

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ РАДИОЛИНИИ

ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ КОЕФІЦІЄНТА ПЕРЕДАВАННЯ РАДІОЛІНІЇ

ELECTROMAGNETIC MODEL OF RADIO LINK TRANSMISSION COEFFICIENT

Аннотация. Предложена электродинамическая модель коэффициента передачи радиолинии применительно для моделирования MIMO-канала. Основой данной модели является взаимное сопротивление антенн, определяемое на основе метода наводимых ЭДС. Полученная модель позволяет учитывать поляризационное рассогласование антенн, их направленные свойства и может быть обобщена на случай многоантенной системы на входе и выходе радиолинии. Проведен анализ полученной электродинамической модели коэффициента передачи радиолинии и сопоставление с известными результатами.

Анотація. Запропонована електродинамічна модель коефіцієнта передавання радіолінії для застосування при моделюванні MIMO-каналу. Основою даної моделі є взаємний опір антен, який визначається на основі методу наведених ЕРС. Отримана модель дозволяє враховувати поляризаційне розузгодження антен, їх властивості спрямованості та може бути узагальнена на випадок багатоантенної системи на вході та виході радіолінії. Проведено аналіз отриманої електродинамічної моделі коефіцієнта передавання радіолінії та порівняння з відомими результатами.

Summary. The electromagnetic model of radio link transmission coefficient for MIMO-channel modeling is presented. The basis of the model is the antenna mutual resistance which defined on the basis of induced electromotive force (EMF) method. Derived model allows to consider the antenna polarization mismatch, antenna directional peculiarities and it can be generalized on the case of multiantenna system at the radio link input and output. Derived electromagnetic model of radio link transmission coefficient is analyzed and compared with known results.

Одной из основных проблем развития систем мобильной связи третьего и последующих поколений является повышение пропускной способности радиоканала. Для решения указанной проблемы предлагается использовать, в том числе, многоканальные антенны на основе технологии MIMO (Multiple input multiple output techniques). Технология MIMO позволяет положительно использовать эффект многолучевости в радиоканале [1].

Основой математической модели пропускной способности MIMO-канала является так называемая канальная матрица, элементы которой представляют собой комплексные канальные коэффициенты (коэффициенты передачи) [2, 3]. В простейшем случае моделирование MIMO-канала основывается на заполнении канальной матрицы случайными коэффициентами с нулевым средним и единичной дисперсией. На практике же рекомендуется создавать MIMO-канал с обратной связью (closed loop), в котором на основе экспериментальных оценок коэффициентов передачи корректируются параметры передающих трактов [4]. В любом случае, более точное предсказание значений канальных коэффициентов (коэффициентов передачи) позволит значительно повысить эффективность MIMO-системы как на этапе проектирования, так и при ее эксплуатации.

Для электродинамического описания многолучевого радиоканала в [5] предложено использовать матрицу S-параметров, объединяющую как коэффициенты передачи между заданными входами, так и коэффициенты отражения от каждого входа. Там же приведено определение элементов матрицы S-параметров эквивалентного многополюсника, моделирующего многовходовую радиосеть с учетом частичного рассогласования входов. Однако нерешенной осталась задача вычисления коэффициентов передачи на основе электродинамического подхода и сопоставление результатов с известными ранее, что и явилось *целью данной работы*.

Рассмотрим частный случай, а именно одностороннюю радиолинию, состоящую из передающей A_1 , приемной A_2 антенн и среды распространения (см. рис. 1, а). К передающей антенне A_1 подключен источник возбуждения с заданным напряжением \dot{U}_1 . К приемной антенне A_2 подключена нагрузка \dot{Z}_H , которая, в общем случае, является комплексной $\dot{Z}_H = R_H + jX_H$. Передающая и приемная антенны располагаются на расстоянии r друг от друга.

