

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАЗВЯЗЫВАЮЩЕЙ ИМПЕДАНСНОЙ ПОЛОСЫ

OPTIMIZATION OF DECOUPLING BAND OF THE IMPEDANCE'S PARAMETER

Аннотация. Получена формула, определяющая величину импеданса и местоположение элементарных импедансных полосок, обеспечивающих максимальную развязку между приемной и передающей антеннами.

Summary. Formulae, determining value of impedance and location of elementary impedance strip that provide maximal cross coupling between the receiving and transmitting aeriels.

Настоящий этап развития телекоммуникаций характеризуется стремительным ростом и внедрением радиотехнологий: от абонентского доступа до спутниковых линий связи. Особенно динамично развивается наземная инфраструктура сотовых систем связи. Для решения проблемы уменьшения взаимного влияния передающей и приемной антенн используются импедансные структуры [1-3]. В случаях использования антенн с большим диаметром апертуры, например, стандарта "А" консорциума "Intelsat", импедансные структуры позволяют улучшить шумовую температуру, а также добротность антенны.

Развязывающие устройства, назначением которых является уменьшение взаимной связи между приемной и передающей антеннами, а также импедансные структуры иного назначения, часто реализуют в виде ребристой структуры, представляющей собой канавки, прорезанные в хорошо проводящей плоскости. Широкое применение ребристых структур для уменьшения взаимной связи между антеннами связано с тем, что, изменяя геометрические параметры ребристой структуры, можно в достаточно больших пределах менять величину ее эквивалентного поверхностного импеданса [3].

В [1] в строгой электродинамической постановке рассмотрена задача о связи волноводных антенных решеток, в плоскости апертур которых расположена ребристая структура. При этом рассмотрены зависимости величины связи от характеристик структуры (ширины и глубины системы параллельных канавок) и ее местоположения относительно решеток. В этой работе отмечается, что при определенных условиях импедансная структура «отжимает» поле от своей поверхности, уменьшая тем самым количество энергии, поступающей в приемную антенну.

В [3] проведен анализ развязывающих свойств однородной импедансной полосы, расположенной на идеально проводящей плоскости. При этом показано, что развязка между приемной и передающей антеннами зависит как от реактивной, так и от активной составляющих комплексного поверхностного импеданса на полосе.

В [2] проведен численный анализ развязывающих свойств импедансной полосы с чисто реактивным импедансом.

В [4] получены формулы, определяющие величину индуктивного импеданса одной полоски и ее местоположение на импедансной поверхности, которые позволяют достичь наибольшей развязки между источником (нитью стороннего магнитного тока единичной амплитуды) и приемной антенной. Показано, что неоднородное распределение поверхностного импеданса на полосе позволяет достичь большего значения коэффициента подавления, чем эта же полоса с однородным распределением поверхностного импеданса.

Важной задачей является оптимизация параметров таких структур. Решение этой задачи связано с использованием сложного математического аппарата. При реализации развязывающей импедансной полосы ребристой структурой актуальными являются такие вопросы как зависимость ее свойств от длины структуры, числа канавок, периода, ширины канавок, длины волны, распределения неоднородного поверхностного импеданса на ней. Наличие отмеченных зависимостей позволяет производить расчеты по выбору параметров ребристой структуры при практической реализации.

Однако в литературе не рассмотрена задача оптимизации величины импеданса ребристых структур, и не даны рекомендации по выбору параметров ребристых структур.

Целью настоящей работы является оптимизация на основе рекуррентных формул величины реактивного импеданса элементарных полосок, их числа и местоположения на импедансной полосе, обеспечивающих максимальную развязку между источником и приемной антенной.

1. Математическая модель задачи. Пусть имеется идеально проводящая бесконечная плоскость, совпадающая с плоскостью XOY декартовой системы координат. Расположим на плоскости двумерную импедансную полосу d шириной t_d так, как это показано на рисунке 1. На полосе d задан сторонний нормированный поверхностный импеданс $\dot{\rho}_n(y) = \dot{\rho}(y)\sqrt{\epsilon_a/\mu_a}$, где ϵ_a, μ_a – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости верхнего полупространства ($z > 0$). Пусть слева от импедансной полосы (при $z = 0, y = y_0$) расположен сторонний источник – нить магнитного тока единичной амплитуды, а справа от полосы находится область δ шириной t_δ , в пределах которой задано значение импеданса $\dot{\rho}_n(y) = 1$ – апертура приемной антенны.

