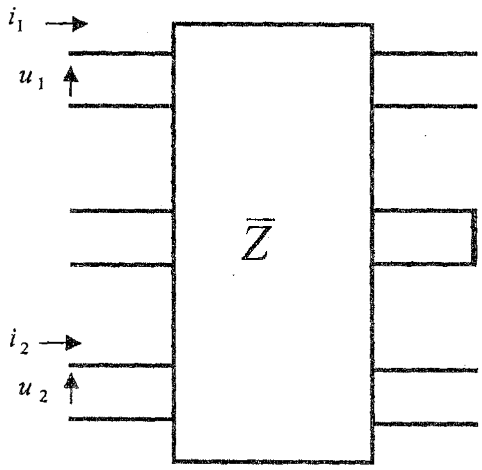
Четырёхполюсник №2



$$\overline{Z}_{11}=\overline{Z}_{22}=\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4},$$

$$\overline{Z}_{12}=\overline{Z}_{21}=-\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}.$$

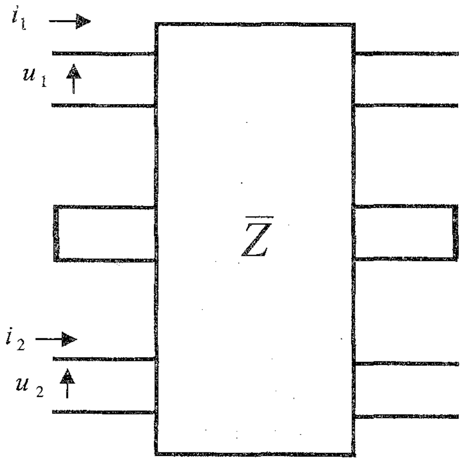
Четырёхполюсник №3



$$\overline{Z}_{11}=\overline{Z}_{22}=\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}-\frac{\left(Z_{12}^{(3)}-Z_{12}^{(2)}\right)^2}{4\left(Z_{22}^{(3)}+Z_{12}^{(2)}\right)},$$

$$\overline{Z}_{12}=\overline{Z}_{21}=-\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}-\frac{\left(Z_{12}^{(3)}-Z_{12}^{(2)}\right)^2}{4\left(Z_{22}^{(3)}+Z_{12}^{(2)}\right)}.$$

Четырёхполюсник №4

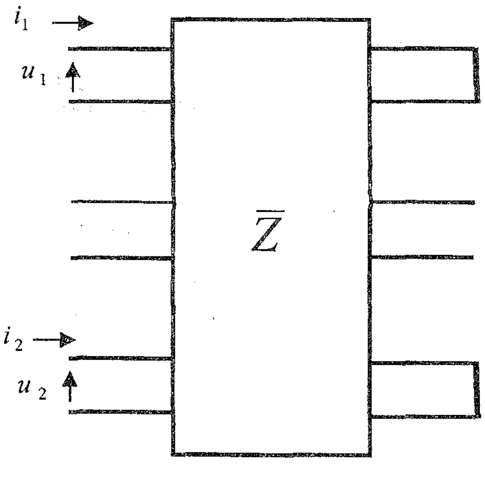


$$\overline{Z}_{11}=\overline{Z}_{22}=\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}-K,$$

$$\overline{Z}_{12}=\overline{Z}_{21}=-\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}-K,$$

$$K=\frac{\left(Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}\right)\left(Z_{11}^{(3)}-Z_{11}^{(2)}\right)^2-4\left(Z_{12}^{(3)}-Z_{12}^{(2)}\right)\left(Z_{11}^{(3)}Z_{12}^{(3)}-Z_{11}^{(2)}Z_{12}^{(2)}\right)}{4\left(\left(Z_{11}^{(2)}+Z_{11}^{(3)}\right)\left(Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}\right)-\left(Z_{12}^{(3)}+Z_{12}^{(2)}\right)^2\right)}.$$

