

УДК: 621.391.82+621.391.7

В.Н. Федоров

Подавление перекрестных помех в многопроводных линиях связи с кодированием и декодированием сигналов

Доказано, что матрицу передачи любой многопроводной линии связи можно представить в виде произведения трех матриц: преобразователя поперечных типов волн, несвязанных линий передачи и обратной матрицы преобразователя поперечных типов волн. Анализ показал, что матрица преобразователя поперечных типов волн является \mathbf{M} -матрицей или матрицей Адамара. Это позволило обобщить способы подавления перекрестных помех и способы кодирования и декодирования сигналов путем подключения многопроводной линии связи к источникам/приемникам через преобразователь мод электромагнитных волн, выполненный, например, на трансформаторах. В результате каждый абонент передает/принимает сигналы только на своем типе мод. Это позволяет обеспечить надежную передачу данных и защиту их от перекрестных помех. Описаны устройства преобразователей мод, приведены расчеты и экспериментальные результаты для симметричных многопроводных линий связи.

Ключевые слова: многопроводные линии связи, связанные волны, преобразователь мод, подавление помех, кодирование, декодирование, перекрестные помехи, матрица Адамара, \mathbf{M} -матрица.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-2-7-14

Известно, что в n -проводных линиях связи распространяется $n/2$ поперечных типов падающих и $n/2$ отраженных электромагнитных волн, которые называют модами [1]. Проблема подавления перекрестных помех при передаче сигналов возникла с появлением многопроводных линий связи (МПЛС) и многослойных печатных плат.

Для снижения перекрестных помех в МПЛС используются экранирование, скрутка проводников для симметрирования их относительно помехи, согласование шагов скрутки пар проводов, прокладка их раздельными трассами. Влияние помех снижают адаптивными фильтрами, с помощью которых подавляются помехи в сигнале, передаваемом по линиям передачи, и другие способы [2, 3].

На амплитуду сигнала перекрестных помех в многослойных печатных платах влияют три основных фактора: степень связи между линиями (трассами), расстояние между трассами и окончание трасс. В многослойных печатных платах для снижения перекрестных помех согласовывают линии с нагрузками, применяют симметричные полосковые линии вместо микрополосковых, уравнивают скорости мод электромагнитных волн, увеличивают зазоры между линиями, вставляют заземленные проводники между соседними сигнальными проводниками, исключают петли, укорачивают прямые отрезки близлежащих линий и пр. [4–6].

Но все эти способы позволяют только несколько снизить перекрестные помехи.

Анализ

Если принять зависимость от времени t для напряжений в многопроводных линиях связи как $U = U(x)e^{j\omega t}$ и токов $I = I(x)e^{j\omega t}$, где $\omega = 2\pi f$, f – частота, и ввести комплексные погонные сопротивления $Z_{i,j} = R_{i,j} + j\omega L_{i,j}$ и проводимости $Y_{i,j} = G_{i,j} + j\omega C_{i,j}$, то дифференциальные уравнения

для напряжений и токов в МПЛС записываются в виде [7]

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{U}(x) = -\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I}(x), \\ \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{I}(x) = -\mathbf{Y} \cdot \mathbf{U}(x), \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{U}(x)$ и $\mathbf{I}(x)$ – матрицы-векторы полных напряжений и токов в сечении x ; \mathbf{Z} и \mathbf{Y} – матрицы комплексных погонных сопротивлений и проводимостей.

Продифференцировав (1), получаем еще одну форму этих уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \mathbf{U}(x) = (\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}) \cdot \mathbf{U}(x), \\ \frac{\partial^2}{\partial x^2} \mathbf{I}(x) = (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{Z}) \cdot \mathbf{I}(x). \end{cases} \quad (2)$$

Частное решение (1) из [1] известно, и его можно переписать следующим образом:

$$\begin{cases} \mathbf{U}(x) = \mathbf{K} \cdot \mathbf{A} e^{\gamma x}, \\ \mathbf{I}(x) = \mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{A} e^{\gamma x}, \end{cases} \quad (3)$$

где \mathbf{A} – диагональная матрица связанных волн (мод) в сечении $x = 0$; \mathbf{K} – матрица связи по напряжению между линией l и другими линиями; \mathbf{W} – матрица связи по току между линией l и другими линиями; \mathbf{Q} – диагональная матрица волновых проводимостей связанных волн; $\mathbf{e}^{\gamma x}$ – матрица-вектор постоянных распространения γ . Постоянные распространения являются корнями характеристического уравнения [7]

$$|\mathbf{a} - \gamma^2 \cdot \mathbf{E}| = 0,$$

где $\mathbf{a} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y}$, \mathbf{E} – единичная матрица.