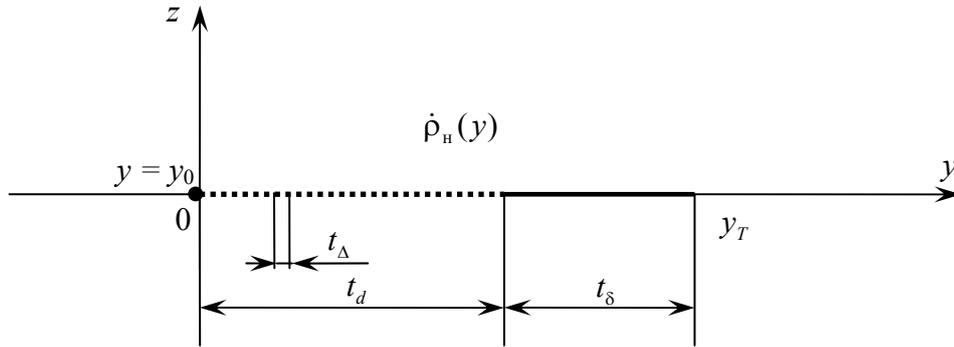


Рисунок 1 – Геометрия задачи

Разобьем полосу $[0, y_T]$ шириной T на N элементарных полосок Δ шириной t_Δ . Представим распределение импеданса на полосе d кусочно-постоянной функцией:

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

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 импеданса элементарных полосок шириной t_Δ и их местоположение на полосе шириной d для обеспечения максимальной развязки между источником и приемной антенной.

Для характеристики развязывающих свойств импедансной полосы в [3] предложено использовать коэффициент подавления, величина которого определяется формулой:

$$\eta = \frac{\int_{\delta} |J(y'; \dot{\rho}_0(y'))|^2 dy'}{\int_{\delta} |J(y'; \dot{\rho}_n(y'))|^2 dy'}, \quad (2)$$

где $J(y'; \dot{\rho}_0(y'))$ – комплексная амплитуда плотности электрического тока в случае, когда на импедансной полосе значение импеданса равно нулю, т.е. $\dot{\rho}_0(y') = 0$; $J(y'; \dot{\rho}_n(y'))$ – комплексная амплитуда плотности электрического тока при наличии поверхностного импеданса на импедансной полосе.

Как отмечается в [3,5] величина коэффициента подавления, определяемая соотношением (2), характеризует развязывающие свойства импедансной полосы для приемной антенны апертурного типа, когда апертура этой антенны лежит в области δ .

Комплексная амплитуда электрического тока, входящая в (2), удовлетворяет следующему интегральному уравнению Фредгольма второго рода [6]:

$$\dot{J}(y; \dot{\rho}_n(y)) + \frac{k}{2} \int_0^{y_T} \dot{\rho}_n(y') \dot{J}(y'; \dot{\rho}_n(y')) \dot{H}_0^{(2)}(k|y-y'|) dy' = -\frac{\omega \varepsilon_a}{2} \dot{H}_0^{(2)}(k|y-y'|), \quad (3)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ – длина волны; $\dot{H}_0^{(2)}(\xi)$ – функция Ханкеля второго рода нулевого порядка.

Рассмотрим функционал следующего вида:

$$\dot{\Phi}(J) = \int_{t_d}^{y_T} |\dot{J}(y'; \dot{\rho}_n(y'))|^2 dy'. \quad (4)$$

Функционал (4) совпадает со знаменателем выражения (2) и определяет норму тока на полосе шириной t_d . Отсюда следует, что для решения поставленной задачи необходимо найти такое распределение импеданса на полосе шириной t_d , которое обеспечит максимум функционала (4), что, в свою очередь, обеспечит максимальную развязку между источником и приемной антенной.

2. Вывод формулы, определяющей величину импеданса и местоположение элементарных полосок, обеспечивающих максимальную развязку. Для определения плотности электрического тока воспользуемся рекуррентными формулами, предложенными в [7]. Точность решения интегрального уравнения (3) соответствует точности решения этого уравнения методом Крылова-Боголюбова [8].

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

Рекуррентные формулы для определения поверхностной плотности тока имеют следующий вид [4]:

$$\dot{J}_n(y) = \dot{J}_{n-1}(y) - \frac{\dot{\rho}_n \dot{J}_{n-1}(y_n)}{1 + \dot{\rho}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)} \dot{f}_{n-1}(n; y), \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (5)$$

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

$$\dot{J}_{n-1}(y) + \frac{k}{2} \int_0^{(n-1)t_\Delta} \dot{\rho}_n(y') \dot{J}(y') \dot{H}_0^{(2)}(k|y-y'|) dy' = \dot{F}(y), \quad (6)$$

где

$$\dot{F}(y) = -\frac{\omega \varepsilon_a}{2} \dot{H}_0^{(2)}(k|y-y_0|). \quad (7)$$

В формулу (5) 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 (5), 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 (5) и (8) 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 (5) определяет распределение плотности тока на плоскости XOY когда на импедансной полосе импеданс распределен только на n -й элементарной полоске шириной t_Δ . Из (5) видно, что плотность тока зависит как от величины импеданса на этой полоске, так и от

местоположения этой полоски на полосе d , т.е. от значения y_n .

