

**ЗАДАЧА СИНТЕЗА РАЗВЯЗЫВАЮЩЕЙ ИМПЕДАНСНОЙ ПОЛОСЫ
С ЧЕРЕДУЮЩИМСЯ ИМПЕДАНСОМ**

Гладких В.И.

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова
65029, Украина, г. Одесса, ул. Кузнечная, 1.
gladkikh@mail.ru*

**ЗАДАЧА СИНТЕЗУ РОЗВ'ЯЗУЮЧОЇ ІМПЕДАНСНОЇ СМУГИ
З ІМПЕДАНСОМ, ЩО ЧЕРГУЄТЬСЯ**

Гладкіх В.І.

*Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
65029, Україна, м. Одеса, вул. Ковальська, 1.
gladkikh@mail.ru*

**THE TASK OF SYNTHESIS OF DECOUPLING IMPEDANCE BAND
WITH INTERCHANGING IMPEDANCE**

Gladkikh V.I.

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,
1 Kovalska St., Odessa 65029, Ukraine.
gladkikh@mail.ru*

Аннотация. Получены формулы, определяющие местоположение элементарных импедансных полосок, а также величину активного и комплексного импеданса, распределенного на них, обеспечивающих максимальную развязку между приемной и передающей антеннами.

Ключевые слова: импеданс, развязка

Анотація. Отримані формули, які визначають місцеположення елементарних імпедансних смужок, а також величину активного і комплексного імпедансу, розподіленого на них, які забезпечують максимальну розв'язку між приймальною та передавальною антеннами.

Ключові слова: імпеданс, розв'язка

Abstract. Formulae determining the location of elementary impedance strips as well as the volume of active and complex impedance distributed on them that secure the maximum decoupling between receiving and transmitting antennas have been found.

Key words: impedance, decoupling

В радиосвязи, радиолокации и технике СВЧ часто используют импедансные поверхности (структуры) [1–3]. Импедансные поверхности находят широкое применение при разработке: устройств СВЧ с заданными свойствами, импедансных антенн с заданными характеристиками излучения, развязывающих антенных структур и т.д.

Задачи синтеза импедансных поверхностей возникают при: исследовании проблем синтеза антенн, создании объектов с заданными рассеивающими свойствами, а также исследовании проблем развязки антенн, расположенных на общей поверхности.

Развязывающие устройства, назначением которых является уменьшение взаимной связи между приемной и передающей антеннами, часто реализуют в виде ребристой структуры, представляющей собой канавки, прорезанные в хорошо проводящей плоскости.

В [1] рассмотрена задача о связи волноводных антенных решеток, между которыми расположена ребристая структура. В этой работе отмечается, что при определенных условиях импедансная поверхность “отжимает” поле от своей поверхности, уменьшая тем самым количество энергии, поступающей в приемную антенну.

В [2] приведен пример решения задачи о нахождении распределения поверхностного тока на импедансной полосе. При этом рассмотрено распределение токов при реактивном

импедансе на полосе.

В [3] проведен анализ развязывающих свойств однородной импедансной полосы, расположенной на идеально проводящей плоскости.

В [4] рассмотрена задача оптимизации параметров развязывающей импедансной поверхности. Получены формулы, определяющие местоположение одной элементарной полоски и величину индуктивного импеданса на ней, при которых достигается максимальное значение коэффициента подавления. Разработана структура с неоднородным распределением индуктивного импеданса, при помощи которой достигается большая развязка между источником и приемной антенной, по сравнению со структурой с однородным распределением индуктивного импеданса на полосе.

В [5] получена формула, определяющая местоположение элементарных импедансных полосок и величину реактивного импеданса на них, при которых достигается максимальная развязка между приемной и передающей антеннами.

Так как импедансные поверхности являются составной частью многих радиотехнических устройств, то важной задачей является оптимизация параметров таких поверхностей.

При теоретическом исследовании свойств импедансной полосы актуальным вопросом является знание такого распределения поверхностного импеданса на ней, при котором достигается максимальная развязка между передающей и приемной антеннами, что позволяет производить расчеты по выбору параметров ребристой структуры при практической реализации.

Однако в литературе не решена задача оптимизации неоднородного поверхностного импеданса ребристых структур. Не даны рекомендации по выбору необходимых параметров ребристых структур.

