УДК 621.372

Н.Д. Малютин, Т.Х. Бибиков, И.В. Большанин, А.Г. Лощилов, С.Б. Сунцов, Э.В. Семенов

# Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией

Решена задача экстракции эквивалентных первичных параметров в виде матриц L, C, R, G связанных линий (СЛ) различных типов (полосковых, коаксиальных, витых пар). Исходными данными являются измеренные матрицы рассеяния отрезков СЛ, нагруженных на известные сопротивления. Измерения проводятся в нескольких характеристических режимах возбуждения. Разработаны метод и алгоритмы, позволяющие восстанавливать первичные параметры СЛ. Точность определения первичных параметров определяется погрешностями измерения матрицы рассеяния. Приведены экспериментальные результаты экстракции первичных параметров витой пары в экранирующей оболочке. Показано, что первичные параметры существенным образом зависят от частоты. Использование получаемых первичных параметров позволяет более точно моделировать устройства ВЧ- и СВЧ диапазонов, включающие отрезки связанных линий с потерями и дисперсией.

Ключевые слова: связанные линии с потерями и дисперсией параметров, экстракция первичных параметров, анализ устройств ВЧ- и СВЧ-диапазонов.

Как известно [1–4], связанные линии (СЛ), отличительным конструктивным признаком которых является неравенство длины проводников в области связи, характеризуются неравенством и дисперсией фазовых скоростей нормальных волн. К связанным линиям такого класса относятся, например, меандровая линия, перекрытая сплошной полоской [1], СЛ типа витая пара в экране [5] и др. В данной работе поставлена цель решения задачи экстракции первичных параметров СЛ по данным измерения матриц рассеяния в частотном диапазоне, а также построения модели связанных линий, в которой используются полученные эквивалентные первичные параметры.

Постановка задачи экстракции эквивалентных первичных параметров по данным измерений. Одним из путей определения первичных параметров СЛ является измерение матриц коэффициентов рассеяния *s* устройств, содержащих связанные линии, на современных приборах: векторных анализаторах цепей при воздействии ЛЧМ-сигналов [6], импульсных векторных анализаторах цепей [7–9]. При этом первичные параметры (матрицы емкостей C, индуктивностей L, сопротивлений R и проводимостей G) связанных линий определяются лишь косвенно. Определение C, L, R и G с помощью *LCRG*-измерителей, если в связанных проводниках имеет место частотная зависимость первичных параметров, некорректно, поскольку изменение частоты приводит к изменению электрической длины линий передачи. В этом случае прямыми измерениями получаются уже не C, L, R и G, а зависящие от них вторичные параметры.

Исходя из сказанного, была поставлена задача разработки метода экстракции первичных параметров, базирующегося на получении данных измерения матрицы *s* в заданном диапазоне частот и данных расчета матриц C, L, R, G на низких частотах, при которых электрическая длина проводников не превышает значения  $\approx 0,05$  рад. Возникающее при такой постановке задачи противоречие в определении первичных параметров (согласно теории T-волн C, L не должны зависеть от частоты [10–12]) устраняется введением эквивалентных первичных параметров. Критерий корректности отыскания эквивалентных первичных параметров – соответствие матриц *s*, рассчитанных и экспериментально полученных в определенном диапазоне частот. При этом за основу берется модель для анализа квази-T-волн в связанных линиях, позволяющая учитывать потери и дисперсию фазовых скоростей нормальных волн [2–4].

Исходные данные для определения первичных параметров по данным измерения матричных параметров. Измерение матричных параметров, в частности матрицы *s*, в настоящее время наиболее распространено при несимметричной схеме включения проводников связанных линий, т.к. выход генератора и сигнальные входы анализаторов цепей – коаксиальные. В соответствии с этим эквивалентная схема связанных линий представляется в виде восьмиполюсника, показанного

матричные параметры

Связанные линии 1, 2 нагружены на известные сопротивления  $z_1 - z_4$ . Нагрузки  $z_1, z_2, z_3, z_4$  выбираются таким образом, чтобы потери на отражение со стороны генератора были минимальны. При использовании тракта 50 Ом для анализа цепей целесообразно взять  $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = 50$  Ом, что и было сделано.