Четырёхполюсник №5



$$\overline{Z}_{11}=\overline{Z}_{22}=\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}-K_1,$$

$$\overline{Z}_{12}=\overline{Z}_{21}=-\frac{Z_{11}^{(1)}}{2}+\frac{Z_{11}^{(2)}}{4}+\frac{Z_{11}^{(3)}}{4}-K_2,$$

$$K_1=\frac{2Z_{12}^{(1)2}\left(Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}\right)+Z_{22}^{(1)}\left(Z_{12}^{(1)}+Z_{12}^{(1)}\right)^2}{4Z_{22}^{(1)}\left(Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}\right)},$$

$$K_2=\frac{Z_{22}^{(1)}\left(Z_{12}^{(2)}+Z_{12}^{(3)}\right)^2-2Z_{12}^{(1)}\left(Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}\right)^2}{4Z_{22}^{(1)}\left(Z_{22}^{(2)}+Z_{22}^{(3)}\right)}.$$

Анализ фильтрующих свойств образованных четырёхполюсников

По своей структуре фильтр является четырёхполюсником. Поэтому рассмотрим использование образованных четырёхполюсников применительно к синтезу фильтров. При этом возникает задача поиска таких вариантов подключения нагрузок к зажимам двенадцатиполюсника, при которых коэффициент передачи фильтра будет наиболее близким к заданному.

Известно [1], что коэффициент передачи по напряжению K_u и по мощности K_p полностью определяется элементами матрицы сопротивлений $\widehat{Z}$:

$$K_u = \frac{\widehat{Z}_{12}R}{(\widehat{Z}_{11}+R)(\widehat{Z}_{22}+R)-\widehat{Z}_{12}^{\,2}}, \tag{1}$$

$$K_p = 4R^2\left|\frac{\widehat{Z}_{12}}{(\widehat{Z}_{11}+R)(\widehat{Z}_{22}+R)-\widehat{Z}_{12}^{\,2}}\right|^2, \tag{2}$$

где R - сопротивление нагрузки, равное внутреннему сопротивлению источника.

Из формул (1), (2) видно, что, если хотя бы в одной точке передаточное сопротивление $\widehat{Z}_{12}$ равно нулю, то и коэффициент передачи в этой точке также будет равен нулю (при условии, что знаменатель в этой точке не обращается в нуль). Для анализа образованных четырёхполюсников воспользуемся характеристическими параметрами[1]: характеристическим сопротивлением Z_I и постоянной передачи γ:

$$Z_I = R_I + jX_I, \qquad \gamma = \alpha + j\beta, \tag{3}$$

где α - характеристическое затухание в неперах; β - характеристическая фаза в радианах.

В полосе пропускания характеристическое сопротивление вещественно и затухание равно нулю [1]. В полосе заграждения характеристическое сопротивление является мнимой величиной и затухание отлично от нуля [1].

Характеристические параметры определяются элементами матрицы сопротивлений Z четырёхполюсника и вычисляются по следующим формулам [1]:

$$Z_{I1} = \sqrt{Z_{11}\Delta Z / Z_{22}}, \qquad Z_{I2} = \sqrt{Z_{22}\Delta Z / Z_{11}},$$
$$\gamma = arcth\,\frac{Z_{11}Z_{22}}{\Delta Z}, \tag{4}$$

где ΔZ - определитель матрицы сопротивлений, $Z_{I1}\, Z_{I2}$ - характеристические сопротивления со стороны входных и выходных зажимов соответственно.

