

**ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ РАДИОКАНАЛА НА ОСНОВЕ  
 МАТРИЦЫ S-ПАРАМЕТРОВ**

**ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИЙ ОПИС РАДІОКАНАЛУ НА ОСНОВІ  
 МАТРИЦІ S-ПАРАМЕТРІВ**

**ELECTROMAGNETIC DESCRIPTION OF RADIO CHANNEL IN TERMS  
 OF MATRIX OF S-PARAMETERS**

**Аннотация.** В статье представлены матрица S-параметров для электродинамического описания радиоканала и выражения для определения ее основных элементов. Особенностью полученной матрицы является то, что она учитывает частичное рассогласование входных цепей со стороны источника и двухполяризованного приемника сигналов, что позволяет учесть электродинамические особенности радиоканала, влияющие на его пропускную способность.

**Анотація.** В статті представлені матриця S-параметрів для електродинамічного опису радіоканалу та вирази для визначення її основних елементів. Особливістю отриманої матриці є те, що вона враховує часткове розузгодження вхідних кіл з боку джерела та двополяризаційного приймача сигналів, що дозволяє врахувати електродинамічні особливості радіоканалу, які впливають на його пропускну здатність.

**Summary.** Matrix of S-parameters for electromagnetic description of radio channel and expressions for its basic elements are presented in the article. The peculiarity of the matrix is that the partial mismatch on the side of the signal source and on the dual-polarized receiving end is taken into account. It allows to consider electromagnetic peculiarities of radio channel affecting its capacity.

На современном этапе развития беспроводных телекоммуникационных систем возникла проблема, связанная с тем, что реальные значения пропускной способности указанных систем, регламентируемые стандартами, значительно меньше, чем теоретические [1]. Несоответствие теоретических и практических результатов исследований обусловлено тем, что на этапе создания моделей указанных систем имеет место ряд допущений [2]. В частности, при моделировании беспроводных систем связи пренебрегают электродинамическими свойствами радиоканала [3], такими как рассеяние, поглощение электромагнитных волн, поляризационные эффекты при распространении электромагнитного поля в реальных условиях, а также взаимным влиянием элементов многоканальных антенных систем и др. Учет перечисленных свойств радиоканала при его моделировании позволит не только выявить и обосновать причины снижения пропускной способности реального радиоканала, но и дать рекомендации по их предупреждению.

Наиболее предпочтительным способом описания радиоканала современных беспроводных систем, работающих в микроволновом диапазоне, с учетом описания элементов диаграммообразующих схем (ДОС), экспериментального исследования входных и выходных характеристик ДОС, входных характеристик соответствующих антенн, является система S-параметров. Например, в работах [2, 4] проведен анализ радиоканала с учетом реально взаимодействующих антенных излучателей с помощью матрицы S-параметров. Традиционно в теории СВЧ-цепей элементы матрицы S-параметров на заданных входах многополюсника, описывающего радиоканал, определяются при условии полного согласования других входов многополюсника, т. е. при отсутствии на них падающих волн (напряжения и токи нормируют по волновому сопротивлению, заданному в вещественном виде) [5]. Однако в литературе не описан случай, когда входные сопротивления представляются в комплексном виде, что приводит к тому, что традиционная матрица S-параметров не учитывает ряд специфических электродинамических факторов, таких как невозможность полного согласования антенно-фидерных трактов в полосе частот, неидентичность высокочастотных трактов обработки сигналов на приемной стороне и др.

Поэтому целью данной статьи является получение матрицы S-параметров для описания радиоканала при условии, что входные сопротивления представлены в комплексном виде, т.е. с учетом частичного рассогласования входных цепей со стороны источника и приемников сигнала, которая позволит учесть электродинамические особенности радиоканала, влияющие на его пропускную способность.

Рассмотрим радиоканал системы беспроводной связи (рис. 1), который состоит из передающего модуля с выходным сопротивлением  $Z_T$ , радиолинии (на рис. 1 очерчена штрихпунктирной линией) и двухканального приемного модуля со входными сопротивлениями  $Z_{R_1}$  и  $Z_{R_2}$ . Радиолиния состоит из передающей и приемной антенны и среды распространения.