Из первой формулы (2) находим коэффициенты матрицы связи по напряжению \mathbf{K} , при $k_{li} = 1$, $i = 1, 2, \dots, n$:

$$\begin{bmatrix} k_{2i} \\ k_{3i} \\ \dots \\ k_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{22} - \gamma_i^2 & \alpha_{23} & \dots & \alpha_{2n} \\ \alpha_{32} & \alpha_{33} - \gamma_i^2 & \dots & \alpha_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n2} & \alpha_{n3} & \dots & \alpha_{nn} - \gamma_i^2 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\alpha_{21} \\ -\alpha_{31} \\ \dots \\ -\alpha_{n1} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Из второй формулы (2) определяем коэффициенты матрицы \mathbf{W} , у которой коэффициенты $w_{1i} = 1$:

$$\begin{bmatrix} w_{2i} \\ w_{3i} \\ \dots \\ w_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{22} - \gamma_i^2 & \alpha_{32} & \dots & \alpha_{n2} \\ \alpha_{23} & \alpha_{33} - \gamma_i^2 & \dots & \alpha_{n3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{2n} & \alpha_{3n} & \dots & \alpha_{nn} - \gamma_i^2 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\alpha_{12} \\ -\alpha_{13} \\ \dots \\ -\alpha_{1n} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Волновые проводимости из матрицы \mathbf{Q} находим, подставив в (1) (3), учитывая (4) и (5):

$$\begin{bmatrix} q_{1i} \\ q_{2i} \\ \dots \\ q_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_i^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \gamma_i^{-1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma_i^{-1} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ k_{2i} \\ \dots \\ k_{ni} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Следовательно, общее решение (1) можно записать следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}(x) \\ \mathbf{I}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ \mathbf{QW} & -\mathbf{QW} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{-\gamma x} & 0 \\ 0 & e^{\gamma x} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где \mathbf{B} – отраженные связанные волны (моды).

Матрица передачи

Из (7) следует, что при $x=0$:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ \mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} & -\mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

При $x=l$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}(l) \\ \mathbf{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ \mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} & -\mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Умножив слева (8) на $\begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ \mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} & -\mathbf{Q} \cdot \mathbf{W} \end{bmatrix}^{-1}$, нахо-

дим матрицу связанных волн $\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}$. Подставив полу-

ченное решение в (9) и преобразовав его в соответствии с [8], получаем матрицу передачи МПЛС в виде произведения трех матриц

$$[\mathbf{a}] = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma l) & \mathbf{Q}^{-1} \text{sh}(\gamma l) \\ \mathbf{Q} \text{sh}(\gamma l) & \text{ch}(\gamma l) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (10)$$

Назовем матрицу $\begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W} \end{bmatrix}$ матрицей преобразователя мод.

Пример. В [9] было показано, что матрицу передачи $[\mathbf{a}]$ симметричных четырехпроводных линий передачи можно представить как

$$[\mathbf{a}] = [\mathbf{a}]_t \cdot [\mathbf{a}]_d \cdot [\mathbf{a}]_t^{-1}, \quad (11)$$

где

$$[\mathbf{a}]_t = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ k_{21} & k_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -k_{22}^{-1} & -k_{21}^{-1} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$[\mathbf{a}]_d = \begin{bmatrix} \text{ch} \gamma_1 l & 0 & y_1^{-1} \text{sh} \gamma_1 l & 0 \\ 0 & \text{ch} \gamma_2 l & 0 & y_2^{-1} \text{sh} \gamma_2 l \\ y_1 \text{sh} \gamma_1 l & 0 & \text{ch} \gamma_1 l & 0 \\ 0 & y_2 \text{sh} \gamma_2 l & 0 & \text{ch} \gamma_2 l \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где k_{21}, k_{22} – коэффициенты матрицы преобразователя мод; y_1, y_2 – волновые проводимости нечетных и четных связанных волн.

Очевидно, что матрица $[\mathbf{a}]_t$ преобразует полные напряжения и токи сигналов на входе МПЛС в токи и напряжения мод, описываемых матрицей $[\mathbf{a}]_d$, а в обратном направлении $[\mathbf{a}]_t^{-1}$ осуществляет обратную операцию и восстанавливает сигналы. Следовательно, если дополнить МПЛС преобразователями мод, то возможна передача данных только на связанных электромагнитных волнах, что следует из тождества

$$[\mathbf{a}]_t^{-1} \cdot \{[\mathbf{a}]_t \cdot [\mathbf{a}]_d \cdot [\mathbf{a}]_t^{-1}\} \cdot [\mathbf{a}]_t = [\mathbf{a}]_d. \quad (14)$$

Подавление помех

В системах на основе технологии 10GBASE-T источником помех, который более всего ограничивает возможность передачи данных с использованием технологии 10 GbE по медным кабельным системам, являются перекрестные помехи [10]. Передача данных на большие расстояния по кабелям из витых пар на скоростях свыше 100 Мбит/с практически невозможна из-за сильной электромагнитной связи между парами. Также в УВЧ-диапазоне скрутка только ухудшает частотные характеристики линий связи (ЛС) [2].

Например, в [3] описано устройство для повышения пропускной способности многопроводных линий связи. Влияние перекрестных помех снижают за счет подавления помех между линиями. Для этого устройство содержит адаптивные фильтры, с помощью которых подавляются помехи в сигнале, передаваемом по линиям передачи. Недостатками устройств подобного типа является то, что подавление перекрестных помех в скрученных жилах кабеля осуществляется предпочтительно в пределах только одной звездообразной четверки или основной группы, а также для формирования опорного сигнала требуется дополнительная (холостая) линия передачи.

В патенте США № 5970088 описан способ компенсации помех на ближнем конце (NEXT) для пула из n идентичных модемов для ЛС типа MDSL. Передатчики модемов синхронизированы. Подавление помех осуществляется с помощью компенсационной схемы, состоящей из n адаптивных фильтров. Недостатком такого способа является требование идентичных модемов, и оно не является универсальным.