В качестве объекта исследований был выбран кабель КВСФМ-75, представляющий витую пару в экране, поперечное сечение которого показано на рис. 2. Данный тип связанных линий представляет определенную сложность

для анализа по следующим причинам. Размеры проводников, слоя диэлектрика

схематично на рис. 1. Связанные линии в общем случае нерегулярные, проводники 1, 2 имеют произвольные зависимости первичных параметров от продольной координаты x. Сигнал генератора с ЭДС  $E_1$  подается либо на порт 1 (рис. 1, a), либо на порт 2 (рис. 1,  $\delta$ ) в зависимости от того, какие



Рис. 1. Эквивалентная схема отрезка связанных линий

и, в особенности, форма внешней оплетки витой пары достаточно сильно отличаются от той идеальной формы, которая изображена на рис. 2. Это связано как с технологией изготовления кабеля,

так и с особенностями конструкции. Например, практически в любом сечении внешний экран деформируется, приобретая форму эллипса по внешним обводам изоляции проводников.

В поперечном и продольном сечении проводники и изоляция несимметричны, имеют отличия размеров. Исходя из приведенных факторов ясно, что витая пара, являясь системой трех связанных проводников (два внутренних проводника и внешний экран), представляет нерегулярную структуру. Точный анализ таких структур представляет значительные трудности по причине сложности определения конструктивных размеров в любом сечении связанных проводников. Поэтому в данной работе делается допущение о возможности вычисления первичных параметров по результатам измерения рабочих характеристик отрезка витой пары. При таком подходе, тем не менее, необходимы расчет или измерения матриц С, L, R и G на низких частотах для получения начального квазистатического приближения при определении первичных параметров. Эти матрицы также берутся в качестве исходных при сравнении экспериментально полученных и расчетных параметров рассеяния в процессе решения поставленной задачи – определения

определяются.

Рис. 2. Конструкция поперечного сечения витой пары в экране: *1* – многожильный проводник; *2* – изоляция проводника с относительной диэлектрической проницаемостью ε<sub>r1</sub>; *3* – внешний экран (оплетка)

эквивалентных первичных параметров связанных линий с учетом потерь и дисперсии.

Рассмотрим теперь некоторые результаты получения исходных данных для экстракции параметров связанных линий. Расчет первичных параметров проводился с помощью программы Talgat [13, 14] со следующими размерами связанных проводников: 2r = 0,35 мм, d = 0,7 мм, D = 1,4 мм,  $\varepsilon_{r1} = 2,1$ . Результаты вычисления матриц **С**, **L**:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 113,9450 & -19,4784 \\ -19,4784 & 113,9450 \end{bmatrix}, \ \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0,209294 & 0,034877 \\ 0,034877 & 0,209294 \end{bmatrix}, \ \mathbf{M} \mathbf{K} \Gamma \mathbf{H} / \mathbf{M}.$$

Матрицы R и G взяты следующие:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,6 & 0,05\\ 0,05 & 0,6 \end{bmatrix}, \text{ OM/M}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 \cdot 10^{-5} & 0\\ 0 & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}, \text{ CM/M}.$$

Измерение коэффициентов матрицы рассеяния *s* проводилось на векторном анализаторе цепей «Обзор-103» и импульсном векторном анализаторе Р4-И-01 [6, 7] по схеме рис. 1. Расчет частотных зависимостей параметров выполнялся матричным методом на основе работ [12, 15, 16]. Сравнение результатов измерения и расчета  $|s_{11}|$ ,  $|s_{21}|$ ,  $|s_{31}|$ ,  $|s_{41}|$  показано на рис. 3–6. Наибольшее расхождение частотных зависимостей наблюдается для коэффициента передачи  $|s_{31}|$ , что характерно при анализе связанных линий с потерями [17, 16].

-10

- 20

40

0

6

12

18

f, МГц

Рис. 4. Частотная зависимость | s<sub>21</sub> |

20 log(|s<sub>11</sub>|), дБ



Рис. 3. Частотная зависимость | *s*<sub>11</sub>

20 log(|s<sub>31</sub>|), дБ



Получение частотно-зависимой матрицы сопротивлений R. Воспользуемся тем физически обоснованным фактором, что частотная зависимость |s31| вызвана преимущественно увеличением коэффициентов  $R_{11}$ ,  $R_{22}$  матрицы **R** с ростом частоты. При этом влиянием **R** на другие элементы матрицы s можно пренебречь в силу относительно небольших потерь. Поскольку несимметрия связанных линий мала, на первом этапе отыскания коэффициентов матрицы **R** полагаем  $R_{11} = R_{22}$ . Запишем в виде неравенства уравнение для отыскания R<sub>11</sub>:

$$\left| 20\log \left| s_{31}^{9}(f) \right| - \left| 20\log \left| s_{31}^{p}(f) \right| \right|_{\operatorname{var} R_{11}} \le \delta_{31},$$
(1)

где  $s_{31}^9(f)$  – экспериментальная зависимость коэффициента передачи от частоты f;  $s_{31}^p(f)$  – рассчитанная зависимость коэффициента передачи от частоты f;  $\delta_{31}$  – допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента передачи от частоты f.