Будем считать, что $\dot{\rho}_n(y_n) = \dot{\rho}_n = ix_n$, где $x_n = \text{Im}(\dot{\rho}_n(y_n))$ – действительное число.

В [4] получено выражение, определяющее значение импеданса $\dot{\rho}_n(y)$ на одной элементарной полоске шириной t_Δ , при котором достигается минимум функционала (4). Используя методику вывода формулы импеданса для одной элементарной полоски шириной t_Δ , предложенную в [4], запишем выражение, определяющее значение импеданса $\dot{\rho}_n(y)$ на N элементарных полосках шириной t_Δ , при котором достигается минимум функционала (4):

$$\dot{\rho}_n(y_n) = i \frac{B_n - 2 \text{Re}(\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n))}{2(B_n \text{Im}[\dot{f}_{n-1}(n; y_n)] - \text{Im}[\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)]^2)} \times \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4 \text{Im}(\dot{A}_n) [B_n \text{Im}[\dot{f}_{n-1}(n; y_n)] - \text{Im}[\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n)]^2]}{[B_n - 2 \text{Re}(\dot{A}_n \dot{f}_{n-1}(n; y_n))]^2}} \right] \quad (12)$$

где

$$\dot{A}_n = \dot{J}_{n-1}^*(y_n) \int_{t_d}^{t_d+t_\Delta} \dot{J}_{n-1}(y') \dot{f}_{n-1}^*(n; y') dy',$$

$$B_n = |\dot{J}_{n-1}(y_n)|^2 \int_{t_d}^{t_d+t_\Delta} |\dot{f}_{n-1}(n; y')|^2 dy'.$$

Функции $\dot{J}_{n-1}^*(y_n)$ и $\dot{f}_{n-1}^*(n; y')$ являются комплексно-сопряженными.

3. Алгоритм вычисления поверхностного импеданса на элементарных полосках и их координаты на импедансной полосе, при которых достигается максимальная развязка между источником и приемной антенной.

1. Пусть задана импедансная полоса шириной $[0, y_T]$ (см. рис 1), которая возбуждается нитью стороннего магнитного тока единичной амплитуды. Разобьем полосу $[0, y_T]$ на N элементарных полосок Δ шириной t_Δ .

По формуле (12) находим значение импеданса одной элементарной полоски, которая расположена в произвольном месте полосы $[0, y_T]$.

Далее, при помощи рекуррентных формул (5) и (8), находим распределение поверхностной плотности тока на полосе $[0, y_T]$.

2. Находим значения функционала (4), который является величиной эквивалентной плотности тока в апертуре приемной антенны (в области δ). Как показано в [4], минимум функционала (4) или максимум коэффициента подавления (2) достигается в том случае, когда одна элементарная полоска расположена непосредственно вблизи передающей антенны.

Фиксируем координату одной элементарной полоски и значение импеданса, распределенного на ней.

3. По формуле (12), с учетом значения импеданса одной элементарной полоски, находим значение импеданса второй элементарной полоски, которая расположена в произвольном месте полосы $[0, y_T]$.

Далее, при помощи рекуррентных формул (5) и (8), находим распределение поверхностной плотности тока на полосе $[0, y_T]$.

4. По формуле (4) находим значения функционала $\dot{\Phi}(\dot{J})$. В том месте импедансной полосы, где достигается минимум этого функционала, фиксируем вторую элементарную полоску и ее значение импеданса.

По аналогии определяются значения импеданса и местоположения третьей, четвертой и т.д. полосок. Этот процесс продолжается до тех пор, пока коэффициент подавления не начинает уменьшаться.

В общем случае аналитически не удается выяснить характер импеданса, который обеспечивает максимальную развязку.

4. Анализ полученных результатов. С помощью рекуррентных формул (5) и (8), а так же выражения (12), проведены численные расчеты значений:

- модуля $|\dot{J}(y; \dot{\rho})|$, мнимой $\text{Im}(\dot{J}_n(y))$ и действительной $\text{Re}(\dot{J}_n(y))$ частей комплексной амплитуды поверхностной плотности электрического тока, распределенного на полосе $[0, t_d]$;

- поверхностного импеданса $\dot{\rho}_n(y_n)$ для n элементарных полосок, расположенных на импедансной полосе шириной t_d .

Значения t_d изменялись в пределах от 1λ до 8λ . Число разбиения импедансной полосы N изменялось от 30 до 240. Элементарные полоски фиксировались в том месте импедансной полосы, где достигалось максимальное значение коэффициента подавления η .