В отличие от вышеописанных устройств в [11] описан способ и устройство на преобразователях мод, которое организует на модах высокоскоростную передачу/прием сигналов на больших расстояниях без перекрестных помех. Оно является универсальным, не требует дополнительных ЛС и эффективно подавляет перекрестные помехи как на ближнем, так и на дальнем концах МПЛС, не снижает, а подавляет перекрестные помехи, снижая погонное затухание. Также оно позволяет одновременно кодировать и декодировать передаваемые сигналы.

Рассмотрим далее этот способ и устройство, его реализующее.

Коэффициенты матрицы преобразователя мод для симметричных МПЛС

Определим термин «симметричные МПЛС» через их погонные параметры следующим образом: МПЛС симметрична, если произведение матриц погонных параметров равно его транспонированному значению

$$\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Y} = [\mathbf{a}] = [\mathbf{a}]^T. \tag{15}$$

В [9] было показано, что если подматрицы **K** и **W** симметричных МПЛС мод одинаковы, а коэффициенты $k_{ij} = w_{ij}$ являются целыми и действительными числами и принимают значения +1 и -1 и число пар проводов кратно 4, то эти матрицы являются ортогональными матрицами Адамара, которые обладают свойством

$$[\mathbf{a}]^T \cdot [\mathbf{a}] = n[\mathbf{E}]. \tag{16}$$

Например, для таких 8-проводных МПЛС подматрицы **K** и **W** запишутся как

$$\mathbf{K} = \mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \tag{17}$$

Надо отметить, что гипотеза о существовании матриц Адамара для любых n , кратных 4, не доказана [12].

В общем случае коэффициенты k_{ij} и w_{ij} – комплексные числа, поэтому подматрицы **K** и **W** являются не унитарными и не ортогональными [8]. В этом случае эти матрицы не являются матрицами Адамара, так как их коэффициенты не равны +1 или -1. Для таких матриц (с вещественными и целыми коэффициентами) в [15] предложено название **M**-матриц. Поэтому, условно можно отнести подматрицы **K** и **W** к **M**-матрицам.

Кодирование и декодирование в симметричных МПЛС

Из (14) следует, что в преобразователе мод входные сигналы, умножаясь на обратную матрицу Адамара $[\mathbf{a}]^{-1}$, кодируются, передаются по МПЛС, умножаются на матрицу $[\mathbf{a}]$, и декодируются в выходные сигналы. То же происходит на входе МПЛС и при передаче сигналов в обратном направлении [12].

Физически это означает, что каждый сигнал на входе МПЛС раскладывается на ортогональные составляющие и передается одновременно по всем ЛС.

На выходе МПЛС каждая составляющая сигнала выделяется, складывается со своими составляющими, и сигналы восстанавливаются. Аналог – метод кодовой модуляции. При этом электромагнитное связь линий из помехи становится полезным свойством.

Преимущество использования матриц Адамара заключается в том, что они обладают свойством равномерного распределения мощности сигнала. Такое равномерное распределение обеспечивает надежность передачи данных и устойчивость к помехам [13].

Таким образом, кодирование с использованием матриц Адамара позволяет обеспечить надежность передачи данных и защиту от помех.

Конструкции преобразователей мод для симметричных МПЛС

На рис. 1 показана схема преобразователя мод для 4-проводной симметричной МПЛС, соответствующая матрице из (12) при $k_{21} = 1$ и $k_{22} = -1$. На входы 1 и 2 подаются сигналы, при этом на входе 3 формируется разностный сигнал, а на входе 4 – суммарный, которые соответствуют нечетной и четной моде [9]. Входы 3 и 4 подключаются к 4-проводной МПЛС. Второй преобразователь подключается аналогично к другому концу МПЛС.

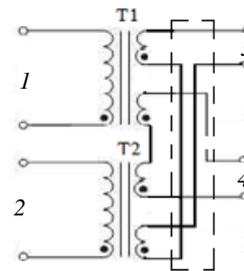


Рис. 1. Схема преобразователя мод для 4-проводной МПЛС

На рис. 2 показаны два макета преобразователей мод для кабеля типа КСВП-4х0,4 [16], где в качестве сердечников трансформаторов T1 и T2 используются ферритовые кольца.

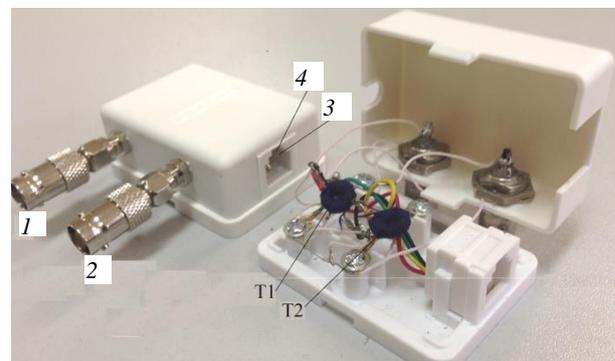


Рис. 2. Макеты преобразователей мод для 4-проводных МПЛС, где 1, 2 – гнезда GSA-11 (входы 1, 2); 3, 4 – гнездо RJ-11 (выходы 3, 4)

Для n -проводных МПЛС преобразователь мод содержит n трансформаторов по числу линий связи. Он подключается по концам симметричной МПЛС. Каждый трансформатор содержит одну первичную обмотку и n – вторичных обмоток, которые соеди-

нены со вторичными обмотками других трансформаторов через коммутатор.