Целью настоящей работы является нахождение на основе рекуррентных формул оптимального распределения чередующегося импеданса на импедансной полосе, при котором обеспечивается максимальная развязка между передающей и приемной антеннами.

Математическая модель задачи. Пусть имеется идеально проводящая бесконечная плоскость, совпадающая с плоскостью XOY декартовой системы координат. Расположим на плоскости двумерную импедансную полосу $[0, T_d]$ шириной t_d так, как это показано на рис. 1. На полосе $[0, T_d]$ задан сторонний нормированный поверхностный импеданс, величина которого является комплекснозначной функцией и не зависит от координаты x (двумерная задача):

$$\dot{\rho}_n(y) = \dot{\rho}(y) / \sqrt{\varepsilon_a / \mu_a},$$

где ε_a , μ_a – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости верхнего полупространства ($z > 0$).

Пусть источники, апертура передающей антенны – система нитей магнитного тока единичной амплитуды, которые ориентированы вдоль оси x и находятся в области $[T_c, 0]$ шириной t_c , расположенной слева от импедансной полосы (см. рис. 1). При этом объемная плотность системы нитей магнитного тока представляется в следующем виде:

$$\dot{J}_{ct}^M(y, z) = \bar{x}_0 \sum_{m=1}^M a_m \delta(z) \times \delta(y - y_m),$$

где y_m – координаты нитей токов; $a_m = 1$ – амплитуда тока; \times – знак, обозначающий прямое произведение обобщенных функций; M – количество нитей тока; δ – функция Дирака.

Справа на расстоянии t_0 от импедансной полосы находится область $[T_0, T]$ шириной t_δ , в пределах которой расположена апертура приемной антенны с импедансом $\dot{\rho}_n(y) = 1$.

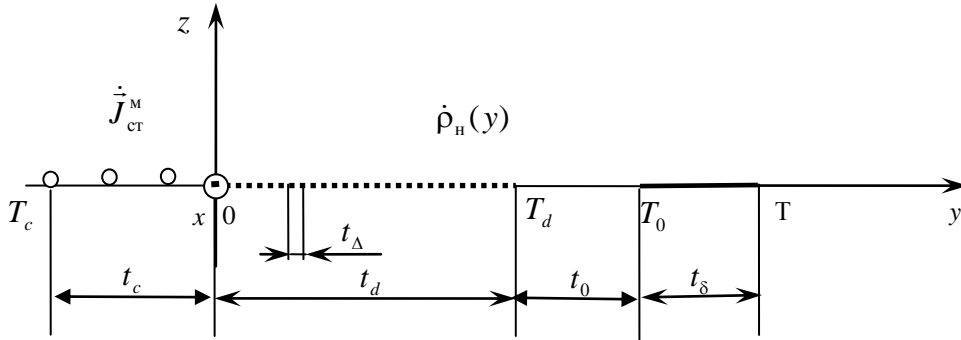


Рисунок 1 – Геометрия задачи

В области $[T_d, T_0]$ шириной t_0 распределен импеданс $\dot{\rho}_n(y) = 0$. В этом случае плотность электрического тока $\dot{J}(y)$, возбужденного на импедансной полосе, удовлетворяет следующему интегральному уравнению Фредгольма второго рода [2]:

$$\dot{J}(y; \dot{\rho}_n(y)) + \frac{k}{2} \int_0^T \dot{\rho}_n(y') \dot{J}(y'; \dot{\rho}_n(y')) \dot{H}_0^{(2)}(k|y - y'|) dy' = \dot{F}(y), \quad (1)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; $\dot{\rho}_n(y)$ – нормированный импеданс полосы $[0, T_d]$; $\dot{F}(y)$ – известная функция, определяемая структурой сторонних источников, возбуждающих импедансную полосу; $\dot{H}_0^{(2)}(\xi)$ – функция Ханкеля второго рода нулевого порядка.