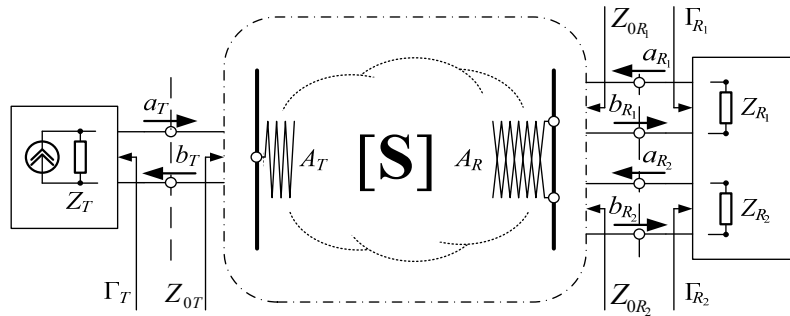


Рисунок 1 – Радиоканал системы беспроводной связи

В современных антенно-фидерных трактах длина фидера равна нулю, так как приемо-передающее оборудование объединено с антенной в виде моноблока [6]. Передающая и приемная антенны характеризуются соответствующими входными сопротивлениями  $Z_{0T}$  и  $Z_{0R_1}$ ,  $Z_{0R_2}$ . Взаимная ориентация антенн одна относительно другой определяется сферическими координатами  $(r, \theta, \varphi)$ . Передающая антенна  $A_T$  формирует электромагнитное поле с заданной пространственно-поляризационной структурой. Приемная антенна  $A_R$ , в общем случае двухполяризационная совмещенная, обеспечивает выделение электромагнитных колебаний пропорциональных электрической напряженности ортогональных поляризационных компонент электромагнитного поля. Примерами таких антенн являются турникетная антенна [5], двухходовая спиральная антенна, выполненная на цилиндрической или конической поверхности [7], микрополосковая антенна [8] и др.

Среда распространения, передающая антенна  $A_T$  и приемная антенна  $A_R$  образуют эквивалентный многополюсник (в данном случае  $2 \times 3$ -полюсник), который может быть описан в матричной форме, например, с использованием параметров рассеяния или  $S$ -параметров, сопротивлений или проводимостей и др. [5]. Входные сопротивления передающей антенны  $Z_{0T}$ , приемной антенны  $Z_{0R_1}$ ,  $Z_{0R_2}$  в сечениях соответствующих входов совпадают с волновыми сопротивлениями одноименных входов многополюсника.

В частности, на основе матричного описания эквивалентного многополюсника в системе  $S$ -параметров можно записать [5]

$$[\mathbf{b}] = [\mathbf{S}][\mathbf{a}]$$

или

$$\begin{bmatrix} b_T \\ b_{R_1} \\ b_{R_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{TT}(r, \theta, \varphi) & S_{TR_1}(r, \theta, \varphi) & S_{TR_2}(r, \theta, \varphi) \\ S_{R_1T}(r, \theta, \varphi) & S_{R_1R_1}(r, \theta, \varphi) & S_{R_1R_2}(r, \theta, \varphi) \\ S_{R_2T}(r, \theta, \varphi) & S_{R_2R_1}(r, \theta, \varphi) & S_{R_2R_2}(r, \theta, \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_T \\ a_{R_1} \\ a_{R_2} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $b, a$  – комплексные амплитуды напряжений отраженной и падающей волн (падающие волны распространяются в направлении к многополюснику, а отраженные – от многополюсника [5]) в плоскостях отсчета фаз, проходящих через соответствующие входы эквивалентного многополюсника, (на рис. 1 показаны плоскости отсчета фаз пунктирной линией); индексы  $T, R_1, R_2$  определяют соответствующий антенный вход ( $T$  – вход передающей антенны  $A_T$ ;  $R_1, R_2$  – входы (выходы) приемной двухполяризационной антенны  $A_R$ ); аргумент  $(r, \theta, \varphi)$  показывает функциональную зависимость переменных от пространственного расположения антенн.

Элементы матрицы  $S_{TT}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_1R_1}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2R_2}(r, \theta, \varphi)$  есть коэффициенты отражения от соответствующих входов антенн. Элементы матрицы  $S_{R_1T}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{TR_1}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2T}(r, \theta, \varphi)$ ,

$S_{TR_2}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_1R_2}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2R_1}(r, \theta, \varphi)$  – коэффициенты передачи между антеннами (входами антенны), причем параметры  $S_{R_1R_2}(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2R_1}(r, \theta, \varphi)$  определяют взаимное влияние между ортогональными входами двухполяризационной приемной антенны.