В качестве сердечников этих трансформаторов возможно использование ферритов. В диапазоне СВЧ можно выполнить его на коаксиальных или полосковых линиях или на НО [11].

На рис. 3 представлена схема преобразователя мод для 8-проводной МПЛС, которой соответствуют подматрицы из (17), где K – коммутатор вторичных

обмоток; $T1-T4$ – трансформаторы; $U_{11}-U_{14}$ – входные/выходные сигналы; $U_{21}-U_{24}$ – моды.

Внутренняя архитектура коммутаторов K определяется матрицей Адамара. На приведенной схеме значениям матрицы Адамара (+1) соответствует последовательное подключение, (-1) встречное подключение пары входов/выходов к соответствующей паре выходов/входов других трансформаторов.

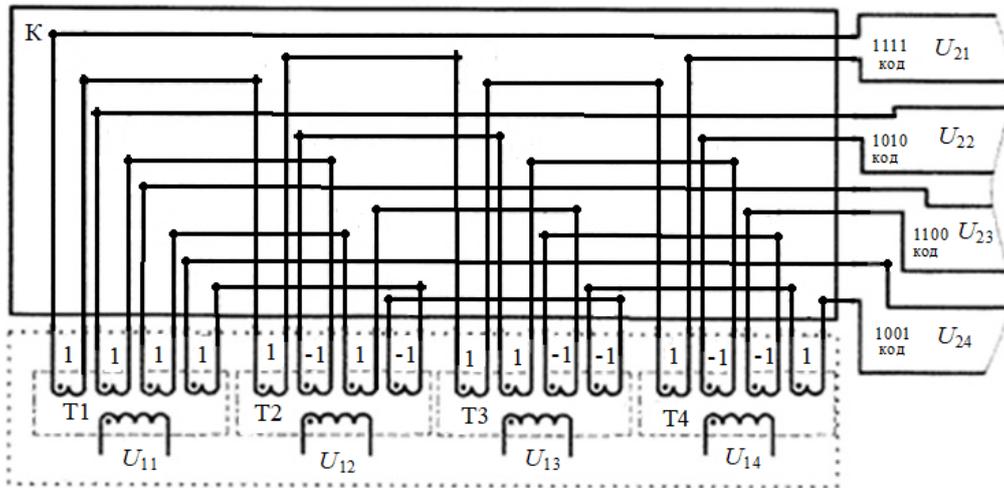


Рис. 3. Схема преобразователя мод для 8-проводной МПЛС: K – коммутатор; $T1-T4$ – трансформаторы; $U_{11}-U_{14}$ – входные/выходные сигналы; $U_{21}-U_{24}$ – моды; 1, -1 – знак последовательного или встречного включения обмоток соответственно

Частотные характеристики

Были проведены в среде Matcad расчеты частотных характеристик связанных полосковых линий (СПЛ) из [5] длиной 1 м, у которой время распространения четной и нечетной мод составило 6,046 и 6,043 нс/м, а волновые сопротивления – 44,592 и 67,759 Ом соответственно. Их можно считать 4-проводными симметричными МПЛС.

На рис. 4 приведены их частотные характеристики с преобразователем мод: затухание L_p и наводка на ближнем конце NEXT, наводка на дальнем конце FEXT, а на рис. 5 – с преобразователем мод.

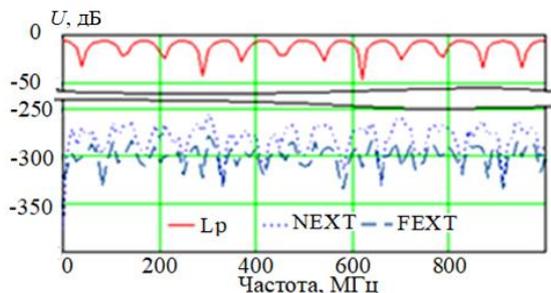


Рис. 4. Частотные зависимости параметров L_p , NEXT, FEXT СПЛ длиной 1 м без преобразователя мод

Из рис. 5. видно, что при использовании преобразователя мод погонное затухание L_p не изменилось, но величина помех на ближнем конце (NEXT) и дальнем (FEXT) упала ниже -250 дБ во всей полосе частот.

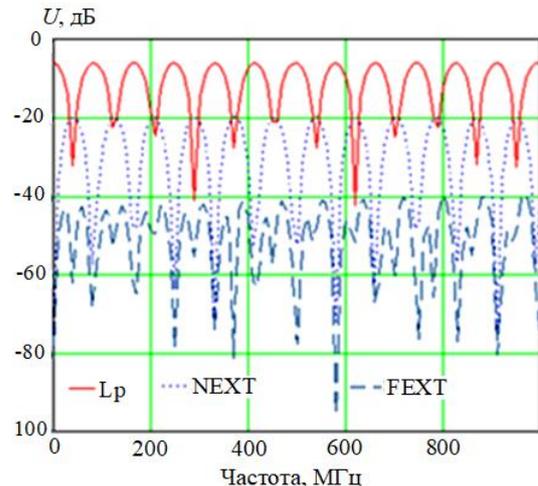


Рис. 5. Частотные зависимости параметров L_p , NEXT, FEXT СПЛ длиной 1 м с преобразователя мод

Назовем ЛС, подключенную к источнику сигналов, активной, а вторую – пассивной. Источник подключен ко входу 1, ко входу 3 подключена нагрузка. На входе 2 измерялась наводка на ближнем конце NEXT, на входе 4 – наводка на дальнем конце FEXT. Все входы подключены к нагрузкам 50 Ом.