В рассматриваемом случае, когда импедансная полоса возбуждается нитями магнитного тока единичной амплитуды, функция $\dot{F}(y)$ определяется следующей формулой:

$$\dot{F}(y) = -\frac{\omega \epsilon_a}{2} \sum_{m=1}^M H_0^{(2)}(k|y - y_m|). \quad (2)$$

Электромагнитное поле в полупространстве $z \geq 0$ равно сумме первичного и вторичного полей. Под первичным электромагнитным полем подразумевается поле, возбуждаемое сторонними источниками \dot{J}_{ct}^m в свободном пространстве, под вторичным – поле, рассеянное импедансной плоскостью. Определив токи, т.е. решив уравнение (1), можно определить электромагнитное поле, рассеянное импедансной плоскостью в полупространстве $z \geq 0$.

Разобьем полосу $[0, T]$, где $T = t_d + t_0 + t_\delta$, на N элементарных полосок Δ шириной t_Δ . Представим распределение импеданса на полосе $[0, T_d]$ кусочно-постоянной функцией:

$$\dot{\rho}_n(y) = \sum_{n=1}^N \dot{\rho}_n l_n(y), \quad (3)$$

где

$$l_n(y) = \begin{cases} 1, & y \in [(n-1)\Delta, n\Delta) \\ 0, & y \notin [(n-1)\Delta, n\Delta) \end{cases}, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

$$\dot{\rho}_n = \dot{\rho}_n(y_n),$$

где y_n – координата середины элементарной полоски Δ .

Требуется найти величину поверхностного импеданса элементарных полосок шириной t_Δ и их местоположение на полосе шириной t_d для обеспечения максимальной развязки между источниками и приемной антенной.

Для характеристики развязывающих свойств импедансной полосы в [3] предложено

использовать коэффициент подавления, величина которого определяется формулой:

$$\eta = \frac{\int_{T_0}^T |J(y'; \dot{\rho}_0(y))|^2 dy'}{\int_{T_0}^T |J(y'; \dot{\rho}_n(y))|^2 dy'}, \quad (4)$$

где $J(y'; \dot{\rho}_0(y))$ – комплексная амплитуда плотности электрического тока, где $\dot{\rho}_n(y) = \dot{\rho}_0(y) = 0$, для значений $y \in [t_d]$; $J(y'; \dot{\rho}_n(y))$ – комплексная амплитуда плотности электрического тока, где $\dot{\rho}_n(y) \neq 0$, для значений $y \in [t_d]$;

Как отмечается в [3] величина коэффициента подавления, определяемая соотношением (4), характеризует развязывающие свойства импедансной полосы для приемной антенны апертурного типа, когда апертура этой антенны лежит в области $[T_0, T]$.

Рассмотрим функционал следующего вида:

$$\dot{\Phi}(J) = \int_{T_0}^T |J(y'; \dot{\rho}_n(y))|^2 dy'. \quad (5)$$

Функционал (5) совпадает со знаменателем выражения (4) и определяет норму тока на импедансной полосе. Отсюда следует, что для решения поставленной задачи необходимо найти такое распределение импеданса на полосе шириной t_d , которое обеспечит минимум функционала (5), что, в свою очередь, обеспечит максимальную развязку между источниками и приемной антенной.

Вывод формулы, определяющей величину активного и комплексного импеданса, при котором обеспечивается максимальная развязка. Для определения плотности электрического тока воспользуемся рекуррентными формулами, предложенными в [6]. Точность решения интегрального уравнения (1), полученная с помощью метода Крылова-Боголюбова [7] и рекуррентными формулами одинакова.

Для удобства записи обозначим $J(y; \dot{\rho}_n(y))$ как $\dot{J}(y)$.

Рекуррентные формулы для определения поверхностной плотности тока имеют следующий вид [6]:

$$\dot{J}_n(y) = \dot{J}_{n-1}(y) - \frac{\dot{\rho}_n \dot{J}_{n-1}(y_n)}{1 + \dot{\rho}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)} \dot{f}_{n-1}(n; y), \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (6)$$

где $\dot{J}_{n-1}(y)$ – функция, которая является решением уравнения следующего вида:

$$\dot{J}_{n-1}(y) + \frac{k}{2} \int_0^{(n-1)t_\Delta} \dot{\rho}_n(y') \dot{J}(y') \dot{H}_0^{(2)}(k|y - y'|) dy' = \dot{F}(y), \quad (7)$$

где $\dot{F}(y)$ определяется формулой (2).