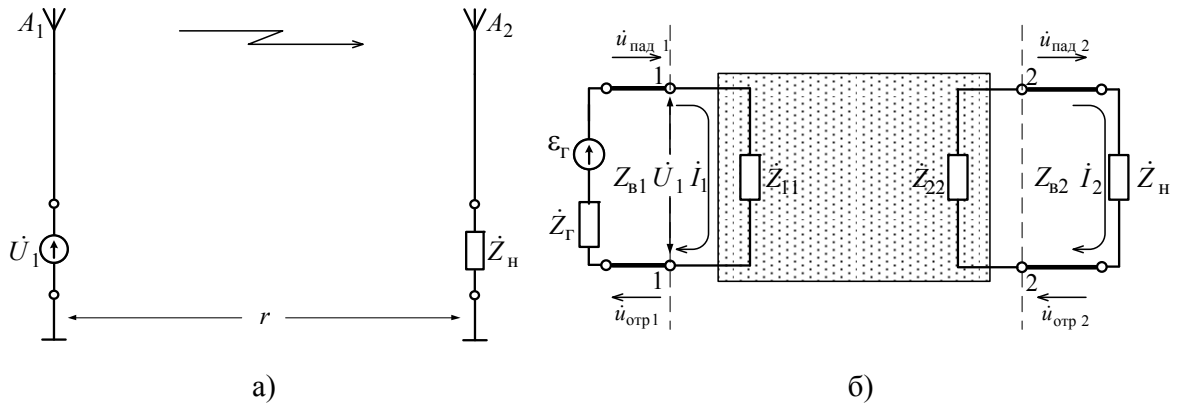


Рисунок 1 – Односторонняя радиопередача и эквивалентный четырехполюсник

Составим для такой радиопередачи эквивалентный четырехполюсник, учитывая при этом, что источник возбуждения ϵ_{Γ} имеет внутреннее сопротивление Z_{Γ} (см. рис. 1, б), антенны обладают собственным входным сопротивлением $Z_{Г1}$ и $Z_{Г2}$ соответственно. Подключение источника возбуждения ϵ_{Γ} к передающей антенне, а также нагрузки к приемной антенне может осуществляться как непосредственно, так и через соответствующие линии передачи с волновыми сопротивлениями $Z_{В1}$ на передающей стороне и $Z_{В2}$ на приемной.

Как отмечено в [5], для описания эквивалентного многополюсника, который для рассматриваемого случая является четырехполюсником, будем использовать матрицу S -параметров. Элементы матрицы S -параметров, а именно коэффициенты передачи \dot{S}_{nm} , где $n \neq m$; n, m – индексы, обозначающие соответствующий вход многополюсника, и коэффициенты отражения \dot{S}_{nn} определяют взаимосвязь амплитуд падающих волн на соответствующих входах или амплитуд отраженных и падающих волн на каждом из входов, в частности

$$\dot{S}_{21} = \frac{\dot{u}_{пад2}}{\dot{u}_{пад1}}; \quad (1)$$

$$\dot{S}_{11} = \frac{\dot{u}_{отр1}}{\dot{u}_{пад1}}. \quad (2)$$

Под амплитудами падающей $\dot{u}_{пад}$ и отраженной $\dot{u}_{отр}$ волн понимают величины, пропорциональные напряжению или току, соответствующие этим волнам, и нормированные таким образом, чтобы мощность, переносимая падающей или отраженной волной, равнялась половине квадрата ее амплитуды [6]. Тогда результирующая мощность, выделяемая на соответствующей нагрузке, будет равна

$$P = \operatorname{Re}(0,5 \dot{U} \dot{I}^*) = 0,5 \left(|\dot{u}_{пад}|^2 - |\dot{u}_{отр}|^2 \right),$$

где * – символ, обозначающий комплексно-сопряженное значение переменной.

Взаимосвязь между токами \dot{I} , напряжениями \dot{U} и нормированными амплитудами падающей $\dot{u}_{пад}$ и отраженной $\dot{u}_{отр}$ волн имеет вид [6]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_{пад} &= 0,5 \left(\dot{U} / \sqrt{Z_{В}} + \dot{I} / \sqrt{Z_{В}} \right); \\ \dot{u}_{отр} &= 0,5 \left(\dot{U} / \sqrt{Z_{В}} - \dot{I} / \sqrt{Z_{В}} \right), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $Z_{В}$ – волновое сопротивление линии передачи, в которой измеряются соответствующие амплитуды падающей $\dot{u}_{пад}$ и отраженной $\dot{u}_{отр}$ волны.