Импульсные характеристики

Импульсные характеристики симметричной СПЛ приведены на рис. 6.

На рис. 6, а приведены импульсы активной линии только при подключении преобразователя мод,

так как без преобразователя мод импульсы практически не изменялись.

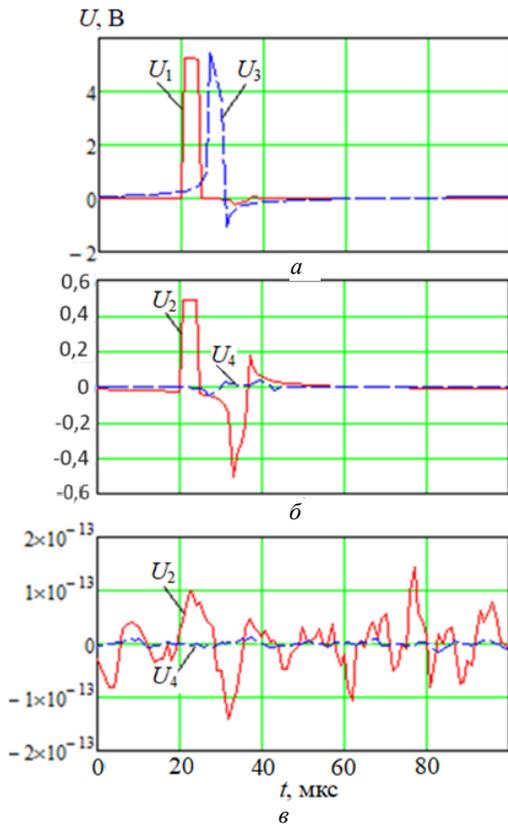


Рис. 6. Импульсные характеристики СПЛ длиной 1 м: а – импульсы в начале U_1 и в конце U_3 активной линии; б – импульсы в начале U_2 и в конце U_4 пассивной линии без преобразователя мод; в – импульсы пассивной линии с преобразователем мод

Из рис. 6, б видно, что, как отмечено в [5], уровень наводки на ближнем конце составил 10,3% от уровня входного импульса U_1 , что подтверждается расчетом, а на дальнем – менее 1%.

Из рис. 6, в следует, что наводки на соседнюю линию упали до уровня шумов.

Экспериментальные результаты

Осциллографом GDS-70162 регистрировались импульсы на входах кабеля с преобразователем мод и без него. Генератор Г5-54, подключенный к входу 1 кабеля, генерировал импульсы длительностью 1 мкс и амплитудой 1 В. Кабель КСПВ-4х0 длиной 50 м имел задержку сигналов 7,5 нс/м и волновое сопротивление 120 Ом. ЛС между входами 1 и 3 образовала активную линию, а ЛС между входами 2 и 4 – пассивную. Все входы подключены к нагрузкам 120 Ом.

На рис. 7–10 представлены осциллограммы входных сигналов без преобразователя мод.

Как видно из приведенных осциллограмм, сигнал генератора на входах 1 и 2 делится примерно пополам, а при распространении на входах 3 и 4 падает примерно в 20 раз. Это объясняется большими потерями на излучение и тепло в кабелях такого типа при передаче.