В формулу (6) входят функции $\dot{f}_n(v; y)$, которые являются решением следующего интегрального уравнения:

$$\dot{f}_n(v; y) + \frac{k}{2} \int_0^{nt_\Delta} \dot{\rho}_n(y') \dot{f}_n(v; y') \dot{H}_0^{(2)}(k|y - y'|) dy' = \dot{h}_v(y), \quad v, n = 1, 2, \dots, N, \quad (8)$$

где

$$\dot{h}_v(y) = \frac{k}{2} \int_{(v-1)t_\Delta}^{vt_\Delta} \dot{H}_0^{(2)}(k|y - y'|) dy'. \quad (9)$$

Для функций $\dot{f}_n(v; y)$ имеет место формула, которая аналогична формуле (6), имеющая вид:

$$\dot{f}_n(v; y) = \dot{f}_{n-1}(v; y) - \frac{\dot{\rho}_n \dot{f}_{n-1}(v; y_n)}{1 + \dot{\rho}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)} \dot{f}_{n-1}(n; y), \quad v, n = 1, 2, \dots, N. \quad (10)$$

Из формул (6) и (10) видно, что

$$\begin{aligned} \dot{J}_0(y) &= \dot{F}(y) \\ \dot{f}_0(v; y) &= \dot{h}_v(y). \end{aligned} \quad (11)$$

Соотношение (6) определяет распределение плотности тока на плоскости XOY когда на импедансной полосе импеданс распределен только на n -ой элементарной полоске шириной t_Δ . Из (6) видно, что плотность тока зависит как от величины импеданса на этой полоске, так и от местоположения этой полоски на полосе $[0, T_d]$, т.е. от значения y_n .

Выясним, при каком значении импеданса $\dot{\rho}_n(y_n)$ функционал (5) принимает максимальное значение (при фиксированных значениях y_n). Найдем функционал (5), который определяет норму тока в области $[T_0, T]$.

$$\int_{T_0}^T |J(y')|^2 dy' = \int_{T_0}^T |J_{n-1}(y')|^2 dy' - 2 \operatorname{Re} \left(A_n \frac{\dot{\rho}_n(y_n)}{1 + \dot{\rho}_n(y_n) \dot{f}_{n-1}(n, y_n)} \right) + B_n \frac{|\dot{\rho}_n(y_n)|^2}{|1 + \dot{\rho}_n(y_n) \dot{f}_{n-1}(n, y_n)|^2}, \quad (12)$$

где

$$\dot{A}_n = \dot{J}_{n-1}(y_n) \int_{T_0}^T J_{n-1}^*(y') \dot{f}_{n-1}(n, y') dy', \quad (13)$$

$$B_n = |\dot{J}_{n-1}(y_n)|^2 \int_{T_0}^T |\dot{f}_{n-1}(n, y')|^2 dy', \quad (14)$$

функции $J_n^*(y')$, $J_{n-1}^*(y')$, $\rho_n^*(y_n)$ и $f_{n-1}^*(n, y)$ являются комплексно-сопряженными.

Для нахождения экстремумов нормы тока на импедансной полосе $[0, T_d]$ необходимо найти производную (по $\dot{\rho}_n(y_n)$) от выражения (12) и уравнение, составленное из найденных производных, приравнять к нулю.

В [5] получена формула для случая, когда импеданс является чисто реактивной величиной $\dot{\rho}_n(y_n) = i \operatorname{Im}(\dot{\rho}_n(y_n))$:

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}(\dot{\rho}_n(y_n)) &= \frac{B_n - 2 \operatorname{Re}(\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n))}{2(B_n \operatorname{Im}[\dot{f}_{n-1}(n; y_n)] - \operatorname{Im}[\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)^2])} \times \\ &\times \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4 \operatorname{Im}(\dot{A}_n) [B_n \operatorname{Im}[\dot{f}_{n-1}(n; y_n)] - \operatorname{Im}[\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)^2]}{[B_n - 2 \operatorname{Re}(\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n))]^2}} \right], \end{aligned} \quad (15)$$

где \dot{A}_n и B_n определяются формулами (13) и (14) соответственно.