Введенный термин «ортогональные входы» двухполяризационной приемной антенны означает, что на соответствующих входах приемной антенны происходит выделение сигналов пропорциональных электрической напряженности ортогональных поляризационных компонент электромагнитного поля.

Для того, чтобы учесть электродинамические факторы, такие как невозможность полного согласования антенно-фидерных трактов в полосе частот, неидентичность высокочастотных трактов обработки сигналов на приемной стороне и др., будем считать, что элементы матрицы  $S$ -параметров в этом случае связывают отраженные и падающие волны напряжений в частично рассогласованных антенно-фидерных трактах со стороны источника сигнала и со стороны приемников сигнала. Другими словами, рассогласование возникает в результате того, что на передающей стороне  $Z_T \neq Z_{0T}$ , а на приемной стороне  $Z_{0R_1} \neq Z_{R_1}$ ,  $Z_{0R_2} \neq Z_{R_2}$  (указанные сопротивления являются комплексными величинами), отсюда следует, что данное рассогласование учитывается соответствующими коэффициентами отражения  $\Gamma \neq 0$  (см. рис. 1), которые соответственно связывают выходное сопротивление  $Z_T$  передающего модуля с входными сопротивлениями передающей антенны  $Z_{0T}$ , а также входные сопротивления  $Z_{R_1}$  и  $Z_{R_2}$  ортогональных входов приемного модуля с входными сопротивлениями приемной антенны  $Z_{0R_1}$ ,  $Z_{0R_2}$  на соответствующих входах. В общем случае  $Z_{0T}$  и  $Z_{0R_1}$ ,  $Z_{0R_2}$  могут иметь различные значения в зависимости от типа, конструктивных особенностей и частоты возбуждения антенн.

Коэффициент отражения  $\Gamma$  вводится как комплексная переменная, связывающая сопротивление нагрузки  $Z_n$  с волновым сопротивлением  $Z_0$  линии передачи на основании формулы [5]

$$Z_n = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0. \quad (2)$$

Таким образом, из (2), с учетом введенных обозначений, следует, что взаимосвязь между указанными сопротивлениями  $Z_T$ ,  $Z_{R_1}$ ,  $Z_{R_2}$  и  $Z_{0T}$ ,  $Z_{0R_1}$ ,  $Z_{0R_2}$  для соответствующих коэффициентов отражения  $\Gamma_T$ ,  $\Gamma_{R_1}$  и  $\Gamma_{R_2}$  определяется на основании следующих формул

$$\begin{aligned} \Gamma_T &= \frac{Z_T - Z_{0T}}{Z_T + Z_{0T}}; \\ \Gamma_{R_1} &= \frac{Z_{R_1} - Z_{0R_1}}{Z_{R_1} + Z_{0R_1}}; \\ \Gamma_{R_2} &= \frac{Z_{R_2} - Z_{0R_2}}{Z_{R_2} + Z_{0R_2}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Матрицу  $S$ -параметров, которая описывает многополюсник, образованный многополюсником (см. рис. 1) с существующими нагрузками на него (при условии, что  $Z_T \neq Z_{0T}$ ,  $Z_{0R_1} \neq Z_{R_1}$ ,  $Z_{0R_2} \neq Z_{R_2}$ ), для удобства обозначим как матрицу  $S^+$ -параметров, где, аналогично как в (1), элементы матрицы  $S_{TT}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_1R_1}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2R_2}^+(r, \theta, \varphi)$  – коэффициенты отражения от соответствующих входов, а  $S_{R_1T}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{TR_1}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2T}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{TR_2}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_1R_2}^+(r, \theta, \varphi)$ ,  $S_{R_2R_1}^+(r, \theta, \varphi)$  — коэффициенты передачи между соответствующими входами, а комплексные амплитуды напряжений отраженной и падающей волн совпадают с аналогичными в (1).