Подставляя (3) в (1) и (3) в (2) соответственно, получаем:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{21} &= \frac{\dot{i}_{\text{пад}2}}{\dot{i}_{\text{пад}1}} = \frac{\frac{\dot{U}_2}{\sqrt{Z_{B2}}} + \dot{i}_2 \sqrt{Z_{B2}}}{\frac{\dot{U}_1}{\sqrt{Z_{B1}}} + \dot{i}_1 \sqrt{Z_{B1}}} = \\ &= \frac{\dot{U}_2 + \dot{i}_2 Z_{B2}}{\dot{U}_1 + \dot{i}_1 Z_{B1}} \cdot \frac{\sqrt{Z_{B1}}}{\sqrt{Z_{B2}}} = \frac{\dot{i}_2 (\dot{Z}_H + Z_{B2}) \sqrt{Z_{B1}}}{\dot{i}_1 (\dot{Z}_{11} + Z_{B1}) \sqrt{Z_{B2}}}; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_{11} &= \frac{\dot{i}_{\text{отр}1}}{\dot{i}_{\text{пад}1}} = \frac{\frac{\dot{U}_1}{\sqrt{Z_{B1}}} - \dot{i}_1 \sqrt{Z_{B1}}}{\frac{\dot{U}_1}{\sqrt{Z_{B1}}} + \dot{i}_1 \sqrt{Z_{B1}}} = \\ &= \frac{\dot{U}_1 - \dot{i}_1 Z_{B1}}{\dot{U}_1 + \dot{i}_1 Z_{B1}} = \frac{\dot{Z}_{11} - Z_{B1}}{\dot{Z}_{11} + Z_{B1}}. \end{aligned} \quad (5)$$

При проектировании любого антенно-фидерного тракта всегда стараются обеспечить максимальное согласование линии передачи с соответствующими нагрузками как на входе, так и на выходе, т. е.

$$\begin{aligned} \dot{Z}_Г &= Z_{B1} = \dot{Z}_{11} = R_{11}, \\ \dot{Z}_Н &= Z_{B2} = \dot{Z}_{22} = R_{22}, \end{aligned}$$

где R_{11} , R_{22} – активные составляющие собственного входного сопротивления соответствующих антенн.

Тогда (4) и (5) можно упростить к виду

$$\dot{S}_{21} = \frac{\dot{i}_2 \sqrt{R_{22}}}{\dot{i}_1 \sqrt{R_{11}}}, \quad (6)$$

$$\dot{S}_{11} = 0. \quad (7)$$

Таким образом, согласно (6), для нахождения коэффициента передачи эквивалентного четырехполюсника необходимо определить отношение токов \dot{i}_2/\dot{i}_1 , протекающих во входных цепях приемной и передающей антенн. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой двухэлементной антенной решетки (рис. 2), один из элементов которой является пассивным и нагруженным на соответствующее сопротивление \dot{Z}_H .

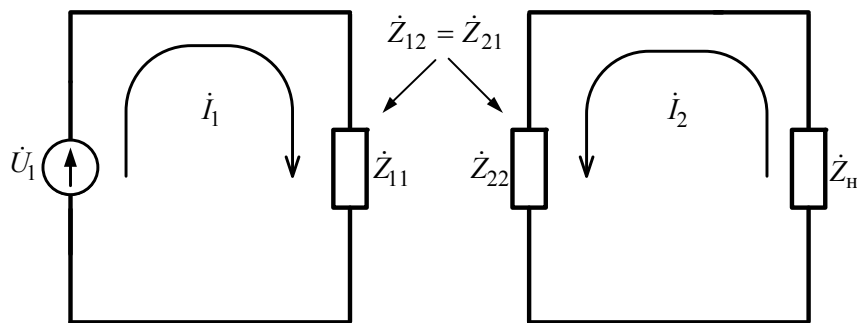


Рисунок 2 – Эквивалентная схема двухэлементной антенной решетки с пассивным элементом

Согласно данной схемы можно записать соответствующие уравнения, связывающие напряжения и токи [7]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 \dot{Z}_{11} + \dot{I}_2 \dot{Z}_{12}; \\ 0 &= \dot{I}_1 \dot{Z}_{21} + \dot{I}_2 (\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_H), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где \dot{Z}_{11} , \dot{Z}_{22} – собственные сопротивления передающей и приемной антенн, пересчитанные относительно их входов; $\dot{Z}_{12} = \dot{Z}_{21}$ – взаимное сопротивление антенн, характеризующее степень взаимного влияния антенн друг на друга.