Используя несложный математический аппарат [5], выведены формулы для случая, когда импеданс является действительным $\dot{\rho}_n(y_n) = \operatorname{Re}(\dot{\rho}_n(y_n))$:

$$\operatorname{Re}(\dot{\rho}_n(y_n)) = \frac{2 \operatorname{Re}(\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)) - B_n}{2(B_n \operatorname{Re}[\dot{f}_{n-1}(n; y_n)] - \operatorname{Re}[\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)^2])} +$$

$$+ \sqrt{\operatorname{Re}(\dot{A}_n) + \left[\frac{B_n - 2\operatorname{Re}(\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n))}{2(B_n \operatorname{Re}[\dot{f}_{n-1}(n; y_n)] - \operatorname{Re}[\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)]^2)} \right]^2} \quad (16)$$

и комплексным $\dot{\rho}_n(y_n)$:

$$\dot{\rho}_n(y_n) = \frac{1}{\frac{B_n}{\dot{A}_n} - \dot{h}_n(y_n)}, \quad (17)$$

где \dot{A}_n и B_n определяются формулами (13) и (14) соответственно.

В общем случае аналитически не удастся выяснить знак действительной и мнимой частей импеданса, определяемого формулами (15...17).

В [5] с помощью формулы (15) показано, что максимальная развязка между источником и приемной антенной, в случае, когда на импедансной полосе распределен реактивный импеданс, достигается, когда импеданс является неоднородным знакопеременным как индуктивным, так и емкостным.

В настоящей работе проведены численные расчеты импеданса с помощью формул (15...17).

Алгоритм вычисления поверхностного чередующегося импеданса на импедансной полосе, при котором достигается максимальная развязка между источником и приемной антенной, был аналогичен алгоритму, рассмотренному в работе [5].

В качестве чередующегося импеданса понимается импеданс, рассчитанный с помощью формул (15) – (17), т.е. на элементарных полосках распределен импеданс как реактивный, так и активный, либо комплексный.

3. Анализ полученных результатов и выводы. С помощью рекуррентных формул (6) и (10), а так же выражений (4), (15) – (17), проведены следующие расчеты:

- модуля $|\dot{J}(y; \dot{\rho})|$, мнимой $\operatorname{Im}(\dot{J}_n(y))$ и действительной $\operatorname{Re}(\dot{J}_n(y))$ частей комплексной амплитуды поверхностной плотности электрического тока, распределенного на полосе $[0, T_d]$;
- поверхностного знакопеременного реактивного импеданса $\dot{\rho}_n(y_n)$ для n элементарных полосок, расположенных на импедансной полосе $[0, T_d]$;
- поверхностного чередующегося импеданса $\dot{\rho}_n(y_n)$ для n элементарных полосок, расположенных на импедансной полосе $[0, T_d]$;
- коэффициента подавления (4).

Рассчитаны импедансные поверхности, с использованием которых достигается наибольшее значение коэффициента подавления при различных условиях. Изменялись:

- ширина импедансной полосы $t_d = (1...10)\lambda$;
- ширина области, в которой расположена апертура приемной антенны $t_s = (\lambda/30...2\lambda)$;
- ширина области, в которой расположена апертура передающей антенны $t_c = (0...2\lambda)$;
- количество источников от 1 до 9;
- расстояние от источников и приемной антенны до импедансной полосы от 0 до λ .

Число разбиения импедансной полосы N выбиралось из расчета 90 точек на одной

длине волны. Длина волны равнялась $\lambda = 3$ см. Полоски шириной $t_{\Delta} = 1 \div 5$ мм фиксировались в том месте импедансной полосы, где достигалось максимальное значение коэффициента подавления η . При этом расстояние между полосками выбрано не меньше $0,1\lambda$ для того, чтобы исключить взаимное влияние между ними [3].

В качестве примера приведем пять импедансных поверхностей шириной $t_d = 2\lambda$, которые возбуждаются нитями магнитного тока единичной амплитуды в количестве пяти, расположенными в области шириной $t_c = \lambda$, размещенной непосредственно вблизи этих поверхностей. Расстояние между источниками выбрано равным $\lambda/4$. Апертура приемной антенны шириной $t_s = \lambda$ размещена непосредственно возле импедансных поверхностей. Номера полосок шириной $t_{\Delta} = 1$ мм, $t_{\Delta} = 3$ мм и $t_{\Delta} = 5$ мм, а также значения импеданса на них приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Импедансные развязывающие поверхности