Для нахождения элементов матрицы  $S^+$ -параметров с учетом частичного рассогласования входных цепей со стороны источника и приемников сигнала воспользуемся теорией графов [9]. Преимуществом такого представления является то, что решение уравнений наглядно выражается структурой графа. Согласно данной теории составим сигнальный граф (рис. 2), который состоит из

шести узлов, соответственно  $b_T, b_{R_1}, b_{R_2}$  и  $a_T, a_{R_1}, a_{R_2}$ , характеризующих узловые сигналы в виде комплексных амплитуд отраженных и падающих волн. Узлы соединены направленными ветвями. Каждая ветвь обозначена соответствующей переменной, определяющей или элемент матрицы  $S$ -параметров ( $S_{TT}, S_{R_1R_1}, S_{R_2R_2}, S_{R_1T}, S_{R_2T}, S_{TR_1}, S_{TR_2}, S_{R_1R_2}, S_{R_2R_1}$ ) или коэффициент отражения со стороны источника  $\Gamma_T$  или приемников сигнала  $\Gamma_{R_1}, \Gamma_{R_2}$ . С целью упрощения записи выражений для определения элементов матрицы  $S^+$ -параметров аргумент  $(r, \theta, \varphi)$  при элементах матриц  $S$ -параметров и  $S^+$ -параметров в дальнейшем опустим.

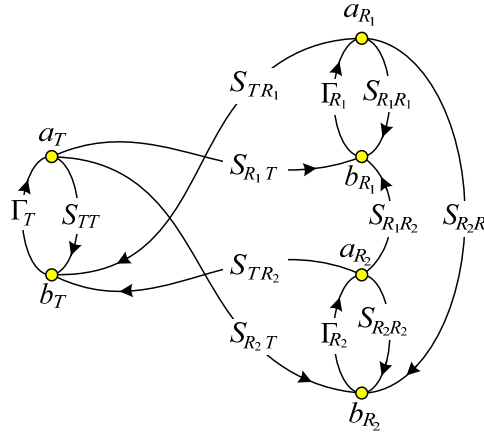


Рисунок 2 – Сигнальный граф

Для вычисления коэффициентов передачи между узлами сигнального графа, представленного на рис. 2, воспользуемся правилом С. Мэзона, согласно которому коэффициент передачи между исходящим  $x$  и входящим  $y$  узлами сигнального графа определяется на основании формулы [9]

$$\frac{y}{x} = \frac{\sum P_i \Delta_i}{\Delta}, \quad (4)$$

где  $x, y$  – исходящий и входящий узел сигнального графа соответственно;  $P_i$  – возможные пути прохождения сигнала от узла  $x$  к узлу  $y$ ;  $\Delta$  – определитель, учитывающий количество контуров в сигнальном графе, их взаимное расположение друг относительно друга (соприкасающиеся или не соприкасающиеся), коэффициенты передачи контуров и произведения коэффициентов передачи контуров;  $\Delta_i$  – алгебраическое дополнение  $i$ -го пути – то же самое, что и  $\Delta$ , но в котором исключены контуры (коэффициенты передачи контуров, произведение коэффициентов передачи контуров), соприкасающиеся с рассматриваемыми путями  $P_i$ .

В общем случае определитель  $\Delta$  равен [9]

$$\Delta = 1 - \sum_i L_i^{(1)} + \sum_i L_i^{(2)} - \sum_i L_i^{(3)} + \dots, \quad (5)$$

где  $L_i^{(r)}$  – произведение  $i$ -й возможной комбинации  $r$  некасающихся контуров (коэффициентов передачи контуров).

Определим коэффициент передачи между исходящим узлом  $a_T$  и входящим узлом  $b_{R_1}$  (см. рис. 2), который соответствует элементу  $S_{R_1T}^+$  (коэффициент передачи между входами антенны) матрицы  $S^+$ -параметров. Для этого случая можем выделить два пути (см. рис. 3) с коэффициентами передачи, равными

$$\begin{aligned} P_1 &= S_{R_1T}; \\ P_2 &= S_{R_2T} \Gamma_{R_2} S_{R_1R_2}. \end{aligned} \quad (6)$$