Проведя соответствующие преобразования (8), получаем:

– с первого уравнения

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \dot{Z}_{11} + \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \dot{Z}_{12}, \quad (9)$$

– со второго уравнения

$$\dot{Z}_{12} = -\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} (\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_H). \quad (10)$$

Объединяя полученный результат (9) и (10), получаем

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_{11} - \frac{\dot{Z}_{12}^2}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_H}}; \\ \dot{I}_2 &= -\frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_H} \cdot \frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_{11} - \frac{\dot{Z}_{12}^2}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_H}}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Подстановка (11) в (6) позволяет получить выражение для коэффициента передачи эквивалентного четырехполюсника

$$\dot{S}_{21} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{\dot{Z}_{22} + \dot{Z}_H} \cdot \frac{\sqrt{R_{22}}}{\sqrt{R_{11}}}$$

или с учетом введенных допущений относительно первоначального согласования линий передачи с соответствующими нагрузками в виде

$$\dot{S}_{21} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{2R_{22}} \cdot \frac{\sqrt{R_{22}}}{\sqrt{R_{11}}} = -\frac{\dot{Z}_{12}}{2\sqrt{R_{11}R_{22}}}. \quad (12)$$

Таким образом, для вычисления коэффициента передачи \dot{S}_{21} эквивалентного многополюсника, характеризующего радиолинию, необходимо определить значение взаимного сопротивления антенн \dot{Z}_{12} . Решение аналогичной задачи приведено в [8], однако представленная там формула для расчета нормированного взаимного сопротивления антенн является асимптотической, когда расстояние между антеннами стремится к бесконечности. В частности, в формуле присутствует множитель, определяющий скалярное произведение выборок из нормированных векторных комплексных характеристик направленности антенн, которые, в свою очередь, рассчитываются в предположении дальней зоны. Таким образом, данная формула не позволяет учитывать влияние близкорасположенных антенн и других препятствий, в результате чего для определения взаимного сопротивления антенн требуется более общий электродинамический подход. Для этого можно воспользоваться методом наводимых ЭДС [6, 8], согласно которому

$$\dot{Z}_{12} = -\frac{1}{\dot{I}_1 \dot{I}_2^*} \int_{s_2} \dot{E}_{12} \cdot \dot{I}_2(s) \cdot d\vec{s}, \quad (13)$$

где

$$\dot{E}_{12} = -j30k \int_{s_1} \left[\dot{I}(s) \dot{G}(r) - \dot{I}(s) k^2 \frac{\partial^2 \dot{G}(r)}{\partial s \partial s} \right] d\vec{s}, \quad (14)$$

$k = 2\pi/\lambda$ – волновое число свободного пространства; $\dot{G}(r) = \exp(-jkr)/r$, $\partial^2 \dot{G}(r)/\partial s \partial s$ – функция

Грина и ее вторая производная; r – расстояние между точками наблюдения и интегрирования; $\dot{I}_1(s)$, $\dot{I}_2(s)$ – функции амплитудно-фазового распределения тока вдоль излучающих структур длиной s_1 и s_2 соответственно; \dot{I}_1 , \dot{I}_2 – комплексные амплитуды токов на входных зажимах антенн.

В результате проведенных преобразований получены формулы (12), (13) и (14), на основании которых можно рассчитать коэффициент передачи эквивалентного четырехполюсника, моделирующего одностороннюю радиолинию.

Проведем анализ полученной математической модели коэффициента передачи применительно к известным результатам, а именно определим коэффициент передачи по мощности в виде $|\dot{S}_{21}|^2$. Для этого введем ряд упрощений. Будем считать, что передающая и приемная антенны расположены на достаточном удалении, при котором может быть использовано понятие дальней зоны. Тогда (14) можно записать в виде

$$\dot{E}_{12} \cong -j30k \int_{s_1} \dot{I}_1(s) \cdot \dot{G}(r) \cdot d\bar{s}. \quad (15)$$

Учтем также, что антенны возбуждены синфазно и равноамплитудно, что позволяет еще более упростить (15)

$$\bar{E}_{12} \cong -j30kI_1h_1 \exp(-jkr_0) / r_0, \quad (16)$$

и, соответственно, с использованием (14) определить взаимное сопротивление антенн \dot{Z}_{12} в виде

$$\dot{Z}_{12} = -j30kh_1h_2 \exp(-jkr_0) / r_0, \quad (17)$$

где h_1 , h_2 – действующие длины (высоты) передающей и приемной антенны соответственно; r_0 – расстояние между точкой наблюдения и фазовым центром антенны.