Номер полоски, n	Значения импеданса на полосках				
	$t_{\Delta} = 1$ мм			$t_{\Delta} = 3$ мм	$t_{\Delta} = 5$ мм
1	$i45,5$	$i45,5$	$i45,5$	$i45,5$	$i45,5$
2					
3					$i11,4$
4					$i12,2$
5					$i11$
6					$i20,6$
7					$i12,8$
8					
9	$i10$			$i10,2$	
10	$i10$		$10 + i10,6$	$i12,8$	
11	$i10$		$10 + i10,7$		
12	$i12,9$	$-i45,5$	$10 + i21,9$		
Коэффициент подавления η , дБ	29,2	27,1	28,8	25,9	26,1

Первая импедансная поверхность состоит из пяти полосок шириной $t_{\Delta} = 1$ мм, на которых распределен только индуктивный импеданс. Коэффициент подавления η , при использовании такой поверхности, максимален и равен 29,2 дБ.

Вторая импедансная поверхность состоит из двух элементарных полосок шириной $t_{\Delta} = 1$ мм, на которых распределен знакопеременный реактивный импеданс. Значение емкостного импеданса не является расчетным. Коэффициент подавления η , при использовании такой поверхности, равен 27,1 дБ.

Третья импедансная поверхность состоит из четырех полосок шириной $t_{\Delta} = 1$ мм, на которых распределен чередующийся импеданс. Расчетные значения активного импеданса на полосках значительно больше 10, что практически не реализуемо. В виду этого значения активного импеданса выбраны равными 10. Коэффициент подавления η , при использовании такой поверхности, максимален и равен 28,8 дБ.

Четвертая импедансная поверхность состоит из трех полосок шириной $t_{\Delta} = 3$ мм, на которых распределен только индуктивный импеданс. Коэффициент подавления η , при использовании такой поверхности, максимален и равен 25,9 дБ.

Пятая импедансная поверхность состоит из шести полосок шириной $t_{\Delta} = 5$ мм, на ко-

торых распределен только индуктивный импеданс. Коэффициент подавления η , при использовании такой поверхности, максимален и равен 26,1 дБ.

Дальнейшее увеличение полосок на рассматриваемых импедансных поверхностях практически не приводит к увеличению значений коэффициента подавления.

Значение максимального значения подавления для вышеуказанной полосы с распределенным на ней однородным индуктивным импедансом $i38,6$ равно 26,5 дБ.

Результаты численных расчетов максимального коэффициента подавления на расчетной длине волны показали, что первая полоска должна быть размещена непосредственно вблизи источников электромагнитного поля и иметь чисто индуктивный характер. В этом случае она дает наибольший вклад, от 20 дБ и выше, в общую развязку всей импедансной полосы.

Результаты расчетов, проведенные с помощью выражений (16) и (17), показали, что для получения максимальных значений коэффициента подавления действительная часть первой полоски должна быть отрицательной. Это подтверждает известный факт [2], что для получения максимальной развязки между передающей и приемной антеннами необходимо на импедансной полосе устанавливать дополнительный источник.

В случае, когда источником является одна нить магнитного тока, а ширина приемной антенны равна $\lambda/30$, максимальное значение коэффициента подавления достигается с применением полосок, на которых распределен знакопеременный импеданс [5].

При увеличении количества полосок более трех, значения импеданса, распределенного на полосках, становятся комплексными с активной частью более 10.

Отметим, что чем больше становится ширина области t_c или t_s , тем больше появляются значений с положительной действительной частью комплексного или активного импеданса одной полоски, с помощью которой можно достичь наибольшей развязки между источником и приемной антенной.

Рассмотрена задача синтеза двумерной импедансной полосы с чередующимся импедансом для получения максимальной развязки между источником и приемной антенной. На основе проведенных расчетов в данной работе сделаны следующие выводы:

1. Получены формулы, позволяющие определить местоположение полосок на импедансной полосе, а также величину активного и комплексного импеданса, распределенного на этих полосках, когда обеспечивается максимальная развязка между источником и приемной антенной.

2. Наибольший вклад в развязку между источником и приемной антенной вносит полоска с сильно индуктивным импедансом, размещенная непосредственно вблизи источника.