В качестве одиночной линии возьмём нерегулярную линию, которой соответствует характеристическая функция её дифференциального уравнения

$$M(p) = p\,\frac{p^2+\Omega_s^2}{p^2+\omega_k^2}\,cthpt,$$

где p - комплексная частотная переменная, t - время задержки линии (время прохождения Т- волной участка линии передачи), ω_k, Ω_s - новое и прежнее значение полюса элемента Z_{11} регулярного отрезка линии передачи ($\Omega_s = s\pi/t$, $s = 1,2,3,\ldots$). Тогда в соответствии с процедурой [2] определения коэффициентов дифференциального уравнения находим волновое сопротивление одиночной (несвязанной) лини $\widehat{Z}_в$ и её элементы матрицы сопротивлений:

$$\widehat{Z}_в(\tau) = \widehat{Z}_в(0)\left[\frac{\Omega_s\left(\Omega_s tg\omega_k\tau\cdot tg\Omega_s\tau+\omega_k\right)}{\omega_k\left(\omega_k tg\omega_k\tau\cdot tg\Omega_s\tau+\Omega_s\right)}\right]^2,$$

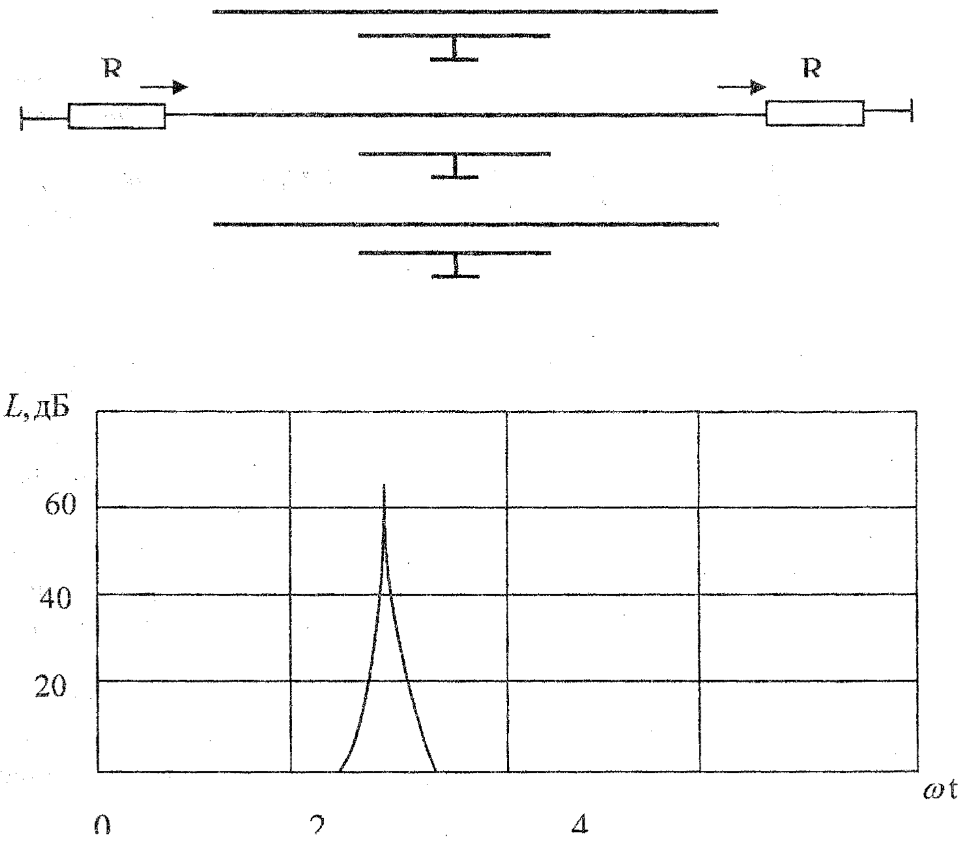
$$Z_{11}^{(k)} = \widehat{Z}_{\text{в}}(0)\frac{p^2+\Omega_s^2}{p^2+\omega_k^2} cthpt, \quad Z_{12}^{(k)} = Z_{21}^{(k)} = \widehat{Z}_{\text{в}}(0)\frac{p^2+\Omega_s^2}{(p^2+\omega_k^2)shpt}, \quad (5)$$

$$Z_{22}^{(k)} = \widehat{Z}_{\text{в}}(0)\frac{p^2+\Omega_s^2}{p^2+\omega_k^2} cthpt - \widehat{Z}_{\text{в}}(0)\frac{p(\Omega_s^2-\omega_k^2)}{(p^2+\omega_k^2)\omega_k ctg\omega_k t}, \quad k=1,2,3,$$

где τ - текущее время задержки.