Варьирование R<sub>11</sub> осуществляется на равномерной сетке. Решением (1) является множество частот  $f_j, j=0, 1,...,m$ , которые соответствуют элементам множества  $R_{11j}$ . Величина *m* зависит от шага изменения коэффициента  $R_{11}$ :  $\Delta R_{11} = R_{11(j+1)} - R_{11j}$ . Выбор начального значения  $R_{110}$ , соответствующего минимальной частоте  $f_0$ , может не удовлетворять решению (1), т.к.  $R_{110}$  не определяется экспериментально, а берется лишь его оценочное значение исходя из опыта или в результате

расчет

эксперимент

24

30

расчета. Поэтому следует эту точку рассматривать особо и запускать процедуру поиска  $R_{110}$  отдельно. Один из способов нахождения  $R_{110}$  состоит в том, что организуется вспомогательный цикл для прохождения  $R_{11}$  от заранее заниженного начального значения до получения  $R_{110}$ , соответствующего частоте  $f_0$ , на которой получено значение  $s_{31}^3(f_0)$  с заданным допуском  $\delta_{31}$ . Далее решение (1) ищется путем изменения  $R_{11j}$  с шагом  $\Delta R_{11}$  до достижения максимальной частоты  $f_m$  диапазона частот, в котором были измерены *s*-параметры.

Реализация алгоритма определения  $R_{11j}$  путем обработки данных, показанных на рис. 5, позволила получить соответствие множества значений  $R_{11j}$  и  $f_j$ , j=0, 1,...,13 как результат решения (1) (таблица).

$R_{l1j}$ , Ом/м	0,3	0,5	0,7	0,9	1,1	1,3	1,5	1,7	1,9	2,1	2,3	2,5	2,7	2,9
$f_j$ , МГц	0,60	1,80	2,92	4,05	5,23	7,19	9,09	11,30	13,78	16,70	19,49	22,65	25,88	29,39

<b>Результат восстановления элемента</b> R <sub>11</sub> <i>і</i> матрицы	ацы	ы	
---	-----	---	--

*R*<sub>11</sub>, Ом/м

298



Рис. 7. Частотная зависимость *R*<sub>11</sub>

Зависимость  $R_{11}(f)$ , полученная в результате решения (1) в 14 точках при шаге  $\Delta R_{11} = 0,2$  Ом/м, показана на рис. 7. Зависимость  $R_{11}(f)$  во всем диапазоне изменения частоты f получена посредством сплайн-аппроксимации и показана на рис. 7. Использование полученной функции  $R_{11}(f)$  при расчете  $|s_{31}(f)|$  дало совпадение с

экспериментальными результатами в пределах погрешности  $\delta_{31}$  .

Получение матриц C, L без учета дисперсии на низких частотах. Анализ характера несоответствия расчетных и экспериментальных зависимостей  $|s_{11}|$ ,  $|s_{21}|$ ,  $|s_{31}|$ ,  $|s_{41}|$  позволяет сформулировать систему уравнений в виде неравенств, решение которых дает второе приближение для элементов  $C_{11}$ ,  $C_{12}$  матрицы C

и  $L_{11}, L_{12}$  матрицы L (считаем, что C, L – симметричные):

$$\max\left(\left|20\log\left|s_{11}^{\mathfrak{s}}(f)\right|\right) - \max\left(\left|20\log\left|s_{11}^{\mathfrak{p}}(f)\right|\right)\right| \le \delta_{11},\tag{2}$$

$$\left| \max\left( \left| 20\log\left| s_{21}^{\mathfrak{s}}(f) \right| \right) - \max\left( \left| 20\log\left| s_{21}^{\mathfrak{p}}(f) \right| \right) \right| \leq \delta_{11},$$
(3)

где  $s_{11}^3(f)$  – экспериментальная зависимость коэффициента отражения от частоты f;  $s_{11}^p(f)$  – рассчитанная зависимость коэффициента отражения от частоты f;  $s_{21}^3(f)$  – экспериментальная зависимость коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f;  $s_{11}^p(f)$  – рассчитанная зависимость коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f;  $\delta_{11}$  – допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента отражения от частоты f;  $\delta_{21}$  –допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f;  $\delta_{21}$  –допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента коражения от частоты f;  $\delta_{21}$  –допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей коэффициента передачи из порта 1 в порт 2 от частоты f.