3. Увеличение ширины импедансной полосы более 4λ приводит к незначительному увеличению развязки между источником и приемной антенной.

4. В случае использования малых геометрических размеров источника и апертуры приемной антенны, относительно рабочей длины волны, максимальная развязка между ними достигается в том случае, когда на импедансной полосе распределен чередующийся импеданс.

5. В случае использования геометрических размеров источника и апертуры приемной антенны, соизмеримых с рабочей длиной волны или больше нее, значения коэффициента подавления с распределением на развязывающей полосе реактивного, чередующегося или однородного импеданса практически не отличаются.

6. С увеличением ширины области, в которой расположена апертура передающей или приемной антенны, увеличивается взаимное влияние между ними.

7. Показано, что использование рекуррентных формул позволяет ставить и решать задачи оптимизации параметров развязывающих структур.

Результаты, полученные в данной работе, могут быть использованы при реализации импедансных развязывающих структур спутниковой связи в Ку- и Ка-диапазонах частот. Эти частоты широко используются такими компаниями как Intelsat, Eutelsat, New Skies Satellite и Intersputnik.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кюркчан А.Г. Связь между антеннами в присутствии ребристых структур / А. Г. Кюркчан // Радиотехника и электроника. - 1985. – Т.22. – № 7. – С. 1362-1365.
2. Марков Г. Т. Возбуждение электромагнитных волн: подр. [для студ. вищ. навч. закл.] / Г. Т. Марков, А. Ф. Чаплин. – М.-Л.: Энергия, 1967. – 376 с.
3. Цалиев Т.А. Анализ развязывающих свойств однородной импедансной полосы, расположенной на бесконечном экране / Т. А. Цалиев, В. С. Черенков // Радиотехника и электроника. – 1985. – № 1. – С. 165-167.
4. Гладких В.И. Задача оптимизации параметров развязывающей структуры в виде импедансной полосы на проводящей плоскости / В. И. Гладких // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 2. – С. 43–48
5. Гладких В.И. Оптимизация параметров развязывающей импедансной полосы / В. И. Гладких, Д. В. Левицкий // Наукові праці УДАЗ ім. О.С. Попова. – 2008. – № 2. – С. 55–60.
6. Черенков В.С. Рекуррентные формулы в задачах дифракции волн на неоднородной импедансной плоскости / В. С. Черенков // Наукові праці УДАЗ ім. О.С. Попова. – 2000. – № 1. – С. 42–46.
7. Гладких В.И. Численная оценка точности рекуррентного метода задачи возбуждения неоднородной импедансной плоскости / В. И. Гладких // Праці УНДІРТ. – 2001. – № 4. – С. 71–73.
8. Вольман В.И. Техническая электродинамика: учебник / В.И. Вольман, Ю.В. Пименов. – М.: Связь, 1971. – 487 с.

REFERENCES

1. A.G. Kyurkchan. Communication between the Antennas in the Presence of Comb-shaped Structures. N.p.: Radiotechnics and Electronics, 1985.
2. G.T. Markov. Excitation of Electromagnetic Waves: A Textbook for University Students. Moscow: Energy, 1967. Print.
3. T.A. Tsaliev, and V.S. Cherenkov. Analysis of the Decoupling Impedance Properties of Homogeneous Band Located on an Infinite Screen. N.p.: Radiotechnics and Electronics, 1985.
4. V.I. Gladkih. "The Problem of Optimizing the Parameters of the Decoupling Structure in the Form of Impedance Strip on the Conducting Plane." O.S. Popov ONAT Scientific Works 2005: 43–48.
5. V.I. Gladkih. "Optimization of Parameters of the Decoupling Impedance Strip." O.S. Popov ONAT Scientific Works 2008: 55–60.
6. V.S. Cherenkov. "Recurrence Formulas in Problems of Wave Diffraction by an Inhomogeneous Impedance Plane." O.S. Popov ONAT Scientific Works 2000: 42–46.
7. V.I. Gladkih. "Numerical Estimate of the Accuracy of the Recursive Method Task of Excitation of the Inhomogeneous Impedance Plane." Works USRIRT 2001: 71–73.
8. V.I. Wolman, and U.V. Pimenov. Technical Electrodynamics: The Textbook. Moscow: Communication, 1971.