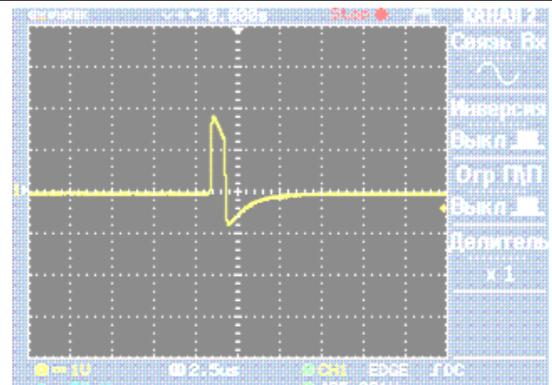


Рис. 7. Напряжение U_1 на входе 1 кабеля КСПВ-4х0 без преобразователя мод

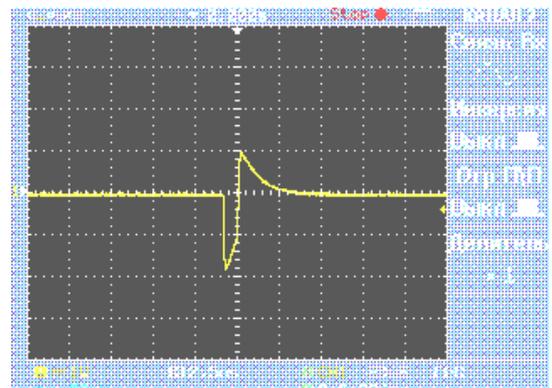


Рис. 8. Напряжение U_2 на входе 2 кабеля КСПВ-4х0 без преобразователя мод

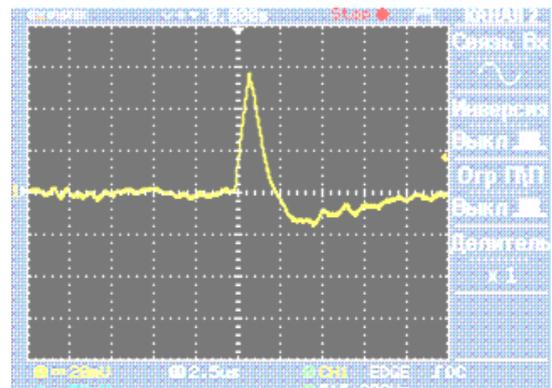


Рис. 9. Напряжение U_3 на входе 3 кабеля КСПВ-4х0 без преобразователя мод

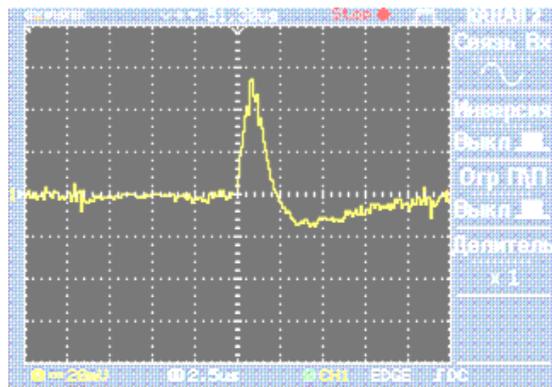


Рис. 10. Напряжение U_4 на входе 4 кабеля КСПВ-4х0 без преобразователя мод

На рис. 11–14 показаны осциллограммы сигналов на входах кабеля КСВП-4х0 с преобразователем мод.



Рис. 11. Напряжение U_1 на входе 1 кабеля КСВП-4х0 с преобразователем мод



Рис. 12. Напряжение U_2 на входе 2 кабеля КСВП-4х0 с преобразователем мод

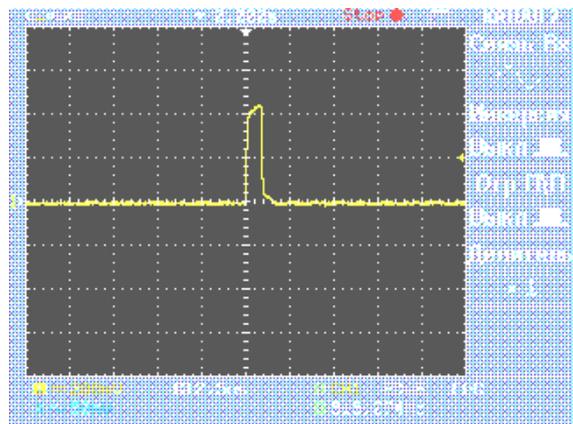


Рис. 13. Напряжение U_3 на входе 3 кабеля КСВП-4х0 с преобразователем мод

На осциллограммах рис. 11 и 13 видно, что при использовании преобразователя мод сигнал со входа 1 проходит на вход 3 с малыми потерями. Это вызвано отсутствием паразитной связи между активной и пассивной линиями. Уменьшение амплитуды сигнала на входе 1 вызвано параллельным соединением

нагрузки на 1 входе и входного сопротивления преобразователя мод.

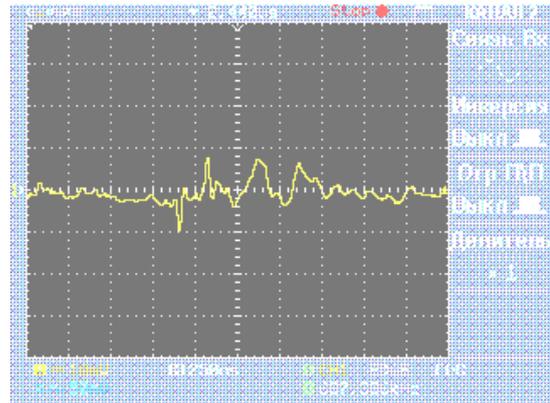


Рис. 14. Напряжение U_4 на входе 4 кабеля КСВП-4х0 с преобразователем мод

Увеличение наводки на входе 2 можно объяснить паразитной емкостной связью в преобразователе мод из-за погрешностей при изготовлении макета.

Кодирование и декодирование в несимметричных МПЛС

К несимметричным можно отнести МПЛС на микрополосковых линиях с проводниками разного сечения, с планарным расположением проводников и др. [1], т.е. тех, у которых коэффициенты подматриц **K** и **W** разные и комплексные. Исследования показали, что эти подматрицы не обладают свойством (16), т.е. не являются ни ортогональными, ни унитарными [8], но тем не менее подавляют помехи, но не позволяют полностью развязать активную и пассивную линии.