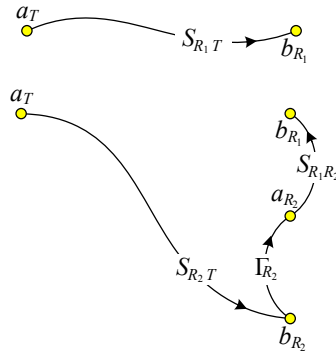


Рисунок 3 – Возможные пути прохождения сигнала из узла  $a_T$  в узел  $b_{R_1}$

Визуальный анализ сигнального графа (см. рис. 2) позволил выделить также восемь контуров ( $L_1, L_2, \dots, L_8$ ) (рис. 4), коэффициенты передачи которых соответственно равны

$$\begin{aligned}
 L_1^{(1)} &= S_{TT} \Gamma_T; \\
 L_2^{(1)} &= S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1}; \\
 L_3^{(1)} &= S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}; \\
 L_4^{(1)} &= S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T; \\
 L_5^{(1)} &= S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T; \\
 L_6^{(1)} &= S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T; \\
 L_7^{(1)} &= S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T; \\
 L_8^{(1)} &= S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1}.
 \end{aligned} \tag{7}$$

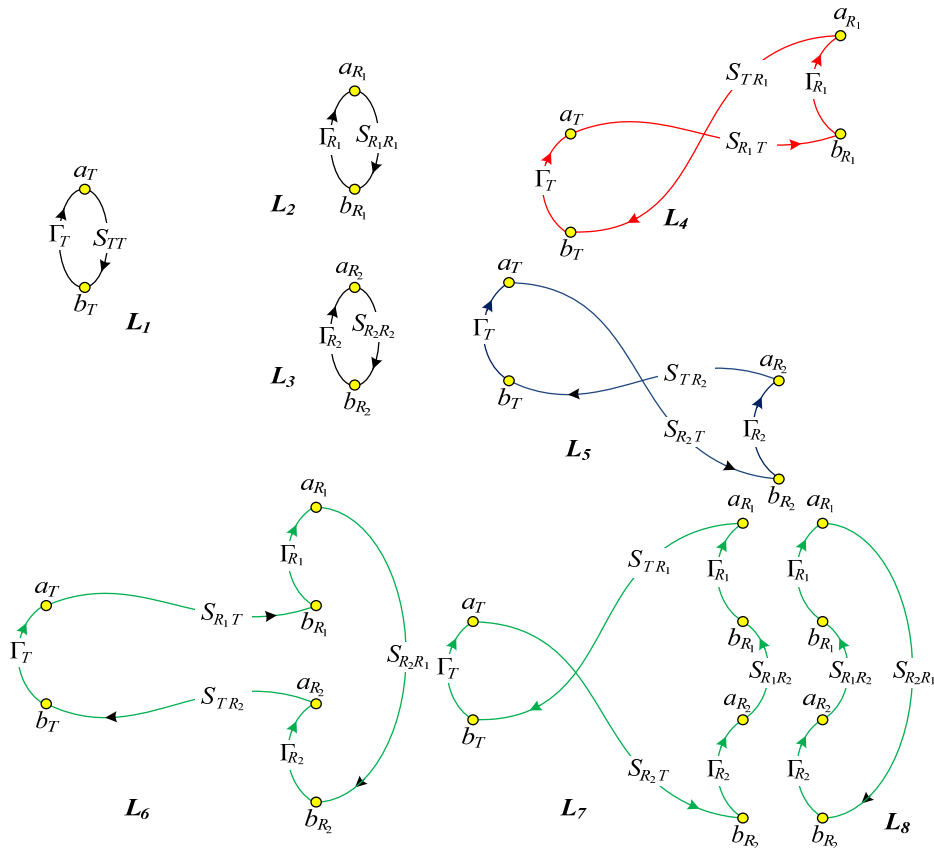


Рисунок 4 – Контурсы сигнального графа

Из этих восьми контуров могут быть составлены шесть произведений коэффициентов передачи для двух несоприкасающихся контуров, а именно:

$$\begin{aligned}
 L_1^{(2)} &= L_1^{(1)} L_2^{(1)} = S_{TT} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1}; \\
 L_2^{(2)} &= L_1^{(1)} L_3^{(1)} = S_{TT} \Gamma_T S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}; \\
 L_3^{(2)} &= L_2^{(1)} L_3^{(1)} = S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}; \\
 L_4^{(2)} &= L_4^{(1)} L_3^{(1)} = S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}; \\
 L_5^{(2)} &= L_5^{(1)} L_2^{(1)} = S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1}; \\
 L_6^{(2)} &= L_8^{(1)} L_1^{(1)} = S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TT} \Gamma_T
 \end{aligned} \tag{8}$$