Если проанализировать производные четырёхполюсники, то с учётом выражений (4), (5), то можно сделать следующие выводы: четырёхполюсник №1 обладает свойствами полосно-заградительного фильтра, а четырёхполюсник №2 имеет свойства полосно-пропускающего фильтра. Остальные четырёхполюсники имеют в рабочей области характеристическое сопротивление, не имеющего экстремума. Поэтому их использование для синтеза фильтров с использованием метода характеристических параметров затруднительно: трудно или невозможно добиться равномерной амплитудно-частотной характеристики в рабочей области частот.

На рис. 1 изображён однозвенный заградительный фильтр и его амплитудно-частотная характеристика при следующих исходных данных: $\Omega_s t = \pi$, $\omega_k t = 2{,}55$, $\widehat{Z}_{â}(0) = 40\hat{I}$, $R = 50\ \hat{I}$. Анализ данных рис. 1 показывает, что даже однозвенный фильтр имеет достаточно большое затухание в полосе заграждения.



а

б

Рис. 1. Схема полосно-заградительного фильтра на трёх связанных линиях (а) и зависимость затухания от частоты (б)

Кроме того, использование трёх связанных нерегулярных линий (в нашем случае все три линии одинаковые: их волновое сопротивление изменяется по закону $\widehat{Z}_{\text{в}}(\tau)$ (5)) позволило получить бесконечную область пропускания, то есть вообще отсутствуют паразитные полосы заграждения.

Литература

1. *Теоретические основы электротехники. Справочник по теории электрических цепей. Под ред. Ю.А. Бычкова, В.А. Золотницкого, Э.П. Чернышова.- Питер, 2008.- 868с.*
2. *Ильин В.А. Спектральная теория дифференциальных операторов.- М.: Наука, 1991.- 368 с.*

Рецензент: Щербак Л.Н.
Поступила 14.12.2011

УДК 519.218.82(045)

Андреєв О.В.
Національний авіаційний університет

ТРИПАРАМЕТРИЧНИЙ МЕТОД ОПТИМАЛЬНОЇ ЕКСТРАПОЛЯЦІЇ ВИПАДКОВИХ НЕСТАЦІОНАРНИХ СИГНАЛІВ НА ТЛІ ЗАВАД

Вступ

Вирішення задач екстраполяції випадкових процесів займають важливе місце як в теорії випадкових процесів, так і в практичному використанню цієї теорії в рішеннях практичних задач надійності, діагностиці, контролю якості, обробці сигналів на тлі завад та інших задач в різних галузях науки та техніки. На сьогоднішній день недостатньо вивченими залишаються задачі екстраполяції випадкових нестаціонарних сигналів (ВНС) на тлі стаціонарних та нестаціонарних завад.

В [1], [2] були запропоновані однопараметричний та двохпараметричний методи екстраполяції, недоліком яких є те, що вони дозволяють по двом попереднім значенням процесу, що спостерігається, екстраполювати лише одне, третє значення випадкового нестаціонарного процесу.

Запропонований трипараметричний метод, який використовує ймовірносну вихідну інформацію, отриману в двохпараметричному методі екстраполяції, дозволяє екстраполювати крім третього Y_3^* четверте Y_4^* значення випадкового нестаціонарного процесу на тлі завад.

В роботі подається змістовна трактовка задачі трипараметричної оптимальної екстраполяції ВНС на тлі завад, вводяться необхідні позначення і виводиться математична постановка задачі, розглядаються особливості вибору моделі для екстрапольованого значення, а також критерії оптимізації. В ролі критерію використовується мінімальна дисперсія похибки екстраполяції. Задача вирішується в проспростішій постановці: є два