Обсуждение результатов

Таким образом, преобразователь мод на входе МПЛС каждый входной сигнал разбивает на n сигналов по количеству мод, кодирует их, умножая на коэффициенты матрицы Адамара и суммируя так, что они одновременно передаются по всем n физическим ЛС. На выходе МПЛС такой же преобразователь мод декодирует их, умножая на обратную матрицу Адамара. и «собирает» из сигналов n мод выходной сигнал и передает его на соответствующие выходы. Так как входных сигналов n , они смешиваются в МПЛС, и таким образом обеспечивается его шифрование. Даже если происходит потеря (обрыв какой-то физической ЛС), возможно его восстановление, но это зависит от числа физических ЛС.

Расхождение между расчетом и экспериментом вызвано тем, что рассчитывались связанные полосковые линии, а эксперимент проводился с многопроводным кабелем.

Нужно отметить, что преобразователь мод является взаимным устройством и возможны одновременные передачи в обе стороны (дуплексная связь) по тем же ЛС. Кроме того, он согласовывает МПЛС с терминальными нагрузками.

Расчеты показали, что уровень перекрестной помехи на ближнем конце у симметричных МПЛС не зависит от длины ЛС, а на дальнем зависит только от

согласования этой ЛС с нагрузкой. У несимметричных МПЛС зависимость сложнее. Преобразователь мод выступает в них как согласующий трансформатор, уменьшая отраженные сигналы.

В симметричных МПЛС устройство преобразования мод может полностью развязать линии, а в несимметричных их влияние сохраняется.

Экспериментальные исследования показали, преобразователи мод позволяют уменьшить наводки на пассивные линии, но для этого необходимо точно согласовывать параметры преобразователей мод с параметрами МПЛС.

Предложенный способ подавления перекрестных помех в симметричных многопроводных линиях связи позволяет эффективно подавить перекрестные помехи, не требуя априорного знания параметров сигналов, наличия опорного сигнала и их синхронизации, упростить их производство и существенно увеличить скорость передачи и дальность связи по существующим многопроводным линиям связи.

Исследования показали, что модули коэффициентов подматриц \mathbf{K} и \mathbf{W} симметричных МПЛС близки к 1 даже при наличии погонных потерь. Следовательно, симметричные МПЛС позволяют равномерно распределить по ЛС сигналы и обеспечивают устойчивость к помехам и надежную передачу данных.

Как показали моделирование и расчеты, возможно использование этого способа и для несимметричных МПЛС, используя \mathbf{M} -матрицы.

Литература

1. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 168 с.
2. Вишняков Е. Скрутка пар и перекрестные помехи / Е. Вишняков, Д. Хвостов // Кабель-news. – 2010. – № 10. – С. 40–47.
3. Пат. 2313179 РФ, МПК H04B 3/32. Устройство для повышения пропускной способности группы электрических линий передачи данных и система для передачи данных / Хехт Райнхард (DE), Маншторфер Карл (DE). – № 2004104344/09; заявл. 15.07.02; опубл. 20.12.17, Бюл. № 35. – 4 с.: ил.
4. Как уменьшить перекрестные помехи в многослойных печатных платах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://emc-e.ru/wp-content/uploads/04101.pdf>, свободный (дата обращения: 20.05.2024).
5. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4 (34). – С. 34–38.
6. Проблемы перекрестных помех при проектировании высокоскоростных печатных плат [Электронный ресурс], – Режим доступа: <https://www.ipcb.com/ru/pcb-blog/9718.html>, свободный (дата обращения: 20.05.2024).
7. 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.

8. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – 4-е изд. – М.: Наука; гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 558 с.

9. Федоров В.Н. Связанные волны в информационных и телекоммуникационных системах // Междунар. науч.-техн. конф. «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», 24–28 октября 2006 г., Москва. – М.: МИРЭА, 2006. – Ч. 2. – С. 7–10.

10. Стандарт IEEE 802.3an–2006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.stdlink.com/standards/ieee-802-3an-2006.html>, свободный (дата обращения: 01.07.2024).

11. Пат. 2579915 РФ, МПК H04B 3/32. Способ подавления перекрестных помех в многопроводных линиях связи / Федоров В.Н. и др. (РФ). – № 2014116590/07; заявл. 25.04.2014; опубл. 10.04.16, Бюл. № 30. – 4 с.

12. Балонин Н.А. Матрицы Адамара нечетного порядка / Н.А. Балонин, Л.А. Мироновский // Информационно-управляющие системы. – 2006. – № 3. – С. 46–50.

13. Мак-Вильямс Ф.Дж. Теория кодов, исправляющих ошибки / Ф.Дж. Мак-Вильямс, Н.Дж.А. Слоэн; пер. с англ. – М.: Связь, 1979. – 744 с.

14. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.

15. Балонин Н.А. М-матрицы / Н.А. Балонин, М.Б. Сергеев // Информационно-управляющие системы. – 2011. – №1. – С. 14–21.

16. КСПВ-4x0,4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://kabel-220.ru/katalog/kabel-mikrofonnyj-signal-nuj/kspv-4h04/>, свободный (дата обращения: 01.7.2024).

Федоров Вячеслав Николаевич

Канд. техн. наук, доцент
Северо-Восточного федерального ун-та им. М.К. Аммосова
ORCID: 0000-0003-1568-1737
Белинского ул., 58, г. Якутск, Россия, 677000
Тел.: +7-914-224-89-74
Эл. почта: fvnjgti@rambler.ru

Fedorov V.N.