и одно произведение коэффициентов передачи трех несоприкасающихся контуров

$$L_1^{(3)} = L_1^{(1)} L_2^{(1)} L_3^{(1)} = S_{TT} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}. \tag{9}$$

Для определения множителей  $\Delta_i$  выделим контуры, которые соприкасаются или даже являются частью соответствующих путей  $P_i$  и исключим их из рассмотрения. Так, с путем  $P_2$ , в той или иной степени, соприкасаются все выделенные контуры, а с путем  $P_1$  не соприкасается только один контур  $L_3$ . Тогда выражения для соответствующих множителей  $\Delta_i$  можно записать в виде:

$$\begin{aligned}
 \Delta_1 &= 1 - L_3^{(1)}; \\
 \Delta_2 &= 1.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Таким образом, объединив результаты проведенного анализа, запишем выражение (4), которое соответствует элементу  $S_{R_1 T}^+$  матрицы  $S^+$ -параметров, в виде

$$\begin{aligned}
 S_{R_1 T}^+ = b_{R_1} a_T^{-1} &= [P_1(1 - L_3^{(1)}) + P_2] \left[ 1 - (L_1^{(1)} + L_2^{(1)} + L_3^{(1)} + L_4^{(1)} + L_5^{(1)} + L_6^{(1)} + L_7^{(1)} + L_8^{(1)}) + \right. \\
 &\quad \left. + (L_1^{(2)} + L_2^{(2)} + L_3^{(2)} + L_4^{(2)} + L_5^{(2)} + L_6^{(2)}) - L_1^{(3)} \right]^{-1}
 \end{aligned} \tag{11}$$

или с учетом выражений (6) ... (9) в расширенном виде

$$\begin{aligned}
 S_{R_1 T}^+ &= [S_{R_1 T} (1 - S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}) + S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2}] \times \\
 &\times [1 - (S_{TT} \Gamma_T + S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} + S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T + \\
 &+ S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T + S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T + \\
 &+ S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T + S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1}) + \\
 &+ (S_{TT} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} + S_{TT} \Gamma_T S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + \\
 &+ S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} + \\
 &+ S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TT} \Gamma_T) - S_{TT} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}]^{-1}.
 \end{aligned} \tag{12}$$

На следующем этапе определим коэффициент передачи между исходящим узлом  $a_T$  и входящим узлом  $b_T$ , который соответствует элементу  $S_{TT}^+$  (коэффициент отражения от соответствующего входа антенны) матрицы  $S^+$ -параметров. Для этого случая можем выделить пять путей (см. рис. 5) с коэффициентами передачи, равными

$$\begin{aligned}
 P_3 &= S_{TT}; \\
 P_4 &= S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1}; \\
 P_5 &= S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2}; \\
 P_6 &= S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{TR_2}; \\
 P_7 &= S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TR_1}.
 \end{aligned} \tag{13}$$