Заметим, что в уравнениях (2) и (3) берутся максимальные значения соответствующих параметров на низкой частоте (первые экстремумы на графиках рис. 3 и 4), поскольку именно эти максимальные значения определяются параметрами  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $L_{11}$ ,  $L_{12}$  и их отношением.

В результате было получено второе приближение матриц  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$ :

 $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 108,248 & -14,609 \\ -14,609 & 108,248 \end{bmatrix}, \ \mathbf{\Pi} \Phi / \mathbf{M}; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,234 & 0,028 \\ 0,028 & 0,234 \end{bmatrix}, \ \mathbf{M} \mathbf{K} \Gamma \mathbf{H} / \mathbf{M}.$ 

**Получение матрицы L с учетом дисперсии.** Анализ и сравнение рассчитанных и экспериментальных зависимостей  $|s_{11}(f)|$ ,  $|s_{21}(f)|$ ,  $\arg(s_{31}(f))$  показывает, что фазовая скорость распростране-

Поэтому следующий этап реализации алгоритма направлен на решение задачи определения эквивалентных первичных параметров, ответственных за дисперсию. В рассматриваемом случае решалось уравнение (2), в основе которого лежит критерий соответ-



Рис. 8. Частотная характеристика  $\arg(s_{31})$ 

ствия расчетного фазового сдвига  $\arg(s_{31}(f))$  экспериментальным данным:

$$\left| \arg \left( s_{31}^{9}(f) \right) - \arg \left( s_{31}^{p}(f) \right) \right|_{\operatorname{var} L_{11}, L_{12}} \le \delta \varphi_{31}, \tag{4}$$

где  $\arg(s_{31}^9(f))$  – экспериментальная зависимость фазы коэффициента передачи  $s_{31}$  от частоты f;  $\arg(s_{31}^9(f))$  – рассчитанная зависимость фазы коэффициента передачи  $s_{31}$  от частоты f;  $\delta\varphi_{31}$  – допуск на расхождение рассчитанной и экспериментальной зависимостей фазы коэффициента передачи  $s_{31}$  от частоты f.

Варьируемые параметры – коэффициенты  $L_{11}$ ,  $L_{12}$  матрицы индуктивностей **L**. Выбор этих параметров физически обоснован тем, что проводники связанных линий расположены под углом по отношению друг к другу, выполнены как многожильные. Для таких структур типична частотная зависимость индуктивной связи, которая моделируется через частотную зависимость коэффициентов матрицы **L**. Заметим, что в рассматриваемом случае нельзя определить матрицу **L** через матрицу емкостей **C**, рассчитанную при воздушном заполнении пространства поперечного сечения СЛ, как это обычно делается в теории связанных линий [10, 11].

Результат решения уравнения (4) в виде зависимостей  $L_{11}(f)$  и  $L_{12}(f)$  показан на рис. 9.



Рис. 9. Частотные зависимости коэффициентов матрицы индуктивностей L<sub>11</sub>, L<sub>12</sub>

Аппроксимация  $L_{11}(f)$  и  $L_{12}(f)$  проведена сплайнами по методике и алгоритму, аналогичным тем, которые были описаны выше применительно к определению  $R_{11}(f)$ . Расчет  $\arg(s_{31}^{p}(f))$  с использованием полученных  $L_{11}(f)$  и  $L_{12}(f)$  показал незначительное отклонение от экспериментально измеренной фазы  $\arg(s_{31}^{9}(f))$ .

Заключение. Таким образом, разработанный метод и алгоритмы экстракции (восстановления) эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией по экспериментальным данным измерения параметров рассеяния отрезка связанных линий позволяют построить модель для расчета характеристик СЛ с учетом отмеченных особенностей. Точность определяения первичных параметров определяется погрешностями измерения параметров рассеяния и задаваемыми допусками на расхождение расчетных и экспериментальных частотных характеристик. Использование полученных первичных параметров при расчете матрицы *s* обеспечивает возможность моделирования более сложных магистралей для передачи данных по связанным линиям или витым парам.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в соответствии с договором № 2148 от 05.07.2010 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

#### Литература

1. Воробьев П.А. Эффект регулирования фазовой и групповой скорости квази-Т-волн в направляющих двухпроводных системах с неоднородным диэлектриком и неодинаковой длиной в области электромагнитной связи / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Измерительные комплексы и системы. – Томск, 1981. – Ч. 1. – С. 114–116.

2. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.

3. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та. 1990. – 164 с.

4. Сычёв А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.

5. Ацюковский В.А. Обеспечение помехоустойчивости проводных связей // Электродинамические основы электромагнетизма. – 2-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 2011. – С. 186–194.

6. Андронов Е.В. Теоретический аппарат измерений на СВЧ / Е.В. Андронов, Г.Н. Глазов // Методы измерений на СВЧ. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2010. – Т. 1. – 804 с.

7. Векторный импульсный измеритель цепей Р4-И-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.sibtronika.ru/product/hardware/r4-i-01.php, свободный (дата обращения: 24.09.2011).

8. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов и др. // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.

9. Loschilov A.G. Instrumentation for nonlinear distortion measurements under wideband pulse probing / A.G. Loschilov, E.V. Semyonov et al. // Proc. of 19th Int. CrimeanConference «Microwave& Telecommunication Technology» (CriMiCo'2009) (Sevastopol, September 14–18, 2009). – Sevastopol, 2009. – Vol. 2. – P. 754–755.

10. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.

11. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 388 с.

12. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, Э.В. Семенов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12) – С. 42–49.

13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. ТАLGAT 2008. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Заявка №2009613644. Дата поступления 9 июля 2009 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 8 сентября 2009 г.

14. Газизов Т.Р. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, И.С. Костарев // Компьютерные учебные программы и инновации. – М.: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ, 2007. – № 10. – С. 89–90.

15. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи / Н.Д. Малютин, Л.Я. Серебренников, Н.Я. Перевалов и др. // Электронные средства и системы управления: матер. Междунар. науч.-практ. конф. В 3 ч. Ч. 1. – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. – С. 107–110.

16. Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам. / Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, А.А. Ильин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (23). – С. 183–190.

17. On the modeling of conductor and substrate losses in multiconductor, multidielectric transmission line systems / T.R. Arabi, A.T. Murphy, T.K. Sarkar et all. // IEEE trans. microwave theory tech. – July 1991. – Vol. MTT–39,  $N_{2}$  7. – P. 1090–1097.

18. Harrington R.F. Losses on multiconductor transmission lines in multilayred dielectric media / R.F. Harrington, C. Wei // IEEE trans. microwave theory tech. – July 1984. – Vol. MTT–32, № 7. – P. 705–710.

#### Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор, нач. научн. управления ТУСУРа Тел.: 8 (383-2) 51-43-02 Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

## Бибиков Тимур Хамитович

Мл. науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа Тел.: (382-2) 25-33-60 Эл. почта: bibikov.timur@gmail.com

Большанин Игорь Викторович Аспирант ТУСУРа Эл. почта: bolshaniniv@mail.ru

#### Лощилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, ст. научный сотрудник СКБ «Смена» Тел.: +7-913-857-48-48 Эл. почта: yogl@mail.ru

#### Сунцов Сергей Борисович

Начальник отдела конструирования бортовой РЭА ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнева» (г. Железногорск) Тел.: 8-908-020-38-25 Эл. почта: sbsun@iss-reshetnev.ru

### Семёнов Эдуард Валерьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа Эл. почта: edwardsemyonov@narod.ru

#### Maljutin N.D., Bibikov T.H., Bolshanin I.V., Loshilov A.G., Suncov S.B., Semyonov E.V. The method and algorithms to extract equivalent initial parameters of coupled lines with losses and dispersion

The extraction problem of the equivalent initial coupled lines (CL) parameters in the form of L, C, R, G matrixes of various types (stripline, coaxial, twisted pairs) is solved. The input data are the measured scattering matrix of CL loaded with the known resistance. Measurements are made at several characteristic excitation modes. A method and algorithms to recover the parameters of CL are developed. The accuracy of determining the initial parameters depends on the scattering matrix measurement errors. Experimental results of extraction initial parameters of twisted pair in a shielding cover are presented. It is shown that initial parameters essentially depend on frequency. Using the obtained initial parameters allows to model RF and microwave devices more precisely including segments of coupled lines with losses and a dispersion.

Keywords: Coupled lines with losses and dispersion, extracting initial parameters, RF and microwave devices analysis.