Crosstalk suppression system in multi-wire communication lines with signal encoding and decoding

It is proved that the transmission matrix of any multi-wire communication line can be represented as a product of three matrices: transverse wave mode converter, uncoupled transmission lines, and inverse matrix of the transverse wave mode converter. The analysis showed that the matrix of the transverse wave mode converter is an M-matrix or a Hadamard matrix. This made it possible to generalize the methods of crosstalk suppression and the methods of encoding and decoding signals by connecting a multi-wire communication line to sources/receivers through an electromagnetic wave mode converter, implemented, for example, on transformers. As a result, each subscriber transmits/receives signals only on its own mode type. This ensures reliable data transmission and protection from crosstalk. The devices of mode converters are described; calculations and experimental results for symmetrical multi-wire communication lines are given.

Keywords: multi-wire communication lines, coupled waves, mode converter, interference suppression, encoding, decoding, crosstalk, Hadamard matrix, M-matrix.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-2-7-14

References

1. Malyutin N.D., Sychev A.N., Semenov E.V., Loshchilov A.G. *Regulyarnye i neregulyarnyemnogosvyaznyepoloskovye i provodnyestruktury i ustrojstvanaihosnove: analiz, sintez, proektirovanie, ekstrakciyapervichnyhparametrov. Monografiya* [Regular and irregular multiconnected strip and wire structures and devices based on them: analysis, synthesis, design, extraction of primary parameters. Monograph]. Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2012, 168 p.
2. Vishnyakov E., Hvostov D. *Skrutka par i perekrestnyepomekhi* [Pair twisting and crosstalk]. *Kabel'-news*, 2010, no. 10, p. 40–47.
3. Hecht Reinhard (DE), Manstorfer Karl (DE). *Ustrojstvo dlya povysheniya propusknoj sposobnosti gruppy elektricheskikh linij peredachi dannyh i sistema dlya peredachi dannyh* [A device for increasing the capacity of a group of electric data transmission lines and a data transmission system] Patent RF, no. 2004104344/09, 2017.
4. *Kak umenshit perekrestnye pomekhi v mnogoslojnyh pchatnyh platah* [How to reduce crosstalk in multilayer printed circuit boards]. Available at: <https://emc-e.ru/wp-content/uploads/04101.pdf>, free (Accessed: July 01, 2024).
5. Surovtsev R.S., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Orlov P.E. Pulse propagation in a meander line with inhomogeneous dielectric filling without distortion of its shape by crosslinking. *Proceeding of TUSUR University*, 2014, no. 4 (34), pp. 34–38 (in Russ.).
6. *Problemy perekrestnyh pomekh pri proektirovanii vysokoskorostnyh pchatnyh plat* [Problems of crosstalk in the design of high-speed printed circuit boards]. Available at: <https://www.ipcb.com/ru/pcb-blog/9718.html>, free (Accessed: July 01, 2024).
7. Vorobyov P.A., Malyutin N.D., Fedorov V.N. Quasi-T-waves in devices on coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling. *Radio Engineering and Electronics*, 1982, vol. 27, no. 9, pp. 1711–1718.
8. Gandmaher F.R. *Teoriya Matrits* [Theory of matrices], Moscow, *Nauka*; Chief ed.; Fiz.-mat.-lit., 1988, 558 p. (in Russ.).
9. Fedorov V.N. *Svyazannye volny v informacionnyh i telekommunikacionnyh sistemah* [Connected waves in information and telecommunication systems]. *Fundamental'nye problemy radioelektronnoego priborostroeniya*, Moscow, *MIREA*, 2006, vol. 2, pp. 7–10 (in Russ.).
10. IEEE 802.3an-2006 standard. Available at: <https://www.stdlink.com/standards/IEEE.802.3an-2006.html>, free (Accessed: July 01, 2024).
11. Fedorov V.N., Popov V.I., Smagulova S.A. *Sposob podavleniya perekrestnyh pomekh v mnogoprovodnyh liniyah svyazi* [A method for suppressing crosstalk in multi-wire communication lines]. Patent RF, no. 2014116590.
12. Balonin N.A., Mironovsky L.A. *Matricy Adamara nechetnogo poryadka* [Hadamard matrices of odd order]. *Information and Control Systems*, 2006, no. 3, pp. 46–50.
13. Mak-Vil'yams F.J., Sloan N.J. *Teoriya kodov, ispravlyayushchih oshibki* [Theory of error correcting codes]. Moscow, *Svyaz*, 1979, 744 p.
14. Zabolockij A.M., Gazizov T.R. *Vremennoj otklik mnogoprovodnyh linij peredachi* [Time response of multi-wire transmission line]. Tomsk, Tomsk State University, 2007, 152 p.
15. Balonin N.A., Sergeev M.B. *M-Matritsy* [M-matrix]. *Information and Control Systems*, 2011, no. 1, pp. 14–21.
16. KSPV-4h0,4 Available at: <https://kabel-220.ru/katalog/kabel-mikrofonnyj-signalnyj/kspv-4h04/>, free (Accessed: July 01, 2024).

Vyacheslav N. Fedorov

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor
 North-Eastern Federal University named after M.K. Ammosov
 58, Belinsky st., Yakutsk, Russia, 677000
 ORCID: 0000-0003-1568-1737
 Phone: +7-914-224-89-74
 Email: fvnjgti@rambler.ru