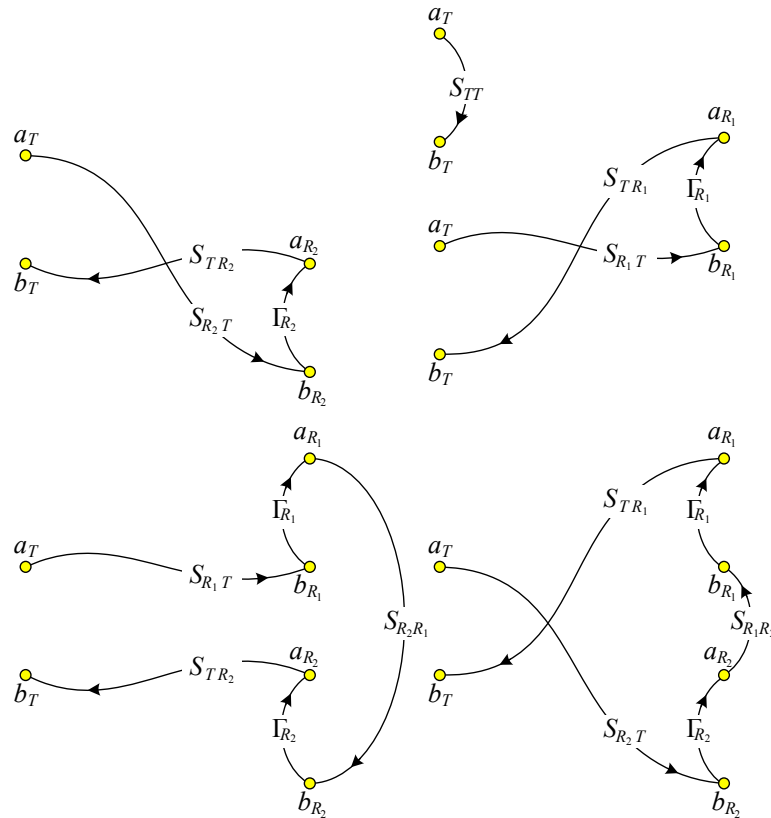


Рисунок 5 – Возможные пути прохождения сигнала из узла  $a_T$  в узел  $b_T$

Визуальный анализ выделенных путей (13) и их взаимное расположение с выделенными контурами (7) позволил установить, что с путем  $P_3$  не соприкасаются контуры  $L_2$ ,  $L_3$  и  $L_8$ , с путями  $P_4$  и  $P_5$  не соприкасаются контуры  $L_3$  и  $L_2$  соответственно, и с путями  $P_6$  и  $P_7$  соприкасаются все выделенные контуры. На основании этого можно определить соответствующие множители  $\Delta_i$  и записать их в виде

$$\begin{aligned} \Delta_3 &= 1 - (L_2^{(1)} + L_3^{(1)} + L_8^{(1)}) + L_2^{(1)}L_3^{(1)}; \\ \Delta_4 &= 1 - L_3^{(1)}; \\ \Delta_5 &= 1 - L_2^{(1)}; \\ \Delta_6 &= 1; \\ \Delta_7 &= 1. \end{aligned} \tag{14}$$

Таким образом, объединив результаты проведенного анализа, запишем выражение (4), которое соответствует элементу  $S_{TT}^+$  матрицы  $S^+$ -параметров, в виде

$$\begin{aligned} S_{TT}^+ = b_T a_T^{-1} &= [P_3(1 - (L_2^{(1)} + L_3^{(1)} + L_8^{(1)}) + L_2^{(1)}L_3^{(1)}) + P_4(1 - L_3^{(1)}) + P_5(1 - L_2^{(1)}) + \\ &+ P_6 + P_7] [1 - (L_1^{(1)} + L_2^{(1)} + L_3^{(1)} + L_4^{(1)} + L_5^{(1)} + L_6^{(1)} + L_7^{(1)} + L_8^{(1)}) + \\ &+ (L_1^{(2)} + L_2^{(2)} + L_3^{(2)} + L_4^{(2)} + L_5^{(2)} + L_6^{(2)}) - L_1^{(3)}]^{-1} \end{aligned} \tag{15}$$

или с учетом (6) ... (8), (13) в расширенном виде

$$\begin{aligned} S_{TT}^+ &= [S_{TT}(1 - (S_{R_1R_1} \Gamma_{R_1} + S_{R_2R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_2R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1R_2} \Gamma_{R_1}) + \\ &+ S_{R_1R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2R_2} \Gamma_{R_2}) + S_{R_1T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1}(1 - S_{R_2R_2} \Gamma_{R_2}) + \\ &+ S_{R_2T} \Gamma_{R_2} S_{R_1R_2} \Gamma_{R_1} S_{TR_1}] \times \\ &+ S_{R_2T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2}(1 - S_{R_1R_1} \Gamma_{R_1}) + S_{R_1T} \Gamma_{R_1} S_{R_2R_1} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times [1 - (S_{TT} \Gamma_T + S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} + S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T + \\ & + S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T + S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T + \\ & + S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T + S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1}) + \\ & + (S_{TT} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} + S_{TT} \Gamma_T S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + \\ & + S_{R_1 T} \Gamma_{R_1} S_{TR_1} \Gamma_T S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2} + S_{R_2 T} \Gamma_{R_2} S_{TR_2} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} + \\ & + S_{R_2 R_1} \Gamma_{R_2} S_{R_1 R_2} \Gamma_{R_1} S_{TT} \Gamma_T) - S_{TT} \Gamma_T S_{R_1 R_1} \Gamma_{R_1} S_{R_2 R_2} \Gamma_{R_2}]^{-1}. \end{aligned} \quad (16)$$