В общем виде значения действующих длин антенн могут быть определены на основании выражений [7, 9]

$$h_1 = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{\pi G_1 R_{11}}{Z_c}}; \quad h_2 = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{\pi G_2 R_{22}}{Z_c}}, \quad (18)$$

где $Z_c = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства; G_1 , G_2 – коэффициенты усиления соответствующих антенн; R_{11} , R_{22} – активные составляющие собственных сопротивлений антенн, пересчитанные относительно их входа.

Произведя соответствующие преобразования (12) с учетом (17) и (18), получаем

$$|\dot{S}_{21}|^2 = \frac{|\dot{Z}_{12}|^2}{4R_{11}R_{22}} = G_1G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2. \quad (19)$$

Полученное выражение полностью совпадает с известным уравнением радиоканала [8, 10], согласно которому вычисляется мощность сигнала на входе приемника при условии полного согласования антенн по входному сопротивлению, по поляризации и направлению прихода электромагнитной волны

$$P_2 = P_1 K_p = P_1 G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2,$$

где $K_p = |\dot{S}_{21}|^2$ – коэффициент передачи по мощности.

Таким образом, в данной работе получена математическая модель коэффициента передачи на основе электродинамического подхода (12)...(14). Данная модель позволяет определить коэффициент передачи в комплексном виде \dot{S}_{21} , т.е. модуль $|\dot{S}_{21}|$ и аргумент $\arg(\dot{S}_{21})$ коэффициента передачи, что особенно важно при реализации методов пространственно-временной обработки сигналов на приемной стороне радиолинии. Особенностью данной математической модели является общий электродинамический подход, позволяющий учесть поляризационное рассогласование антенн, направленные свойства соответствующих антенн. Такая математическая модель является базовой и может быть обобщена на случай, когда используется множество антенн как на передаче, так и на приеме.

К основным направлениям дальнейших исследований в данной области следует отнести разработку алгоритма расчета взаимного импеданса проволочных антенн, произвольным образом расположенных в пространстве и описываемых в параметрической форме, анализ многолучевого радиоканала с учетом близкорасположенных и (или) удаленных антенн и других объектов.

Литература

1. *Величко В.В.* Передача данных в сетях мобильной связи третьего поколения / Величко В.В.; под ред. Ю.Б. Зубарева. – М.: Радио и связь, Горячая линия – Телеком, 2005. – 332 с.
2. *Рожновская И.Ю.* Анализ пропускной способности многолучевого радиоканала для MIMO-систем / И.Ю. Рожновская, С.В. Нестерук, М.Б. Проценко // Мат. IX Харьковской конференции молодых ученых «Радиофизика и электроника, биофизика», (Харьков, 1-3 дек. 2009 г.) – Харьков, Украина. – 2009. – С.107.
3. *Bizaki H.K.* MIMO Systems, Theory and Applications / Bizaki H.K. – InTech, 2011. – 488 p.
4. *Шахнович И.В.* Современные технологии беспроводной связи / Шахнович И.В. — М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
5. *Проценко М.Б.* Электродинамическое описание радиоканала на основе матрицы S-параметров / М.Б. Проценко, И.Ю. Рожновская // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – Одесса, 2011. – № 1. – С. 25 — 32.
6. *Коротковолновые антенны* / [Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. и др.]; под ред. Г.З. Айзенберга. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
7. *Марков Г.Т.* Антенны: учебник [для студ. радиотехн. спец. вузов] / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов — [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
8. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ: учебник [для студ. радиотехн. спец. вузов] / Сазонов Д.М. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.
9. *Драбкин А.Л.* Антенно-фидерные устройства / Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. — [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Сов. радио, 1974. – 536 с.
10. *Организация беспроводных сетей* / [Пролетарский А.В., Баскаков И.В., Федотов Р.А. и др.]; под ред. К.А. Пупкова. – М., 2006. – 181 с.