Результаты численных расчетов показали, что максимальная развязка между приемной и передающей антеннами достигается в том случае, когда:

- на импедансной полосе шириной t_d распределен неоднородный импеданс, имеющий как индуктивный, так и емкостной характер;

- одна элементарная полоска, имеющая индуктивный импеданс, расположена непосредственно вблизи приемной антенны, другая полоска с емкостным импедансом расположена у приемной антенны.

Были проведены численные расчеты мнимой $\text{Im}(\dot{J}_n(y))$, действительной $\text{Re}(\dot{J}_n(y))$ частей и модуля $|\dot{J}(y; \dot{\rho})|$ комплексной амплитуды поверхностной плотности электрического тока на полосе $[0, t_d]$. Расчеты показали, что:

- модуль и мнимая составляющая поверхностной плотности тока имеют максимум у края импедансной полосы, расположенного вблизи источника стороннего магнитного тока;

- модуль, реальная и мнимая составляющие поверхностной плотности тока на импедансной полосе изменяются скачкообразно в тех местах, где расположены элементарные полоски с индуктивным импедансом, что приводит к изменению амплитуды и фазы плотности тока.

Были проведены численные расчеты зависимости коэффициента подавления η от длины волны λ для различного числа элементарных полосок, расположенных на полосе шириной t_d . При чем, одна элементарная полоска размещалась непосредственно вблизи передающей антенны.

Результаты показали, что:

- при различных значениях ширины импедансной полосы $t_d = (1...8)\lambda$ максимум коэффициента подавления η достигается использованием от 3 ($d = 1\lambda$) до 6 ($d = 8\lambda$) элементарных полосок;

- значения коэффициента подавления η на длинах волн меньших $\lambda = 3$ см больше, чем значений η на длинах волн больших $\lambda = 3$ см;

- максимум значения коэффициента подавления достигается при расчетном значении длины волны $\lambda = 3$ см;

- исследуемые импедансные поверхности являются узкополосными.

Используя полученные значения поверхностного импеданса элементарных полосок шириной t_d с помощью формулы (12) можно определить геометрические размеры канавок ребристой структуры по следующей формуле [2]:

$$\dot{\rho}(y) = iW \text{tg}(kl), \quad (13)$$

где $W = \sqrt{\mu_a / \varepsilon_a}$ – волновое сопротивление среды; $k = \omega \sqrt{\varepsilon_a \mu_a}$ – волновое число; l – глубина канавки. В рекуррентные формулы и в выражение (12) входит нормированное к волновому сопротивлению среды значение импеданса, равное

$$\dot{\rho}_n(y) = \frac{\rho(y)}{W}.$$

Отметим следующее, что получение формулы (12), позволяющей определить величину поверхностного импеданса и местоположение элементарных полосок, обеспечивающих максимальную развязку, оказалось возможным только при использовании рекуррентных формул [9].

На основе проведенных расчетов сделаны следующие выводы:

1. Получена формула, позволяющая определить оптимальную величину реактивного импеданса элементарных полосок и их координаты на импедансной полосе, обеспечивающих максимальную развязку между источником и приемной антенной на расчетной частоте.

2. Установлено, что максимальная развязка между источником и приемной антенной, в случае, когда на импедансной полосе распределен реактивный импеданс, достигается, когда импеданс является неоднородным, как индуктивным, так и емкостным.

3. 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.

Литература

1. *Кюркчан А.Г.* Связь между антеннами в присутствии ребристых структур / Кюркчан А.Г. // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 22. – № 7. – С. 1362.
2. *Марков Г.Т.* Возбуждение электромагнитных волн / Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. – М.: Радио и связь, 1983.
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 / Гладких В.И. // Наукові праці УДАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 2. – С. 43-48
5. *Гладких В.И.* Анализ развязывающих свойств ребристой структуры с поглощением / В.И. Гладких, В.С. Черенков // Телеком-2003. Современные проблемы телекоммуникаций: Сб. докладов 6-й Международной научно-технической конференции. – Ч. 2. – Одесса. – С. 54-56.
6. *Терешин О.Н.* Синтез антенн на заземляющих структурах / Терешин О.Н., Седов В.М., Чаплин А.Ф. – М.: Связь, 1980.
7. *Черенков В.С.* Анализ развязывающих свойств ребристой структуры / В.С. Черенков, В.И. Гладких // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2003. – № 2. – С. 43-48.
8. *Гладких В.И.* Численная оценка точности рекуррентного метода задачи возбуждения неоднородной импедансной плоскости / Гладких В.И. // Праці УНДІРТ. – 2001. – № 4. – С. 71-73.
9. *Черенков В.С.* Рекуррентные формулы в задачах дифракции волн на неоднородной импедансной плоскости / Черенков В.С. // Наукові праці УДАЗ ім. О.С. Попова. – 2000. – № 1. – С. 42-46.