Выражения для определения всех остальных элементов матрицы  $S^+$ -параметров получены аналогичным образом, но ввиду громоздкости в тексте статьи они не представлены. Выражения для определения элементов  $S_{TR_1}^+$ ,  $S_{R_2 T}^+$ ,  $S_{TR_2}^+$ ,  $S_{R_1 R_2}^+$ ,  $S_{R_2 R_1}^+$  (коэффициенты передачи между входами антенны) матрицы  $S^+$ -параметров, которые соответствуют коэффициентам передачи между узлами  $a_{R_1} \rightarrow b_T$ ,  $a_T \rightarrow b_{R_2}$ ,  $a_{R_2} \rightarrow b_T$ ,  $a_{R_2} \rightarrow b_{R_1}$  и  $a_{R_1} \rightarrow b_{R_2}$ , будут аналогичны выражениям (11) и (12), а для элементов  $S_{R_1 R_1}^+$ ,  $S_{R_2 R_2}^+$  (коэффициенты отражения от соответствующих входов антенн), которые соответствуют коэффициентам передачи между узлами  $a_{R_1} \rightarrow b_{R_1}$  и  $a_{R_2} \rightarrow b_{R_2}$  – аналогичны выражениям (15) и (16). Отличия будут наблюдаться только в обозначении путей  $P_i$  (коэффициенте передачи пути) и обозначении контуров (коэффициентов передачи контуров), определенных при вычислении  $\Delta_i$ .

При полном согласовании входов эквивалентного многополюсника, т. е. при  $\Gamma_T = 0$ ,  $\Gamma_{R_1} = 0$  и  $\Gamma_{R_2} = 0$ , элементы матрицы  $S^+$ -параметров преобразовываются в соответствующие элементы традиционной матрицы  $S$ -параметров.

Таким образом, в данной статье на основе использования основных положений теории сигнальных графов получены матрица  $S$ -параметров для электродинамического описания радиоканала и выражения для определения ее основных элементов, таких как коэффициент передачи и коэффициент отражения. Полученная матрица  $S$ -параметров учитывает частичное рассогласование входных цепей со стороны источника и приемников сигнала, что позволяет учесть электродинамические особенности радиоканала, влияющие на его пропускную способность. К основным направлениям дальнейших исследований следует отнести электродинамическое описание коэффициентов передачи полученной матрицы  $S$ -параметров и их многопараметрический анализ.

### Литература

1. Yaoqing Yang. An Experimental Investigation of Wideband MIMO Channel Characteristics Based on Outdoor Non-LOS Measurements at 1.8 GHz / Yaoqing Yang, Guanghan Xu, Hao Ling // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2006. – Vol. 54. – No. 11. – P. 3274–3284.
2. Пономарев Л.И. Оптимизация спектральной эффективности в многоканальных системах сотовой связи / Л.И. Пономарев, А.И. Скородумов // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – № 1. – С. 81–97.
3. Jensen M.A. A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications / Michael A. Jensen, Jon W. Wallace // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2004. – Vol. 52. – No. 11. – P. 2810–2824.
4. Morris M.L. Network Model for MIMO Systems With Coupled Antennas and Noisy Amplifiers / Matthew L. Morris, Michael A. Jensen // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2005. – Vol. 53. – No. 1. – P. 545–552.
5. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. [для студ. радиотехн. спец. вузов] / Сазонов Д.М. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.
6. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами: учеб. пос. [для вузов] / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
7. Юрцев О.А. Спиральные антенны / Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. – М.: Сов. радио, 1974. – 224 с.
8. Нефедов Е.Н. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства / Нефедов Е.Н., Козловский В.В., Згурский А.В. – К.: Техника, 1990. – 160 с.
9. Мэзон С. Электронные цепи, сигналы и системы / С. Мэзон, Г. Циммерман; пер с англ. А.А. Соколова, И.В. Соловьева; под ред. И.А. Ионкина. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 620 с.